

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6789929号
(P6789929)

(45) 発行日 令和2年11月25日(2020.11.25)

(24) 登録日 令和2年11月6日(2020.11.6)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 Z

請求項の数 17 (全 19 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2017-515775 (P2017-515775)</p> <p>(86) (22) 出願日 平成27年9月18日 (2015. 9. 18)</p> <p>(65) 公表番号 特表2017-529824 (P2017-529824A)</p> <p>(43) 公表日 平成29年10月5日 (2017. 10. 5)</p> <p>(86) 国際出願番号 PCT/CA2015/000494</p> <p>(87) 国際公開番号 W02016/044915</p> <p>(87) 国際公開日 平成28年3月31日 (2016. 3. 31)</p> <p>審査請求日 平成30年9月18日 (2018. 9. 18)</p> <p>(31) 優先権主張番号 62/054, 063</p> <p>(32) 優先日 平成26年9月23日 (2014. 9. 23)</p> <p>(33) 優先権主張国・地域又は機関 米国 (US)</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 515265994 リナルディ、ヴィト カナダ国 エル3アール 3エル1 オン タリオ、マーカム、ペントレイ ストリー ト 101</p> <p>(74) 代理人 100105924 弁理士 森下 賢樹</p> <p>(72) 発明者 リナルディ、ヴィト カナダ国 エル3アール 3エル1 オン タリオ、マーカム、ペントレイ ストリー ト 101</p> <p>審査官 麻生 哲朗</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子直流電圧トランス

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

出力DC電力を提供するための電子直流電圧(DC)トランス回路であって、
入力電力を受けるように適合された入力ノードと、
磁気蓄積結合装置であって、

第1の双方向ACスイッチに結合された第1組の巻線であって、前記第1の双方向AC
スイッチは前記入力電力に関連する入力充電電流を受ける第1組の巻線と、

前記第1組の巻線と直列に配置された第2組の巻線であって、前記第1および第2組の
巻線は共通のコアを共有する第2組の巻線と、

一端で前記第1および第2組の巻線の間接続され、他端で共通接地に接続された第2
の双方向ACスイッチであって、前記第1および第2の双方向ACスイッチは、キロヘル
ツ範囲内のスイッチング周波数を有し、交互のモードでオンとオフの間で切り替わる第2
の双方向ACスイッチと、を備える磁気蓄積結合装置と、

前記第2組の巻線に接続された出力ノードであって、前記出力ノードは前記出力DC電
力を供給するように適合され、前記出力DC電力は、入力電圧と、前記第1および第2組
の巻線の巻線比、前記第1および第2組の巻線の極性、ならびに、前記第1および第2の
双方向ACスイッチのデューティサイクルのうち少なくとも1つと、に基づく振幅を有
する出力電圧を有する、出力ノードとを備え、

前記磁気蓄積装置は、前記入力電力を受け取り、前記入力ノードと前記出力ノードとの
間で前記入力電力を伝達するように構成され、前記第1および第2の双方向ACスイッチ

10

20

のそれぞれが連続的に切り替えられ、前記第 1 の双方向 A C スイッチがオンであり、かつ、前記第 2 の双方向 A C スイッチがオフであるとき、前記第 1 組の巻線および前記第 2 組の巻線は集合的に、エネルギーの磁気的な蓄積を提供し、前記第 1 の双方向 A C スイッチがオフであり、かつ、前記第 2 の双方向 A C スイッチがオンであるとき、前記第 2 組の巻線は、エネルギーの磁気的な蓄積を提供し、入力および出力電力、電圧および電流の両方においてゼロに近い電力高調波ひずみを固定のデューティサイクルで提供し、前記スイッチング周波数は入力周波数の約 100 倍より大きく、高調波はキロヘルツのスイッチング周波数未満に存在せず、

電力方向の形式に依存して、前記入力ノードは、前記入力電力と、電力を吸収するための負荷の一方に結合するように構成され、前記出力ノードは、電力を吸収するための前記負荷と前記入力電力の他方に結合するように構成される、電子直流電圧 (D C) トランス回路。

10

【請求項 2】

前記第 2 組の巻線と前記共通接地との間に配置されたキャパシタをさらに備える、請求項 1 に記載の回路。

【請求項 3】

出力電圧信号は、前記第 2 組の巻線に対する前記第 1 組の巻線の巻数比にさらに依存し、前記巻線比と前記デューティサイクルの少なくとも 1 つを変化させることが前記出力電圧信号の振幅を直接変化させる、請求項 1 に記載の回路。

【請求項 4】

入力波形の形状にかかわらず、前記入力ノードから前記出力ノードへの電圧伝達の所定の一定比率を提供し、前記入力波形の形状は前記所定の伝達比で前記負荷に変換される、請求項 1 に記載の回路。

20

【請求項 5】

前記第 1 の双方向スイッチと前記共通接地との間に配置された第 2 のキャパシタをさらに備える、請求項 2 に記載の回路。

【請求項 6】

前記入力ノードと前記第 1 の双方向スイッチとの間に配置された入力インダクタと、前記入力ノードと前記共通接地との間に配置された入力キャパシタとをさらに備え、前記入力インダクタは、前記入力キャパシタと協働する、請求項 5 に記載の回路。

30

【請求項 7】

前記入力および出力電力、電圧および電流は、ベース電力のヘルツ周波数成分以外の制限された高調波成分を有し、前記スイッチング周波数によって生成されるキロヘルツの高周波数成分は制限される、請求項 6 に記載の回路。

【請求項 8】

前記第 1 の双方向 A C スイッチがオンであり、前記第 2 の双方向スイッチがオフである第 1 の期間の間、電流が前記第 1 および第 2 組の巻線から前記負荷に流れるようにされ、前記第 1 および第 2 組の巻線は、前記第 1 の双方向 A C スイッチが閉じられる前記第 1 の期間の間、磁気的に充電される、請求項 1 に記載の回路。

【請求項 9】

前記第 2 の双方向 A C スイッチがオンであり、前記第 1 の双方向スイッチがオフである第 2 の期間の間、前記電流が前記第 1 組の巻線で流れなくなり、前記負荷の点での前記電流は、前記第 2 組の巻線によって、それが磁気的に放電するときに維持される、請求項 8 に記載の回路。

40

【請求項 10】

前記磁気蓄積装置は、前記第 1 および前記第 2 の双方向 A C スイッチのスイッチング動作中に、前記負荷に関する供給入力電圧に対する一定の出力電圧比を維持するように構成される、請求項 9 に記載の回路。

【請求項 11】

前記出力電圧は、前記第 2 組の巻線に対する前記第 1 組の巻線の巻数比および前記デュ

50

ーティサイクルのうちの少なくとも1つに基づいて比例して変化する、請求項10に記載の回路。

【請求項12】

前記第1および第2のスイッチは、入力電圧波形の一部分のみが前記負荷に伝達されるように、入力波形の特定の期間だけ動作する、請求項1に記載の回路。

【請求項13】

出力DC電力を提供するための電子直流電圧(DC)トランス回路であって、
 入力電力を受けるように適合された入力ノードと、
 磁気蓄積結合装置であって、
 第1の双方向ACスイッチに結合された第1組の巻線であって、前記第1の双方向AC
 スwitchは前記入力電力に関連する入力充電電流を受ける第1組の巻線と、
 前記第1組の巻線と直列に配置された第2組の巻線であって、前記第1および第2組の
 巻線は共通のコアを共有する第2組の巻線と、

一端で前記第1および第2組の巻線の間接続され、他端で共通接地に接続された第2
 の双方向ACスイッチであって、前記第1および第2の双方向ACスイッチは、キロヘル
 ツ範囲内のスイッチング周波数を有し、交互のモードでオンとオフの間で切り替わる第2
 の双方向ACスイッチと、を備える磁気蓄積結合装置と、

前記第2組の巻線に接続された出力ノードであって、前記出力ノードは前記出力DC電
 力を供給するように適合され、前記出力DC電力は、入力電圧と、前記第1および第2組
 の巻線の巻線比、前記第1および第2組の巻線の極性、ならびに、前記第1および第2の
 双方向ACスイッチのデューティサイクルのうちの少なくとも1つと、に基づく振幅を有
 する出力電圧を有する、出力ノードとを備え、

前記磁気蓄積装置は、前記入力電力を受け取り、前記入力ノードと前記出力ノードとの
 間で前記入力電力を伝達するように構成され、前記第1および第2の双方向ACスイッチ
 のそれぞれが連続的に切り替えられ、前記第1の双方向ACスイッチがオンであり、かつ
 、前記第2の双方向ACスイッチがオフであるとき、前記第1組の巻線および前記第2組
 の巻線は集成的に、エネルギーの磁気的な蓄積を提供し、前記第1の双方向ACスイッチ
 がオフであり、かつ、前記第2の双方向ACスイッチがオンであるとき、前記第2組の巻
 線は、エネルギーの磁気的な蓄積を提供し、

前記入力電力はDC電圧であり、前記第1および第2のスイッチのデューティサイクル
 は、デューティサイクル変動を伴う一定の繰り返しヘルツレートで変調されて、線形正
 弦波電圧または前記負荷への非線形出力電圧から選択される変動出力電圧を生成し、

電力方向の形式に依存して、前記入力ノードは、前記入力電力と、電力を吸収するた
 めの負荷の一方に結合するように構成され、前記出力ノードは、電力を吸収するための前
 記負荷と前記入力電力の他方に結合するように構成される、電子直流電圧(DC)トランス
 回路。

【請求項14】

前記第1および第2の双方向ACスイッチのデューティサイクルを制御して前記入力電
 圧の変動に対してより安定した出力を提供するようにフィードバックが使用され、または
 、前記出力電圧が、 $V_o = K_v V_s$ に従って前記出力電圧 V_o と前記入力電圧 V_s との比
 として定義される伝達定数 K_v によって指示される等価電圧伝達よりも高いときに前記負
 荷から充電され前記入力電力の電源に放電されるときに逆になる、請求項1に記載の回路
 。

【請求項15】

前記出力電圧が、 $V_o = K_v V_s$ に従って前記出力電圧 V_o と前記入力電圧 V_s との比
 として定義される伝達定数 K_v によって指示される変換された電圧よりも高いとき、前記
 電力は前記負荷の側から前記入力側に流れる、請求項1に記載の回路。

【請求項16】

前記出力電圧が、 $V_o = K_v V_s$ に従って前記出力電圧 V_o と前記入力電圧 V_s との比
 として定義される伝達定数 K_v によって指示される変換された電圧よりも高く、前記入力

10

20

30

40

50

電圧が直流電圧であるとき、前記電力は前記負荷の側から前記入力側に流れる、請求項 1 に記載の回路。

【請求項 17】

前記出力電圧が、 $V_o = K_v V_s$ に従って前記出力電圧 V_o と前記入力電圧 V_s との比として定義される伝達定数 K_v によって指示される変換された電圧よりも高く、前記入力電圧が交流または直流電圧またはそれらの組み合わせであるとき、前記電力は前記負荷の側から前記入力側に流れる、請求項 1 に記載の回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般的には、電子直流電圧トランス (electronic direct voltage transformer : EDVT) 回路に関し、より詳細には、磁気蓄積結合 (磁気ストレージ結合、magnetic storage coupling) を使用して、直流電圧 (一般に DC と呼ばれる) 電力を電源から負荷へ伝達する回路に関する。

【背景技術】

【0002】

電力を電源から負荷に伝送する既存の技術は、キャパシタを DC 容量性ストレージ (DC capacitive storage) として使用するコンバータを利用する。一般的に、DC 容量性ストレージシステムは、サイズおよびコストの理由から使用されてきた。このような場合、エネルギーは $1/2 CV^2$ としてキャパシタ内に蓄積される。すなわち、一般的に言えば、キャパシタは、キャパシタプレート間に電位差を生じさせる電荷の形態でエネルギーを蓄積する。このような回路の問題の 1 つは、それらが、整流、直接ワイヤ接続、電流パルス、DC 出力用 DC レギュレータ回路、方形波出力を再現するインバータまたは AC 正弦波を再現するためのより複雑なデジタル/アナログ電力整形器、および、他の複雑さなどを必要とすることである。さらに、DC 容量性ストレージを使用するそのような従来の電子コンバータ回路は、典型的には、入力交流 (AC) 信号を受け、直流 (DC) に変換され、キャパシタ内にエネルギーの蓄積を可能にし、それによって DC 信号を負荷に出力する。

【0003】

既存のコンバータは、インダクタを充電することによって蓄積し、フリーホイールダイオード、または、その他の能動リターンスイッチ (active return switch) を介して電流が負荷に流れ続けるようにすることによって、高電圧 DC 入力から低電圧 DC 出力に変化させる。これは、入力から出力への電力の一方向の経路であることに留意されたい。負荷がほとんどまたは全く接続されていない場合は、通常は最小放電回路があり、負荷側の過電圧を防止するために、充電パルスを最小限に抑えるか、または、定期的に遮断しなければならない。さらに、最小のオン/オフパルスにより、入力電圧範囲に対する出力の最大の比が制限される。

【発明の概要】

【0004】

容量性ストレージソリューションの欠点を除去または軽減するように、電力を電源から負荷に伝送してエネルギーを伝送する回路を提供することが有利であろう。

【0005】

一態様によれば、入力直流電圧電源を受けるように適合された入力ノードと、磁気蓄積結合装置であって、第 1 の双方向 AC スイッチに結合された第 1 組の巻線であって、第 1 の双方向 AC スイッチは入力電圧に関連する入力充電電流を受ける第 1 組の巻線と、第 1 組の巻線と直列に配置された第 2 組の巻線であって、第 1 組の巻線と第 2 組の巻線は共通のコアを共有する第 2 組の巻線と、一端で第 1 および第 2 組の巻線の間接続され、他端で共通接地に接続された第 2 の双方向 AC スイッチであって、第 1 および第 2 の双方向 AC スイッチは、キロヘルツ範囲内のスイッチング周波数を有し、交互のモードでオンとオフの間で切り替わる第 2 の双方向 AC スイッチと、を備える磁気蓄積結合装置と、第 2 組

10

20

30

40

50

の巻線に接続された出力ノードであって、出力ノードは出力DC電力を供給するように適合され、出力電力は、入力電圧と、第1および第2組の巻線の巻線比、第1および第2組の巻線の極性、ならびに、第1および第2の双方向ACスイッチのデューティサイクルのうちの少なくとも1つと、に基づく振幅を有する出力電圧を有する出力ノードと、を備え、磁気蓄積装置は、入力電力を受け取り、入力ノードと出力ノードとの間で入力電力を伝達するように構成され、第1組の巻線および第2組の巻線は、第1および第2の双方向ACスイッチのそれぞれが連続的に切り替えられることに基づいて、エネルギーの磁気的な蓄積を提供するように構成される、電子直流電圧(DC)トランス回路が提供される。出力ノード電圧が等価伝達定数電圧よりも高い場合、本来の双方向伝達回路から期待されるように、負荷から電源に電力が流れるであろう。出力電圧は、可変パルスデューティサイクルの関数であり、典型的なコンバータ回路のような負荷レベルの電流の関数ではないであろう。システムのスイッチング周波数は、インダクタおよびキャパシタなどの回路要素、および、可聴周波数範囲を超えて動作することによる音響スイッチングノイズなどの他のパラメータを最小限に抑えるように選択することができる。エネルギーは、インダクタシステムに蓄積され、キャパシタは、単純な周波数のローパスフィルタであり、従来のDC電力コンバータシステムで使用されるようなエネルギー蓄積キャパシタではないことに留意されたい。

【0006】

いくつかの態様では、入力DC電力と出力DC電力は、滑らかな変動しないDC電圧であり得る。他の態様では、入力は変動するレベルの電圧源とすることができ、システムは、一定のオン/オフパルスレートを 사용하여、変動する入力形状を負荷に忠実に変換し、それにより負荷電流に依存しない固定の伝達関数を提供する。あるいは、フィードバックシステムを使用して、パルス幅を変化させ、システムの伝達定数に影響を及ぼすことにより、出力は一定レベルに維持されてもよい。さらに他の態様では、回路は、第2組の巻線と共通接地との間に配置されたキャパシタをさらに備えることができ、キャパシタは、出力ノードにおける出力信号の選択されたスイッチング周波数の結果のキロヘルツ範囲の高周波成分を抑制するように構成される。さらに他の態様では、出力電圧信号は、第2組の巻線に対する第1組の巻線の巻数比にさらに依存でき、巻線比とデューティサイクルの少なくとも1つを変化させることが出力電圧信号の振幅を直接変化させる。さらに他の態様では、回路は、入力ノードから出力ノードへの電圧伝達の所定の一定比率を提供できる。さらに他の態様では、回路は、第1の双方向スイッチと共通接地との間に配置された第2のキャパシタをさらに備えることができ、第2のキャパシタは、入力ノードにおける高周波電流成分を抑制するように構成される。関連する態様では、回路は、入力ノードと第1の双方向スイッチとの間に配置された入力インダクタと、入力ノードと共通接地との間に配置された入力キャパシタとをさらに備えることができ、入力インダクタは、入力キャパシタと協働して、入力ノードでの高周波成分の追加的な抑制を提供する。他の態様では、入力および出力電力、電圧および電流は、スイッチング周波数によって生成されるスイッチング周波数成分の制限された周波数成分を有する。

【0007】

いくつかの態様では、第1の双方向ACスイッチがオンであり、第2の双方向スイッチがオフである第1の期間が存在することができ、電流が第1および第2組の巻線から負荷に流れるようにされ、第1および第2組の巻線は、第1の双方向ACスイッチが閉じられる第1の期間の間、磁気的に充電される。他の態様では、第2の双方向ACスイッチがオンであり、第1の双方向スイッチがオフである第2の期間が存在することができ、電流が第1組の巻線で流れなくなり、負荷の点での電流は、第2組の巻線によって、それが磁気的に放電するときに維持される。さらに他の態様では、磁気蓄積装置は、第1および第2の双方向ACスイッチのスイッチング動作中に、負荷に関する供給入力電圧に対する一定の出力電圧比を維持するように構成されることができ、さらに他の態様では、出力電圧は、第2組の巻線に対する第1組の巻線の巻数比およびデューティサイクルのうちの少なくとも1つに基づいて比例して変化することができる。他の態様では、システムの伝達定

10

20

30

40

50

数より高い負荷ノードでの電圧電源を提供することにより、インダクタは、負荷側から充電されることができる。この場合、電力は負荷から電源に流れるであろう。

【0008】

他の態様では、第1および第2のスイッチは、入力電圧波形の一部分のみが負荷に伝達されるように、特定の期間だけ動作することができる。さらに他の態様では、第1および第2の双方向ACスイッチのデューティサイクルを制御して入力電圧の変動に対してより安定した出力を提供するようにフィードバックが使用され得る。

【0009】

本発明は、一般的には、電子直流電圧トランス(EDVT)回路に関し、より詳細には、磁気蓄積結合を使用して、直流電圧(一般にDCと呼ばれる)電力を電源から負荷へ伝達し、同様に、負荷側に伝達電圧より高いものが存在するときに電力を負荷側から入力側に流す回路に関する。したがって、真の双方向電力トランスを備える。

【図面の簡単な説明】

【0010】

ここで、本発明の実施形態を、以下の図面を参照して一例として説明する。

【図1A】電子直流電圧トランス回路の概略図である。

【図1B】別の実施形態による電子直流電圧トランス回路の概略図である。

【図1C】別の実施形態による電子直流電圧トランス回路の概略図である。

【図1D】別の実施形態による電子直流電圧トランス回路の概略図である。

【図1E】別の実施形態による電子直流電圧トランス回路の概略図である。

【図2】巻線の蓄積の組を通る電流の電流波形と、巻線の蓄積の組を通る平均電流を示す電流波形の図である。

【図3A】図1A-1Eの電子直流電圧トランス回路のブロック図である。

【図3B】デューティサイクル変調を使用してAC波形を再現するためのインバータを示す、図3Aの電子直流電圧トランス回路のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

便宜上、明細書中の同様の数字は、図面における同様の構造を指す。図1A-1Eを参照すると、磁気蓄積結合と、複数の巻線を有する1つの磁気的に結合されたコアからなる磁気蓄積装置を充電するために使用される(1つまたは複数のスイッチによって提供される)高周波パルスと、を使用して電源ノードから負荷への電力の変換または伝達を可能にする電子正弦波トランス(以下、ESWT)回路の異なる実施形態による代替の回路概略構成が示されている。すなわち、エネルギーの磁気蓄積は、一緒に結合され、高周波パルスを供給してコアの充放電および磁気蓄積装置の複数組の巻線を制御する1つまたは複数のスイッチに接続された複数組の巻線を有する1つのコアによって処理される。さらに、磁気蓄積結合装置は、中央の蓄積コアと、1つまたは複数のスイッチによって制御される結合された複数組の巻線とを介して、磁気エネルギー蓄積を使用する間、入力AC電力および電圧を、入力電力および電圧と同じ動作周波数で出力に(例えば、負荷に)伝達させる。

【0012】

具体的には、入力DC電源は、磁気蓄積結合装置に入力電源電圧を供給する。以下に説明する磁気蓄積結合装置は、1または複数組の巻線を有する共通コアと、交互にオンおよびオフにされて共通コア巻線(インダクタンス L_c 、 L_d を有して示される)と負荷とに高周波磁気パルスを供給する少なくとも2つの双方向ACスイッチ(例えば、第1および第2の双方向スイッチ)との形態で実施される。少なくとも1つのスイッチは直列の巻線の組の第1組に結合され、スイッチの別の1つは巻線の組と共通の接地との間に結合される。さらに、第1および第2のスイッチは、スイッチング周波数にて反対のモード(すなわち、第1のスイッチがオン、第2のスイッチがオフ、逆も同様)で切り替えられる。このようにして、第1および第2組の巻線(例えば、組み合わせ)は、短い充電パルス、および、充電パルス間の短い放電パルスのみを見る。

【 0 0 1 3 】

すなわち、第1のスイッチがオンであり（且つ、第2のスイッチがオフである）1つのモードでは、第1および第2組の巻線の両方がまとめて充電され、その中にエネルギーを蓄積する。この場合、電流は両方の巻線の組を通して流れ、蓄積される総エネルギーまたは磁束は、 $E = 1 / 2 L I ^ 2$ である。ここで、 L は一緒に用いられた第1および第2組の巻線のインダクタンスを指し、 I はそこを流れる磁気的な充電電流である。

【 0 0 1 4 】

第2のスイッチがオンであり（且つ第1のスイッチがオフである）第2のモードでは、総電流が第2組の巻線のみを通して流れるので、電流は、放電パルスの開始時に磁束を維持するために増加し、そして、エネルギーが負荷電力を保持するために使用されると、ゆっくりと減少する。開放回路負荷状態では、充電電流は一方の極性にあり、放電電流はゼロ電流を通り、逆方向に流れ、入力に対する出力電圧の一定比率を維持する。つまり、出力波形の形状は入力波形の形状に従うが、電流はゼロ正味電流を維持するために一方向と他方向の間で交互に変化する。負荷電圧が等価伝達定数電圧（equivalent transfer constant voltage）よりも高い場合、インダクタシステムは、第2のスイッチのオン時間の間に充電され、第1のスイッチのオン時間の間に放電される。これにより、負荷から電源に電力を伝達する。

【 0 0 1 5 】

さらに、磁気蓄積結合装置は、負荷に供給される出力電圧が入力電源電圧の形状に直接追従することを可能にすることができるので、入力波形の直接的なコピーを、巻線の比と電子スイッチのデューティサイクルとに応じた比例する振幅差で提供することができる。負荷に供給される出力電圧の振幅は、電圧定数 K_v および入力電圧供給振幅の関数である。この関係は、入力電力の電力供給スイッチング周波数で本質的に瞬間的なスイッチング周波数で有効であり、ひいては、完全な入力波形、または、入力波形の任意の部分でのスイッチングの切り捨て（truncating）もしくは再開を含むその任意の部分に対して有効である。電圧定数 K_v は、巻数比（巻線の組の互いの巻数の比の尺度）およびデューティサイクルにさらに依存する。すなわち、巻数比が固定されているので、第1および第2のスイッチのスイッチング周波数のデューティサイクルによって出力電圧を制御することができる。したがって、磁気蓄積装置では、入力と出力との間の電圧変化が生じる。正味の結果は、 $1 / 2 L I ^ 2$ の通常の蓄積法則の範囲内でエネルギーが巻線の組に蓄えられ、負荷に（または負荷から電源に）放出されるということである。このことは、充電電流の傾きが充電電圧と $L_c + L_d$ によって制御され、放電の傾きが出力電圧と L_d のみによって制御される（または、負荷電圧が伝達定数 K_v によって指示される等価電圧伝達よりも高い場合、負荷から充電され、電源に放電される）ことを意味する。

【 0 0 1 6 】

EDVTの最終機能は、入力巻線と出力巻線とを有する従来の磁気的な電力トランスと幾分同じであり、入力/出力値がDCであるという顕著な違いがある。交流電圧トランスに対する以下の比較は、相対的な参照用のみ提供される。従来のACトランスは、直流電圧を伝達することができない。例えば図1A - 1Eを参照して理解されるように、既存のトランス回路に対する相対的な参照のみのためにここで提示されるEDVT回路の相違点の1つは、ここで提案されているようなスイッチングを使用しない巻線を有する既知のトランス回路では、それぞれの半サイクルの全電圧および電流はトランスによって誘導的にサポートされる必要があり、これは一般に磁化インダクタンスと呼ばれる、ことである。逆に、ここで論じるEDVT回路では、インダクタンス（例えば直列に配置された第1および第2組の巻線）は、（高いスイッチング周波数の間に）短パルスについて一度に充電され、短パルスについて同様に磁気的に放電する。さらに、サイズに関して、既存のトランス回路は、大きな磁化インダクタンスを収容するために約100ポンドの典型的な重量を有することができるが、ここに提示されるEDVT回路は、かなり小さいサイズ（例えば、1ポンド）を有する。

【 0 0 1 7 】

10

20

30

40

50

図1A-1Eによれば、EDVT回路は磁気蓄積を使用し、本質的に両極性である。すなわち、エネルギーは、変化なく両方の極性で保存され得る。これは従来のトランスでは不可能である。

【0018】

さらに、図1A-1Eの電子直流電圧トランスで提示された利点を従来のACトランスに比べて拡大するために、参照のみのために、従来のトランスは、入力漏れインダクタンス、相互インダクタンスおよび出力漏れインダクタンスを有して表され得る。すべて適切な巻数比が適用される。すなわち、回路内の巻線の組の相互インダクタンスが制御要素である。最大動作電圧では、コア磁束は飽和（すなわち、典型的には15キログauss）よりも低い。（50/60/400ヘルツで）印加電圧から生じるアンペアターンは、コア面積で除算されたボルト・秒（正弦波の1/2の下の面積）によって生成された磁束がコア材料の飽和点よりも小さくなるようなものである。典型的なマルチKVAトランスは、1ヘンリーで約50-100ポンドの重量で測定し、可変性を可能にする電動式制御装置が含まれている。好ましくは、図1A-1EのESWT回路は、典型的には3キログaussであるフェライトの飽和レベルまで1つの高周波サイクル（キロヘルツ）をカバーするのに十分な磁束のみで磁束蓄積要素を充電および放電する。好ましい実施形態では、電圧伝達比は、正弦波および非正弦波ならびにDC波形に対して作用する。さらに好ましくは、図1A-1Eに提示される磁気蓄積装置100は、1ポンドの重量しかない。したがって、材料の節約、コストおよび柔軟性の向上、ならびに、DCからDCへの変換の複雑さの減少がある。図1A-1Eのトランス回路の瞬間的かつ電子的に可変な性質は、機械的摩耗品を全く有さない制御を可能にする。

【0019】

上述したように、磁気蓄積装置の第1および第2のスイッチは、数キロヘルツであり得るスイッチング周波数を有する。例えば、スイッチング周波数は、好ましくは、キロヘルツ範囲内であり、通常、ヘルツ範囲内である通常のAC電力変換のベース電力の周波数（base power frequency）の100倍よりもはるかに大きい。これは、キロヘルツ範囲のスイッチング周波数より低い高調波が存在しないことも意味する。このようにして、負荷に供給されている磁気回路の出力に供給される出力電力の電力高調波が最小限に抑えられ、実用上、電力高調波は存在しない。さらに、磁気回路内のインダクタンスの大きさ、および、ヘルツ範囲を超える高周波を抑制するために電子直流電圧トランス回路で使用されるキャパシタは、最小にされる。

【0020】

ここで図1A-1Eを参照すると、別の実施形態による参照番号101-105によって全体的に示されている電子直流電圧トランス回路の例示的な実施形態が示されている。

【0021】

図1Aを参照すると、電子直流電圧トランス回路101が示されている。電子直流電圧トランス回路101は、入力ノード110と、出力ノード112と、入力ノード110と負荷に接続された出力ノード112との間に電氣的に結合された磁気蓄積装置100とを備える。入力ノード110は、入力電源電圧114を有する入力DC（直流電圧）電源を受けるために電源側に配置される。磁気蓄積装置100は、次いで、高周波磁気エネルギー蓄積を使用して電源側から負荷に電力を変換または伝達するのに役立ち、または、負荷電圧が伝達定数Kvによって指示される等価電圧伝達よりも高いとき、負荷から充電され、電源に放電される。磁気蓄積装置100は、共通コア130（蓄積ノード113と呼ばれる）内に磁氣的にエネルギーを蓄積するための1または複数の組の巻線（例えば、第1組の巻線106および第2組の巻線107）を有する共通コア130を備える。磁気蓄積装置100は、2つ以上のスイッチ（例えば、第1のスイッチ108および第2のスイッチ109）をさらに備える。第1および第2のスイッチ108-109は、概して140で示されるAC双方向スイッチであり、それらは交互に、即ち互いに逆にスイッチオンされ、キロヘルツ範囲のスイッチング周波数を有する。

【0022】

10

20

30

40

50

磁気蓄積装置 100 を参照すると、第 1 組の巻線 106 および第 2 組の巻線 107 は、共通コア 130 によって磁氣的に結合される。好ましくは、第 2 組の巻線 107 は、共通の磁路内で第 1 組の巻線 106 に対して直列相助 (series aiding) あるいは直列相反 (series opposing) の接続で配置される。さらに、第 1 のスイッチ 108 は、第 1 組の巻線 106 に直接接続されている (そして、図 1 A と図 1 C との違いに示すように第 1 組の巻線 106 のいずれかの側に配置され得る)。第 2 のスイッチ 109 は、2 組の巻線 106, 107 と共通接地との間に接続されている。出力ノード 112 は、出力ノードが出力 DC 電力および出力 DC 電圧 116 を提供するように、第 2 組の巻線 107 に接続される。さらに、出力電圧 116 の振幅または大きさは、第 1 および第 2 組の巻線 106, 107 の間の巻線比と、第 1 および第 2 組の巻線 106, 107 の極性と、第 1 および第 2 のスイッチ 108, 109 のスイッチング周波数のデューティサイクルとのうちの 1 つまたは複数に基づいている。後述するように、第 1 および第 2 のスイッチ 108 および 109 が交互に反対の方法でオンおよびオフに切り替えられている間でも、第 1 および第 2 組の巻線 106, 107 がエネルギーの磁氣的な蓄積を連続的に提供するように、磁気蓄積装置 100 は、入力電力を受け取り、それを出力ノード 112 に伝達するように構成されている。

10

【0023】

一例では、図 1 A および磁気蓄積装置 100 を参照すると、スイッチ 108 および 109 のデューティサイクルは所定数に設定され、巻線 106, 107 の組は一緒に結合され、それぞれは所定数の巻線を有する。図 1 A を参照すると、 N_d は第 2 組の巻線 107 のインダクタンス L_d を生成するための巻線の数を示し、 N_c はインダクタンス L_c を生成するための追加のターンを示す (第 1 組と第 2 組の巻線 106, 107 の組合せを参照)。すなわち、 $N_c + N_d$ はインダクタンス $L_c + L_d$ を生成する。インダクタンスは、巻き数の 2 乗に比例する。

20

【0024】

以下に、図 1 A - 1 E の各々の磁気蓄積装置の一般的な動作モードを説明する。第 1 の動作モードでは、第 1 のスイッチ 108 がオンされる (そして、第 2 のスイッチ 109 がオフされる) とき、線電流は第 1 および第 2 組の巻線 106, 107 (蓄積ノード 113) を通って出力ノード 112 の負荷に流れる。このように、出力電流 I_o は、巻線 I_c および I_d の組を流れる電流と等価な入力電流 I_s に等価である。このようにして、巻線 106, 107 の組を流れる電流は、負荷電流 (I_o) と磁氣的な充電電流をサポートする。すなわち、両方の組の巻線 106, 107 の組み合わせ (蓄積ノード 113) は、好ましくは、所望のピーク出力電流 I_o とピーク充電電流をサポートし、第 2 組の巻線 107 を流れる電流は、同様に、放電電流のピーク限界をサポートしなければならない。すなわち、蓄積ノード 113 の共通コア 130 の磁気エネルギー束 (BH として知られる) 負荷は、好ましくは、上述のピークアンペアターンで飽和に達しない。

30

【0025】

再び図 1 A - 1 E を参照すると、入力電源電圧 114 は、好ましくは DC 波形であり、出力ノード 112 での出力電圧 116 も DC 波形である。好ましくは、図 1 A - 1 E を参照すると、磁気蓄積装置 100 内のスイッチのスイッチング周波数 (例えば、第 1 のスイッチ 108 および第 2 のスイッチ 109) は、キロヘルツ範囲 (例えば、20 kHz) 内にある。すなわち、後述するように、磁気蓄積装置 100 は、磁気エネルギー蓄積を変換媒体として使用して入力エネルギーを変換または伝達することによって、電力 DC 電圧入力を負荷での電力 DC 電圧出力に変換することを容易にする。

40

【0026】

再び第 1 の動作モードを参照すると、第 1 のスイッチ 108 がオンされるとき、電流は、第 1 および第 2 組の巻線 106, 107 (このモードではこれらは直列である) を介して負荷に流れる。

【0027】

一般に、ノード 112 における瞬時出力電圧は $V_o = K_v V_s$ として定義され、ノード

50

1 1 2における出力電流は

【数 1】

$$I_o = \frac{V_o}{Z_L}$$

であり、 K_v は第1組の巻線106と第2組の巻線107との間の巻数比(例えば、具体的には、第2組の巻線107の巻数 N_d に対する第1組の巻線106の巻数 N_c)に依存する所定の定数である。すなわち、 K_v は、以下に定義するターン定数 K_i と充電/放電比 K_x の関数である。また、充電/放電比は、第1のスイッチ108がオンされてから第2のスイッチ109がオンに切り換えられるまでの時間に相当するデルタ t_c 、および、第2のスイッチ109がオン(第1のスイッチ108はオフである)のときの放電時間であるデルタ t_d に依存する。

10

【0028】

このことは、以下のようにさらに理解することができる。

【0029】

【数 2】

$$K_v = K_i \frac{\Delta t_c}{K_i \Delta t_c + \Delta t_d} = \frac{1}{\frac{1}{K_x} + 1}, \quad V_o \text{ と } V_s \text{ との比の定数}$$

【0030】

ここで、

20

【数 3】

$$K_x = \frac{\Delta t_c}{\Delta t_d} K_i$$

且つ、

【0031】

【数 4】

$$K_i = \left(\frac{N_d}{N_c + N_d} \right), \quad I_c(\text{avg}) \text{ と } I_d(\text{avg}) \text{ との比の定数}$$

30

である。

【0032】

出力電圧116の瞬時値からわかるように、一定のデューティサイクルは入力電圧114に対して一定の出力電圧116を生じさせ、それによって入力DC波形を出力DC波形に変換する。

【0033】

ここで、蓄積ノード113を流れる電流を示している図2の電流波形を参照する。また、第1のモードでは、第1のスイッチ108がオン、第2のスイッチ109がオフの間、蓄積ノード113に流れる電流が I_{cl} から I_{ch} に増加する。電流の増加は次のように示され得る。

40

【0034】

【数 5】

$$I_{cl}(N_c + N_d) = I_{dl}N_d, \quad I_{cl} = I_{dl} \left(\frac{N_d}{N_c + N_d} \right) = I_{dl}K_i$$

【0035】

【数6】

$$I_{ch}(N_c + N_d) = I_{dh}N_d, \quad I_{ch} = I_{dh} \left(\frac{N_d}{N_c + N_d} \right) = I_{dh}K_i, \quad K_i = \left(\frac{N_d}{N_c + N_d} \right)$$

【0036】

【数7】

$$\Delta I_c = I_{ch} - I_{cl} = (I_{dh} - I_{dl})K_i, \quad \Delta I_c = \Delta I_d K_i$$

【0037】

続いて、第2のモードでは、第1のスイッチ108がオフされ、第2のスイッチ107がオンされ、ここですべての電流が第2組の巻線107のみを流れ、そして、電流は I_{ch} から I_{dh} に瞬時に増加して磁界中のエネルギーの保存を維持する。すなわち、巻数比の差によって電流の大きさが増加する。例えば、巻線106の組の N_c が巻線107の組の N_d と等価である場合、第2組の巻線107を流れる電流は、 I_{dh} に増加する（例えば、この場合、スイッチ108がオフされる直前の電流と比較して、値が倍になる）。続いて、第2のスイッチ107が導通している間の続く所定の放電時間の間、蓄積ノード113を流れる電流は、 I_{dh} から I_{dl} まで緩やかに減少し、その関係は上に示されている。さらに、電流は、第2のスイッチ109がオフされ、第1のスイッチ108が再びオンしたとき、放電時間の終了時に瞬時に I_{dl} から I_{cl} に減少する。

10

【0038】

このように、各スイッチ108、109がオン/オフされる時間中およびモード間の遷移中にも一定の磁束が維持される。すなわち、磁気蓄積ノード113内に蓄積された磁界およびエネルギーは、充電/放電/充電からスイッチングモードの間に一定に保たれる。

20

【0039】

図1A-1Eの磁気蓄積装置100に関して説明したエネルギーの連続的な蓄積は、第1および第2の動作モードおよびそれらの間のスイッチング（例えば、第1のスイッチ108がオンされてから第2のスイッチ109がオンされるスイッチング）の間、入力・出力電圧比（114および116）は磁界として維持され、蓄積ノード113内に蓄積されたエネルギーは $E = 1/2 L I^2$ で規定される一定値のままである、という事実を指す。すなわち、好ましい実施形態では、入力正弦波形状（例えば、入力電源電圧114）に関係なく、電源側から負荷側への電圧伝達の一定比が維持され、電圧114の入力正弦波形状は、（例えば、 K_v 定数によって先に述べたように決定された）固定された伝達比で出力電圧116として負荷側に変換される。したがって、負荷インピーダンスが出力電流を決定するであろう。

30

【0040】

図1A-1Eにおいて使用される電圧および電流の数学的關係は、以下のようにさらに理解することができる。

【0041】

充電および放電時間の間、スイッチング周波数は非常に高い周波数（典型的には20kHzのスイッチング）であるため、 V_s と V_o は本質的に変化しないままである。したがって、巻線の組のうち1つの電圧およびインダクタンスは、

40

【数8】

$$V = L \frac{\Delta i}{\Delta t}, \quad L = A_L N^2, \quad A_L = \text{磁心のインダクタンスファクター}, \quad N = \text{巻数}$$

によって与えられる。

【0042】

【数9】

$V_s = DC$ 入力波形の瞬時値

【0043】

50

【数 1 0】

 $V_o = DC$ 出力波形の瞬時値

【 0 0 4 4】

【数 1 1】

$$\Delta I_d = V_o \frac{\Delta t_d}{A_L N_d^2}$$

【 0 0 4 5】

【数 1 2】

$$\Delta I_c = (V_s - V_o) \frac{\Delta t_c}{A_L (N_c + N_d)^2}$$

10

【 0 0 4 6】

【数 1 3】

$$\Delta I_c = K_i \Delta I_d = K_i \frac{V_o \Delta t_d}{A_L N_d^2}$$

【 0 0 4 7】

【数 1 4】

$$(V_s - V_o) \frac{\Delta t_c}{A_L (N_c + N_d)^2} = K_i \frac{V_o \Delta t_d}{A_L N_d^2}$$

20

【 0 0 4 8】

【数 1 5】

$$(V_s - V_o) \frac{\Delta t_c}{A_L (N_c + N_d)^2} \frac{A_L N_d^2}{\Delta t_d} = (V_s - V_o) \frac{\Delta t_c}{\Delta t_d} K_i^2 = K_i V_o, \quad K_x = \frac{\Delta t_c}{\Delta t_d} K_i$$

【 0 0 4 9】

【数 1 6】

$$K_x (V_s - V_o) = V_o$$

30

【 0 0 5 0】

【数 1 7】

$$V_o (1 + K_x) = K_x V_s$$

【 0 0 5 1】

【数 1 8】

$$V_o = \frac{K_x}{1 + K_x} V_s = \frac{1}{\frac{1}{K_x} + 1} V_s = K_v V_s, \quad K_v = \frac{1}{\frac{1}{K_x} + 1}$$

40

【 0 0 5 2】

K_v は、ターン定数 K_i とデューティサイクル K_x の単なる関数であることに留意されたい。

【 0 0 5 3】

【数 1 9】

$$\Delta I_d = V_o \frac{\Delta t_d}{A_L N_d^2} = K_v V_s \frac{\Delta t_d}{A_L N_d^2} = K_D V_s, \quad K_D = \frac{K_v \Delta t_d}{A_L N_d^2}, \quad \Delta I_c = \Delta I_d K_i = K_i K_D V_s$$

【 0 0 5 4】

50

蓄積要素 1 1 3 における電流リップルの大きさは、 V_s 、インダクタンス値およびデューティサイクルの関数である。

【 0 0 5 5 】

定数は以下の通りである。

【 0 0 5 6 】

【 数 2 0 】

$$K_i = \left(\frac{N_d}{N_c + N_d} \right), \quad I_c(\text{avg}) \text{ と } I_d(\text{avg}) \text{ との比の定数}$$

【 0 0 5 7 】

10

【 数 2 1 】

$$K_o = \frac{\Delta t_c + \Delta t_d}{K_i \Delta t_c + \Delta t_d}, \quad I_o \text{ と } I_c(\text{avg}), I_d(\text{avg}) \text{ との比の定数}$$

【 0 0 5 8 】

【 数 2 2 】

$$K_x = \frac{\Delta t_c}{\Delta t_d} K_i$$

【 0 0 5 9 】

20

【 数 2 3 】

$$K_v = K_i \frac{\Delta t_c}{K_i \Delta t_c + \Delta t_d} = \frac{1}{\frac{1}{K_x} + 1}, \quad V_o \text{ と } V_s \text{ との比の定数}$$

【 0 0 6 0 】

【 数 2 4 】

$$K_d = \frac{K_v \Delta t_d}{A_L N_d^2}, \quad \text{リップル } \Delta I_c, \Delta I_d \text{ の比の定数}$$

【 0 0 6 1 】

30

以下は、簡略化した動作関係である。

【 0 0 6 2 】

【 数 2 5 】

$$V_o = K_v V_s$$

【 0 0 6 3 】

【 数 2 6 】

$$\Delta I_d = K_d V_s$$

40

【 0 0 6 4 】

【 数 2 7 】

$$\Delta I_c = K_i K_d V_s$$

【 0 0 6 5 】

【 数 2 8 】

$$I_o = \frac{V_o}{Z_L}$$

【 0 0 6 6 】

50

【数 2 9】

$$I_d(avg) = K_o I_o$$

【0 0 6 7】

【数 3 0】

$$I_c(avg) = K_i K_o I_o$$

【0 0 6 8】

【数 3 1】

$$D = \frac{\Delta t_c}{\Delta t_c + \Delta t_d}, \quad \text{デューティサイクル}$$

10

【0 0 6 9】

【数 3 2】

$$I_s = D I_c(avg) = D K_i K_o I_o$$

【0 0 7 0】

【数 3 3】

$$D K_i K_o = \frac{\Delta t_c}{\Delta t_c + \Delta t_d} K_i \frac{\Delta t_c + \Delta t_d}{K_i \Delta t_c + \Delta t_d} = K_v$$

20

【0 0 7 1】

【数 3 4】

$$V_s I_s = \frac{1}{K_v} V_o K_v I_o = V_o I_o$$

【0 0 7 2】

さらに、1 0 1 - 1 0 5 のトランス回路を流れる電流の値は、以下のように計算することができる。

【0 0 7 3】

【数 3 5】

$$I_c(avg) = \frac{I_{ch} + I_{cl}}{2} = \frac{I_{dh} + I_{dl}}{2} K_i = I_d(avg) K_i$$

【0 0 7 4】

【数 3 6】

$$\Delta I_c = I_{ch} - I_{cl} = (I_{dh} - I_{dl}) K_i, \quad \Delta I_c = \Delta I_d K_i$$

【0 0 7 5】

【数 3 7】

$$I_o = \frac{I_c(avg) \Delta t_c + I_d(avg) \Delta t_d}{\Delta t_c + \Delta t_d} = \frac{K_i I_d(avg) \Delta t_c + I_d(avg) \Delta t_d}{\Delta t_c + \Delta t_d} = I_d(avg) \frac{K_i \Delta t_c + \Delta t_d}{\Delta t_c + \Delta t_d}$$

40

【0 0 7 6】

【数 3 8】

$$I_d(avg) = K_o I_o, \quad K_o = \frac{\Delta t_c + \Delta t_d}{K_i \Delta t_c + \Delta t_d}$$

【0 0 7 7】

$I_c(avg)$ 、 $I_d(avg)$ は、負荷電流、デューティサイクルおよび巻線の蓄積

50

の組の巻数の関数であることに留意されたい。

【 0 0 7 8 】

【 数 3 9 】

$$I_o = \frac{V_o}{Z_L}, \quad Z_L = \text{負荷インピーダンス}$$

【 0 0 7 9 】

図 1 A を参照して説明した磁気蓄積装置 1 0 0 の動作は、図 1 B - 1 E に同様に当てはまることに留意されたい。

【 0 0 8 0 】

図 1 B および 1 C を参照する一実施形態では、入力キャパシタ 1 1 7 が第 1 のスイッチ 1 0 8 および / または第 1 組の巻線 1 0 6 と共通接地との間に配置された別の実施形態による電子直流電圧トランス 1 0 2 , 1 0 3 が示されている。入力キャパシタ 1 1 7 は、第 1 および第 2 組の巻線 1 0 6 , 1 0 7 の両方と協働して、E D V T 回路 1 0 2 , 1 0 3 の入力電源側からのキロヘルツ範囲の高周波電流成分を抑制するように構成されている。さらに、第 2 組の巻線 1 0 7 と共通接地との間に（例えば、負荷にまたがって）位置する出力キャパシタ 1 1 8 が設けられ、出力キャパシタ 1 1 8 は、第 1 および第 2 組の巻線 1 0 6 , 1 0 7 と協働して、（例えば、第 1 および第 2 のスイッチ 1 0 8 , 1 0 9 の高周波スイッチング速度によって生成される）出力ノードにおける出力電力 / 電圧のキロヘルツ範囲の高周波成分を抑制するように構成されている。

【 0 0 8 1 】

図 1 D を参照するさらに別の実施形態では、入力ノードと第 1 のスイッチ 1 0 8 との間に位置する入力インダクタ 1 1 9 と、入力ノードと共通接地との間に位置するフィルタリングキャパシタ 1 2 0 とが設けられる。入力インダクタ 1 1 9 は、入力キャパシタ 1 2 0 と協働して、磁気蓄積装置 1 0 0 に供給される入力信号（例えば 1 1 4 ）からの高周波成分をさらに抑制する。図 1 E は、ライン周波数の実施形態における適切な周波数をフィルタリングするための構成部分のいくつかの例示的な値を提供する。

【 0 0 8 2 】

図 1 A - 1 E の好ましい実施形態では、入力および出力電力、電圧および電流は、キロヘルツの高周波数成分がないことを含めて、スイッチング周波数より低い高調波成分を有しない。

【 0 0 8 3 】

さらに別の実施形態（図示せず）では、第 1 および第 2 のスイッチ 1 0 8 , 1 0 9 は、入力電源電圧 1 1 4 の入力波形の特定の部分のみで動作し、入力電圧 1 1 4 の波形の一部のみが出力電圧 1 1 6 として負荷に伝達される。

【 0 0 8 4 】

図 3 B に示すさらに別の実施形態では、出力は電源（例えば 1 1 4 ）であってもよく、直流電圧であってもよく、スイッチ 1 0 8 , 1 0 9 のデューティサイクルは、入力 1 1 4 に対する線形正弦波電圧または非線形出力電圧から選択される変動する出力電圧 1 1 6 を生成するように、一定の繰り返し変動で変調される。この場合、D C 電力は、交流電圧（A C ）電力線に伝達されることができる。

【 0 0 8 5 】

図 1 A - 1 E の E D V T 1 0 1 - 1 0 5 のさらに別の態様では、リップル電流（ I_c として示される）は負荷電流 I_o により影響されないことに留意されたい。すなわち、負荷電流がゼロになるように負荷が切断されたとき、高周波ではゼロより大きくゼロより小さいリップル電流成分しか存在しないであろう。出力電圧 1 1 6 は、依然として、以上で定められた入力電圧 1 1 4 に対する比によって定められるであろう。

【 0 0 8 6 】

いくつかの実施形態では、フィードバック回路は、スイッチ 1 0 8 , 1 0 9 のデューティサイクルを変更するために使用される出力波形 1 1 6 を監視するために使用されること

10

20

30

40

50

ができ、入力電圧に対してより安定した出力電圧を提供するか、または、負荷電圧が伝達定数 Kv によって規定される等価電圧伝達よりも高い場合に負荷から充電されて電源に放電されるときにより安定した入力電圧を提供する。

【0087】

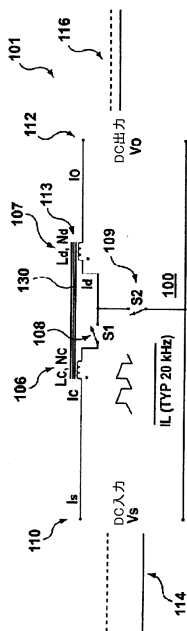
したがって、本発明は、負荷に供給される出力電圧の電子的なタイミングスイッチング制御を可能にし、DC入力電力が出力DC電力として供給されるようにすること、または、負荷電圧が伝達定数 Kv によって規定される等価電圧伝達よりも高い場合に負荷から充電され電源に放電されるときに逆になることを可能にすることにより、電子直流電圧トランス回路の改善された柔軟性を提供し、その振幅は、本明細書に記載の磁気蓄積装置100で使用される巻線の組の間の巻数比とスイッチのデューティサイクルとに依存する、

10

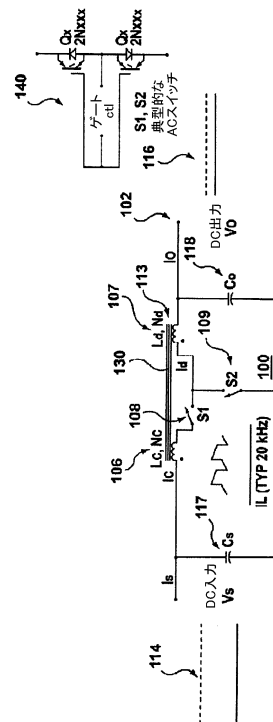
【0088】

さらに、特定の特定の形態を参照して本発明を説明したが、添付の特許請求の範囲によって規定される本発明の範囲から逸脱することなく、それらの様々な変更が当業者には明らかであろう。

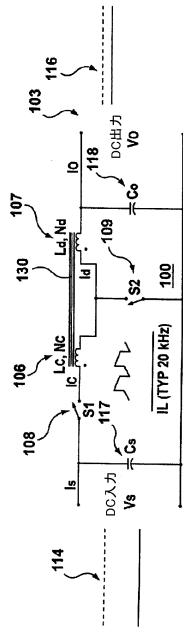
【図1A】



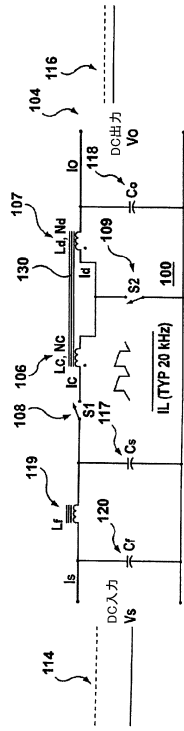
【図1B】



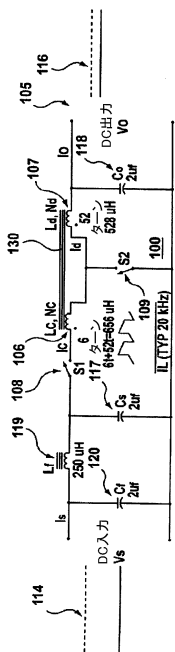
【 図 1 C 】



【 図 1 D 】



【 図 1 E 】



【 図 2 】

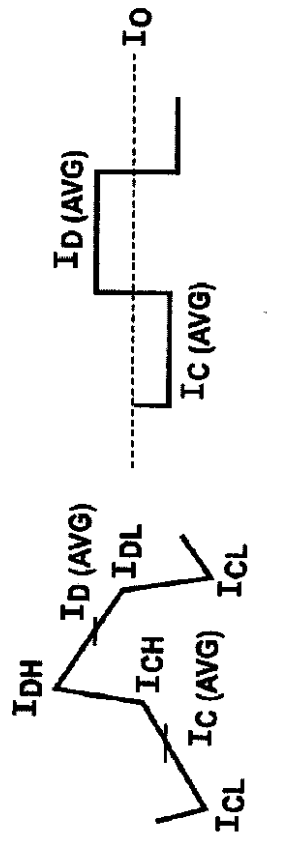
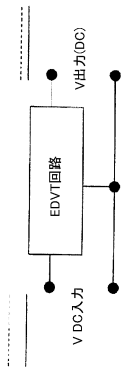
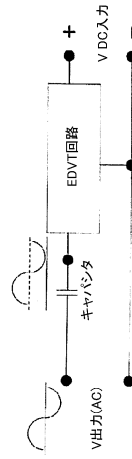


FIG. 2

【図 3 A】



【図 3 B】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2012-124974(JP,A)
特表2014-509185(JP,A)
特開2007-209061(JP,A)
特開2007-060830(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/155