

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3751306号
(P3751306)

(45) 発行日 平成18年3月1日(2006.3.1)

(24) 登録日 平成17年12月16日(2005.12.16)

(51) Int. Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

F I

H02M 3/155

F

請求項の数 5 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2004-31309 (P2004-31309)	(73) 特許権者	000005326
(22) 出願日	平成16年2月6日(2004.2.6)		本田技研工業株式会社
(65) 公開番号	特開2005-224058 (P2005-224058A)		東京都港区南青山二丁目1番1号
(43) 公開日	平成17年8月18日(2005.8.18)	(74) 代理人	100064908
審査請求日	平成17年8月18日(2005.8.18)		弁理士 志賀 正武
早期審査対象出願		(74) 代理人	100108578
			弁理士 高橋 詔男
		(74) 代理人	100101465
			弁理士 青山 正和
		(74) 代理人	100094400
			弁理士 鈴木 三義
		(74) 代理人	100107836
			弁理士 西 和哉
		(74) 代理人	100108453
			弁理士 村山 靖彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DC/DCコンバータ、及びプログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

DC電源入力部と、前記DC電源入力部の正極側に接続されたコイル部と、前記コイル部からの出力電流により昇圧された電圧を出力する出力部とを有するDC/DCコンバータであって、

前記コイル部は、コアと、該コア上において略1対1に磁気相殺するように互いに分離して逆向きに巻かれた第1及び第2のコイルとを有し、

更に、前記第1のコイルの出力側と前記DC電源入力部の負極側に接続され該第1のコイルへの通電を制御する第1のスイッチと、

前記第2のコイルの出力側と前記DC電源入力部の負極側に接続され該第2のコイルへの通電を制御する第2のスイッチと、

前記第1のスイッチおよび第2のスイッチを交互にON/OFF制御する制御部と、を有することを特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項2】

前記第1のスイッチおよび第2のスイッチがIGBTであることを特徴とする請求項1に記載のDC/DCコンバータ。

【請求項3】

前記第1のコイルの出力側と、前記出力部の正極側との間に設けられた第1のダイオードと、

前記第2のコイルの出力側と、前記出力部の正極側との間に設けられた第2のダイオードと、

10

20

ドとを有することを特徴とする請求項 1 または 2 のいずれかに記載の D C / D C コンバータ。

【請求項 4】

第 1 のコイルの出力側と、出力部の正極側との間に設けられた第 3 のスイッチと、
第 2 のコイルの出力側と、出力部の正極側との間に設けられた第 4 のスイッチとを有し

、
前記第 3、4 のスイッチを交互に O N / O F F かつ、第 1、第 2 のスイッチを常時 O F F させることで出力部から入力部への電力回生を可能としたことを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の D C / D C コンバータ。

【請求項 5】

D C 電源入力部と、前記 D C 電源入力部の正極側に接続されたコイル部と、前記コイル部からの出力電流により昇圧された電圧を出力する出力部とを有する D C / D C コンバータであって、前記コイル部は、コアと、該コア上において略 1 対 1 に磁気相殺するように互いに分離して逆向きに巻かれた第 1 及び第 2 のコイルとを有し、更に、前記第 1 のコイルの出力側と前記 D C 電源入力部の負極側に接続され該第 1 のコイルへの通電を制御する第 1 のスイッチと、前記第 2 のコイルの出力側と前記 D C 電源入力部の負極側に接続され該第 2 のコイルへの通電を制御する第 2 のスイッチと、前記第 1 のスイッチおよび第 2 のスイッチを交互に O N / O F F 制御する制御部とを有する D C / D C コンバータにおける前記制御部内のコンピュータに、

前記第 1 のスイッチおよび第 2 のスイッチを所定のデューティ比で交互に O N / O F F 制御する処理を実行させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、D C / D C コンバータに関し、特に、より小型で軽量化を図った昇圧型の D C / D C コンバータ、及びプログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、様々な昇圧型 D C / D C コンバータが提案されている。従来の昇圧型 D C / D C コンバータは、図 7 に示すような基本構成を有するものが多い（例えば、特許文献 1 および特許文献 2 参照）。

【0003】

図 7 における昇圧型 D C / D C コンバータ（単に、「D C / D C コンバータ」ともいう）は、入力側のコンデンサ C i n と、出力側のコンデンサ C o u t と、コイル（インダクター）L と、トランジスタによるスイッチ S W 1 と、ダイオード D 1 から構成されている。

【0004】

図 7 において、まず、スイッチ S W 1 を O N にすると、D C 電源（コンデンサ C i n に蓄積された電荷）コイル L スwitch S W 1 G N D へと電流が流れる。この時、コイル L が直流励磁されて磁気エネルギーが蓄積される。

【0005】

続いて、スイッチ S W 1 を O F F にすると、コイル L に蓄積された磁気エネルギーによる誘導電圧が電源電圧（C i n の電圧）に重畳されて、電源からの入力電圧値よりも高い電圧がコイル L から出力され、ダイオード D 1 を介して出力電流 I c が出力される。

【0006】

そして、スイッチ S W 1 の O N / O F F のデューティ比を変更することで、所定範囲内において所望の出力電圧を得ることができる。図 8 は、図 7 の回路における出力電流 I c の時間変化を示すタイミング図である。スイッチ S W 1 の O F F 期間の方が O N 周期よりも大きな出力電流 I c が流れていることが分かる。

【0007】

10

20

30

40

50

この図 7 に示すような DC / DC コンバータ回路は、実用的な昇圧回路であり、従来から広く知られている。

【特許文献 1】特開 2 0 0 3 - 1 1 1 3 9 0 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 3 - 2 1 6 2 5 5 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0 0 0 8】

しかし、上記図 7 に示すような回路では、電源からの電流がコイル L を単純に直流励磁してエネルギーを蓄積する構成であるため、直流磁化された際のコイル L における磁気飽和を防止するためにコイル L のサイズは大きなものとならざるを得ない。また、一般にコイルのサイズに応じてその価格も高くなる。このため、DC / DC コンバータ回路全体の小型化、低価格化が困難となる。

10

【0 0 0 9】

そこで、図 9 に示す回路のように、コイル（インダクター）を 2 つ設けて、各コイルの出力側に設けられたスイッチ SW 1、SW 2 を交互に ON / OFF して、第 1 のコイル L 1 からの電流 I 1 と、第 2 のコイル L 2 からの電流 I 2 とが交互に出力側に流れるようにする構成も考えられる。図 1 0 は、このような構成の回路における電流の時間変化を示すタイミング図である。

【0 0 1 0】

図 9 及び図 1 0 において、スイッチ SW 1 が ON するとコイル L 1 に電流が流れ、SW 1 が OFF すると、コイル L 1 に蓄積された磁気エネルギーが電流 I 1 としてダイオード D 1 を介して出力側に流れる。同様にして、SW 2 が ON するとコイル L 2 に電流が流れ、SW 2 が OFF すると、コイル L 2 に蓄積された磁気エネルギーが電流 I 2 としてダイオード D 2 を介して出力側に流れる。従って、出力側に流れる電流は図 1 0 に示す I c のようになる。

20

【0 0 1 1】

この構成によれば、コイルを 2 つ設けているので電源からの電流が分散され、各コイルにおけるピーク電流が図 7 に示すものより低減されるが、スイッチング周波数はそのままであり、コアの材質には磁気損失の少ない軽量のものは使えない。すなわち、図 9 に示す回路ではコイル（インダクター）に磁気エネルギーを蓄積するタイプなので、磁気飽和なく十分な磁気エネルギーを蓄積できるようにするには、必然的にコアが重い材質でインダクターを形成しなければならない。これが、装置全体の小型化・軽量化、安価化を阻害していた。

30

【0 0 1 2】

一方、従来より、コアにギャップを作って磁気漏れを意図的に発生させて、磁気飽和しないようにする技術が知られていた。しかしながら、この方法では、ギャップの形成加工（コアのカット等）に高度な技術を要し、かつ回路動作時の磁気漏れのコントロールにも高度な技術を要する。また、ギャップを形成することで、コアの剛性が低下するなど、強度、コスト、手間などの面で問題が生じてしまう。

【0 0 1 3】

一般に、DC / DC コンバータに対しては、より一層の小型化・軽量化の強い要求がある。本発明は、このような課題に鑑みてなされたものであり、より小型で軽量、安価な DC / DC コンバータ、及びプログラムを提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0 0 1 4】

本発明は上記目的を達成するためになされたものであり、本発明の DC / DC コンバータは、DC 電源入力部と、前記 DC 電源入力部の正極側に接続されたコイル部と、前記コイル部からの出力電流により昇圧された電圧を出力する出力部とを有する DC / DC コンバータであって、

前記コイル部は、コアと、該コア上において略 1 対 1 に磁気相殺するように互いに分離

50

して逆向きに巻かれた第1及び第2のコイルとを有し、

更に、前記第1のコイルの出力側と前記DC電源入力部の負極側に接続され該第1のコイルへの通電を制御する第1のスイッチと、

前記第2のコイルの出力側と前記DC電源入力部の負極側に接続され該第2のコイルへの通電を制御する第2のスイッチと、

前記第1のスイッチおよび第2のスイッチを交互にON/OFF制御する制御部と、
を有することを特徴とする。

【0015】

このような構成により、第1のスイッチ（例えば、図1に示すスイッチSW1）がON、第2のスイッチ（例えば、図1のSW2）がOFFすると、第1のコイル（例えば、図1のコイルL1）には入力電源電圧が印加され励磁電流が流れる。また、この時、第1のコイルと第2のコイル（例えば、図1に示すコイルL2）の巻線は電磁結合（トランスとして機能）しており、また巻線の巻数比が1：1であるので、第2のコイルには第1のコイル同じ電圧が誘導される。また、巻線の位相関係から、第2のコイルの出力側は入力電源よりも電位が高くなり、第2のコイルの電流は出力側のコンデンサ（例えば、図1に示すCout）を充電する。

10

【0016】

同様にして、第2のスイッチがON、第1のスイッチがOFFすると、第2のコイルには入力電源電圧が印加され励磁電流が流れる。また、この時、第1のコイルと第2のコイルの巻線は電磁結合（トランスとして機能）しており、また巻線の巻数比が1：1であるので、第1のコイルには第2のコイル同じ電圧が誘導される。また、巻線の位相関係から、第1のコイルの出力側は入力電源よりも電位が高くなり、第1のコイルの電流は出力側のコンデンサを充電する。

20

【0017】

このように、第1のスイッチがON、第2のスイッチがOFFすると、第1のコイルに励磁電流が流れるのと同時刻に第2のコイルにもコアの磁化を相殺する方向に電流が発生し、第2のコイルからの電流（磁気エネルギー）が出力側に送られる。また、第2のスイッチがON、第1のスイッチがOFFすると、第2のコイルに励磁電流が流れるのと同時刻に第1のコイルにもコアの磁化を相殺する方向に電流が発生し、第1のコイルからの電流（磁気エネルギー）が出力側に送られる。

30

【0018】

これにより、第1のコイルと第2のコイルの巻線の電流が反対方向であることから、コア（フェライトコアなど）の直流磁化が相殺され、コアが磁気飽和しにくくなることで、従来技術よりも小さなコイルであっても、より大きな電力を扱うことが可能となる。すなわち、昇圧DC/DCコンバータの小型化が可能になる。

また、例えば、それぞれのスイッチを20kHzで駆動した場合、出力側に現れるリップルは2倍の40kHzとなる。すなわち、リップル周波数が2倍になったのであり、電解コンデンサの損失を軽減するのに有利な副次的効果が得られる。さらに、コイルに流れる電流の周波数が2倍になるので、コアの材料に高周波用の物が使える。この結果、コアの更なる小型化、軽量化が可能となる。

40

【0019】

また、本発明はDC/DCコンバータは、前記第1のスイッチおよび第2のスイッチがIGBTであることを特徴とする。

このような構成により、本発明においては、コイルのコアが磁気飽和しにくくなることで、コイル及び回路の小型化が可能となるだけでなく、コイルに流れる電流の周波数が2倍になるので、コアの材料に高周波用の物が使え、更に小型、軽量にできる。すなわち、本発明では上下2つのコイル（インダクター）が互いに磁化を相殺するので、磁気飽和が防止されている。従って、個々のインダクターは小型のものでまかなえる。

本発明では後述するように、個々のスイッチング周波数は従来の周波数のものでも良い。この結果、高周波に対応困難なIGBTをスイッチとして使用でき、大電流、高耐圧可

50

能という効果を得る。

一般に、ケイ素鋼板（Ｆｃ系）のコア アモルファスのコア フェライトのコアとなるに従って、高周波に対応できるようになるが、本発明では磁気結合したコア部が高周波となるため、コア材として高周波対応のフェライトを使うことでコア部の軽量化が図れる。

なお、スイッチとして周知のＭＯＳ型半導体装置、パイポーラ型半導体装置を用いてもよい。

【００２０】

また、本発明のＤＣ／ＤＣコンバータは、前記第１のコイルの出力側に接続され、前記第１のスイッチのＯＦＦ時に、前記第１のコイルからの電流を前記出力部の正極側に流す第１のダイオードと、前記第２のコイルの出力側に接続され、前記第２のスイッチのＯＦＦ時に、前記第２のコイルからの電流を前記出力部の正極側に流す第２のダイオードと有することを特徴とする。

10

このような構成により、第１のダイオード（例えば、図１に示すダイオードＤ１）と第２のダイオード（例えば、図１に示すダイオードＤ２）により、第１のコイル（例えば、図１に示すコイルＬ１）と第２のコイル（例えば、図１に示すコイルＬ１）間に不要な循環電流を生じさせることなく、昇圧動作を行うことができる。

【００２１】

また、本発明のＤＣ／ＤＣコンバータは、第１のコイルの出力側と、出力部の正極側との間に設けられた第３のスイッチと、第２のコイルの出力側と、出力部の正極側との間に設けられた第４のスイッチとを有し、前記第３、４のスイッチを交互にＯＮ／ＯＦＦかつ、第１、第２のスイッチを常時ＯＦＦさせることで出力部から入力部への電力回生を可能としたことを特徴とする。

20

このような構成により、例えば、図３において、第１のコイルとしてのコイルＬ１の出力側と、出力部の正極側、すなわちダイオードＤ１のアノードとの間に第３のスイッチとしてのスイッチＳＷ３と、第２のコイルとしてのコイルＬ２の出力側と、出力部の正極側、すなわちダイオードＤ２のアノードとの間に第４のスイッチとしてのスイッチＳＷ４を新たに設け、スイッチＳＷ３、ＳＷ４を交互にＯＮ／ＯＦＦさせ、かつ、第１、第２のスイッチであるスイッチＳＷ１、ＳＷ２を常時ＯＦＦさせることで出力部から入力部への電力回生をさせる回生モードの動作をさせることが可能となる。

【００２２】

30

また、本発明のコンピュータプログラムは、ＤＣ電源入力部と、前記ＤＣ電源入力部の正極側に接続されたコイル部と、前記コイル部からの出力電流により昇圧された電圧を出力する出力部とを有するＤＣ／ＤＣコンバータであって、前記コイル部は、コアと、該コア上において略１対１に磁気相殺するように互いに分離して逆向きに巻かれた第１及び第２のコイルとを有し、更に、前記第１のコイルの出力側と前記ＤＣ電源入力部の負極側に接続され該第１のコイルへの通電を制御する第１のスイッチと、前記第２のコイルの出力側と前記ＤＣ電源入力部の負極側に接続され該第２のコイルへの通電を制御する第２のスイッチと、前記第１のスイッチおよび第２のスイッチを交互にＯＮ／ＯＦＦ制御する制御部とを有するＤＣ／ＤＣコンバータにおける前記制御部内のコンピュータに、前記第１のスイッチおよび第２のスイッチを所定のデューティ比で交互にＯＮ／ＯＦＦ制御する処理を実行させるためのプログラムである。

40

【発明の効果】

【００２３】

本発明のＤＣ／ＤＣコンバータにおいては、第１のコイルと第２のコイルが磁気相殺するように巻かれたコイル部を使用し、第１のコイルに電流を流すと同時に第２のコイルにコアの磁化を相殺する方向に電流を発生させ、該第２のコイルの電流を出力側に送る。同様にして、第２のコイルに電流を流すと同時に第１のコイルにコアの磁化を相殺する方向に電流を発生させ、第２のコイルからの電流を出力側に送る。

【００２４】

これにより、相互の巻線の電流が反対方向であることから、鉄心の直流磁化は相殺され

50

、従来技術よりも小さなコイルであっても、より大きな電力を扱うことが可能となる。すなわち、DC / DCコンバータの小型化が可能になる。

【0025】

また、本発明のDC / DCコンバータでは、簡単な回路構成により、容易に略2倍電圧を生じる昇圧回路を提供することができる。また、電源電圧に同じ電圧値を積み重ねただけなので、特殊な制御をしなくても、ほぼ入力2倍の電圧が保たれる。スイッチングデューティ比は、それぞれ50%に近く、可能な限り大きく、かつ、異常電流が流れない値で固定してやれば良い。

【0026】

また、それぞれのスイッチを例えば、20kHzで駆動した場合、出力側に現れるリップルは2倍の40kHzとなる。すなわち、リップル周波数が2倍になったのであり、結果としてリップル電流が低減でき、電解コンデンサの損失を軽減できるという効果が得られる。

【0027】

また、コイルのコアが磁気飽和しにくくなることで、コイル及び回路の小型化が可能となるだけでなく、コイルに流れる電流の周波数が2倍になるので、コアの材料に高周波用の物が使え、更に小型、軽量にできる。一般に、ケイ素鋼板(Fc系)のコアアモルファスのコアフェライトのコアとなるに従って、高周波に対応できるようになるが、本発明ではコア材として高周波対応のフェライトを使うことができる。これは磁気結合したコア部において高周波が得られるからである。これは、コア部の軽量化につながる。反面、個々のスイッチング周波数は従来の周波数のもので良い。この結果、本発明ではスイッチとして高周波に対応困難なIGBTが使用でき、大電流、高耐圧可能という効果を得る。

【発明を実施するための最良の形態】

【0028】

次に本発明を実施するための最良の形態について図面を参照して説明する。

【0029】

図1は、本発明による昇圧型DC / DCコンバータ(単に、「DC / DCコンバータ」ともいう)の原理回路図である。また、図2は、図1の回路における電流 I_1 、 I_2 、 I_c の時間変化を示すタイミング図である。

【0030】

本発明によるDC / DCコンバータ回路は、図1に示す如く一つのコア上に巻かれた2個のコイル L_1 、 L_2 、スイッチ SW_1 、 SW_2 、2個の整流用のダイオード D_1 、 D_2 、入力側の平滑用のコンデンサ C_{in} 、出力側の平滑用のコンデンサ C_{out} 、スイッチ SW_1 及びスイッチ SW_2 をON / OFF制御する制御部1を有している。なお、本実施例では、2個のコイル L_1 、 L_2 の巻き数比は1 : 1であり、逆方向(逆相)に巻かれている。

【0031】

また、制御部1はスイッチ SW_1 及びスイッチ SW_2 をON / OFF制御する機能を有するが、この制御部1は、専用のハードウェアにより実現されるものであってもよく、また、制御部1内にメモリおよびCPU等のコンピュータシステムを設け、制御部1の機能を実現するためのプログラム(図示せず)をメモリにロードして実行することによりその機能を実現させるものであってもよい。

【0032】

以下、図1の回路の動作について、図2を用いて説明する。

時刻 t_1 (図2参照)においてスイッチ SW_1 がONすると、A点(図1)の電位は、GND(0V)レベルに引き下げられる。そして、コイル L_1 (上側の巻線)には入力電圧(例えば、10V)が印加され、電流 I_1 が流れる。

【0033】

この時、コイル L_1 (上側の巻線)とコイル L_2 (下側の巻線)の巻線は磁氣的に結合(トランスとして機能)しており、また巻線の巻き数比が1 : 1であるので、コイル L_2 に

10

20

30

40

50

はコイル L 1 と同じ 10 V が誘導される。また、巻線の位相関係から、コイル L 2 の巻線のドットが付いた側、すなわち、B 点の方がコイル L 2 の上流側（電源側）よりも電位が高くなる。

【0034】

すなわち、コイル L 2 の入力側は電源の + 側に接続されているので、コイル L 2 に誘導された電圧分は入力電源電圧の上に積み上がることになる。その結果、B 点の電位はほぼ 20 V となり、スイッチ S W 1 が O N の期間中に、コイル L 2 の電流 I 2 はダイオード D 2 を経由して出力側に電流 I c として出力されていく。

【0035】

このように、スイッチ S W 1 が O N してコイル L 1（上側の巻き線）に電流 I 1 が流れるのと同時刻にコイル L 2（下側の巻線）にも電流 I 2 が鉄心の磁化を相殺する方向に発生し、コイル L 2 からの電流が出力側に送られる。

10

【0036】

一方、スイッチ S W 1 が O F F し、代ってスイッチ S W 2 が時刻 t 2 において O N すると、上述した動作と全く同様にしてコイル L 1（上側の巻線）に入力電圧の略 2 倍の電圧が発生し、コイル L 1 からの電流 I 1 がダイオード D 1 を経由して出力側に電流 I c として出力されていく。

【0037】

これらの動作を繰り返して、入力 of 略 2 倍（正確には出力側のダイオードの順電圧降下、コイルの巻線抵抗による損失等で約 1 ~ 2 V 程度電圧降下するので、2 倍を若干下回る）の電圧が出力され続ける。

20

【0038】

なお、ここで、万が一スイッチ S W 1 とスイッチ S W 2 とが同時に O N すると、2 巻線のインダクタンス分が失われて、それぞれの巻線はほとんど短絡状態になってしまう。従って、スイッチ S W 1 とスイッチ S W 2 は、同時に O N させてはならない。すなわち、スイッチ S W 1、S W 2 のそれぞれの最大 O N デューティは 50 % 未満である必要がある（現実のスイッチは理想的ではなく、O N / O F F に有限の過渡時間がかかるので、実際の上限は例えば、デューティ 45 % 程度になる）。このデューティ比は、コイル L 1、L 2、スイッチ S W 1、S W 2、コンデンサ C i n、C o u t 等の特性に応じて、回路が最も効率良く上昇動作をするように設定される。

30

【0039】

このように本発明の D C / D C コンバータにおいては、2 個のコイル L 1、L 2 が一つのコア上に巻かれ、各巻線に流れる電流の向きを逆向きにすることで、磁気的な結合を形成し、コアである鉄心などの直流磁化を相殺する点に特徴がある。また、コイルを 2 つ設けることによって、各コイルのピーク電流が低減する。これは、磁気飽和への余裕を増し、コイルの小型化に大いに貢献する。また、片方のコイルに電流を流すことで、反対側のコイルにトランス効果による電圧が発生するため、そのコイルにも電流が流れる。この結果、2 倍の周波数でスイッチングしていることとなる。この結果、本願では軽量で磁気損失の少ない例えばフェライトをコアに使用できる。また、コアの磁束は反対側のコイルが吸収するため、磁気飽和しにくくなり、コアの小型化が可能となる。

40

【実施例 1】

【0040】

図 3 は、本発明による昇圧型 D C / D C コンバータの第 1 の実施例を示す図である。図 3 に示す回路では、入力側のコンデンサ C i n と出力側のコンデンサ C o u t の電気容量を 470 μ F とし、コイル L 1、L 2 のインダクタンスを 110 μ H とし、スイッチ S W 1、S W 2 のスイッチング周波数を 20 kHz とした。

【0041】

図 4 は、図 3 に示す回路により測定した波形図であり、図 3 の回路において入力電圧 25 V、出力電圧 50 V 弱（実際には 47.5 V 程であった）、150 W 運転時に得られた波形図である。

50

【 0 0 4 2 】

なお、図 4 においては、上から順番に、A 点（図 3）の電圧（コイル L 1 の出力側の電圧）、 I_a （コイル L 1 に流れる電流）、 I_b （コイル L 2 に流れる電流）の時間変化を示したものである。

【 0 0 4 3 】

時刻 t_1 においてスイッチ S W 1 が O N、スイッチ S W 2 が O F F すると、A 点の電位は、G N D（0 V）レベルに引き下げられる。そして、コイル L 1（上側の巻線）には入力電圧（例えば、10 V）が印加され、電流 I_a が流れる。この時、コイル L 1（上側の巻線）とコイル L 2（下側の巻線）の巻線は磁氣的に結合（トランスとして機能）しており、電流 I_b が流れる。

10

【 0 0 4 4 】

また、時刻 t_2 においてスイッチ S W 1 が O F F、スイッチ S W 2 が O N すると、コイル L 2（下側の巻線）には入力電圧（例えば、10 V）が印加され、電流 I_b が流れる。この時、コイル L 2（下側の巻線）とコイル L 1（上側の巻線）の巻線は磁氣的に結合（トランスとして機能）しており、電流 I_a が流れる。

【実施例 2】

【 0 0 4 5 】

図 5 は、本発明による D C / D C コンバータの第 2 の実施例を示す図である。図 5 に示す例では、入力側のコンデンサ C_{in} の電気容量を $470\ \mu\text{F}$ とし、出力側のコンデンサ C_{out} の電気容量を $1500\ \mu\text{F}$ とし、コイル L 1、L 2 のインダクタンスを $550\ \mu\text{H}$ （相互インダクタンスを $1000\ \mu\text{H}$ ）とし、負荷抵抗を $50\ \Omega$ とし、スイッチ S W 1、S W 2 を F E T トランジスタで構成した例である。入力電源電圧を 20 V、スイッチ S W 1、S W 2 のスイッチング周波数を $20\ \text{kHz}$ とした。

20

【 0 0 4 6 】

また、図 6 は、本発明を用いた実際の回路における各部の波形測定例を示す図であり、入力電圧 150 V、出力電圧 297 V、出力 3.37 kW 時の波形を示したものである。

【 0 0 4 7 】

図 6 中の、符号 a 1 はスイッチ S W 2 をオン／オフするためのゲート波形、a 2 はスイッチ S W 1 に印加される電圧波形、a 3 はスイッチ S W 1 をオン／オフするためのゲート波形、a 4 はスイッチ S W 2 に印加される電圧波形、a 5 はダイオード D 1 から流れる電流波形、a 6 はダイオード D 2 から流れる電流波形、a 7 はコイル L 1 から流れる電流波形、a 8 はコイル L 2 から流れる電流波形を示している。

30

【 0 0 4 8 】

なお、図 3 において、第 1 のコイルとしてのコイル L 1 の出力側と、出力部の正極側、すなわちダイオード D 1 のアノードとの間に第 3 のスイッチとしてのスイッチ S W 3 と、第 2 のコイルとしてのコイル L 2 の出力側と、出力部の正極側、すなわちダイオード D 2 のアノードとの間に第 4 のスイッチとしてのスイッチ S W 4 を新たに設け、スイッチ S W 3、S W 4 を交互に O N / O F F させ、かつ、第 1、第 2 のスイッチであるスイッチ S W 1、S W 2 を常時 O F F させることで出力部から入力部への電力回生をさせる回生モードの動作をさせることが可能となる。

40

【 0 0 4 9 】

この回生モードは、例えば、出力側側の負荷としてモータなどが使用されており、回転数を減速制御（回生ブレーキ動作など）し、出力（負荷）の電圧が上昇した場合、出力（負荷）側が入力（電源）側の電圧の 2 倍となるように、出力（負荷）側の電圧を降圧して（入力側にエネルギーを還す）、入力側のバッテリー等の電源に充電する場合等に使用される。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 5 0 】

本発明においては、コイル部及び D C / D C コンバータの小型化／軽量化を実現できるので、直流電流の電圧変換を行う様々な回路に適用することができる。例えば、ソーラー

50

セルが太陽光から発電し、発電電圧を系統電圧レベルまで上昇させるインバータへの入力（FC（燃料電池）、風力発電なども同様）、自動のハイブリッドシステムのモータ駆動電圧の昇圧、一般のバッテリー電圧以上の電圧が必要な負荷を使用するシステム、自動車等の移動体や設置場所が狭い家庭用電気機器への用途に利用できる。

【図面の簡単な説明】

【0051】

【図1】本発明による昇圧型DC/DCコンバータの原理回路図。

【図2】図1に示す回路の波形図。

【図3】本発明による昇圧型DC/DCコンバータの第1の実施例を示す図。

【図4】図3に示す回路により測定した波形図。

10

【図5】本発明による昇圧型DC/DCコンバータの第2の実施例を示す図。

【図6】実際の回路における各部の波形測定例を示す図。

【図7】従来の昇圧型DC/DCコンバータの例を示す図。

【図8】図7の回路における出力電流 I_c の時間変化を示すタイミング図。

【図9】従来の昇圧型DC/DCコンバータの他の例を示す図。

【図10】図9の回路における各部の電流の時間変化を示すタイミング図。

【符号の説明】

【0052】

1 制御部

Cin 入力側のコンデンサ

Cout 出力側のコンデンサ

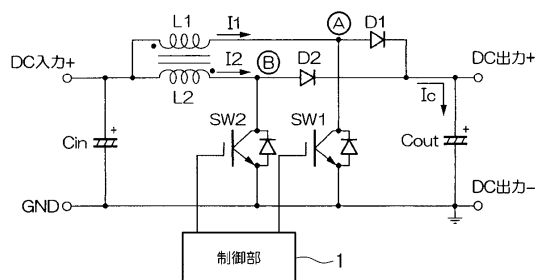
D1、D2 ダイオード

L1、L2 コイル（インダクター）

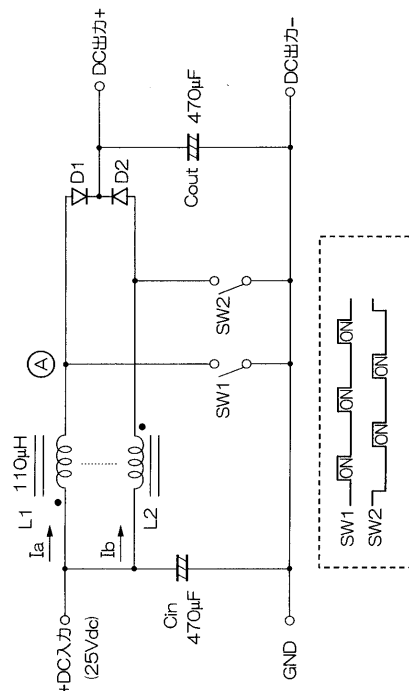
SW1、SW2 スイッチ

20

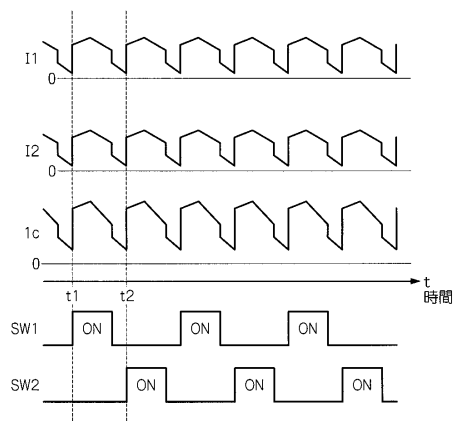
【図1】



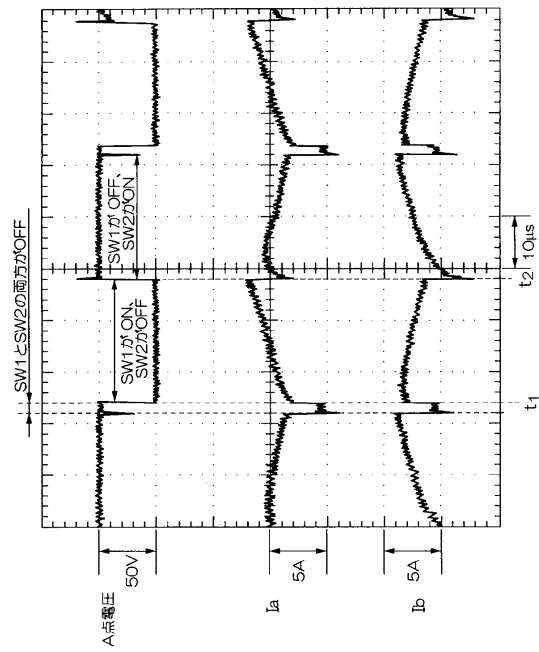
【図3】



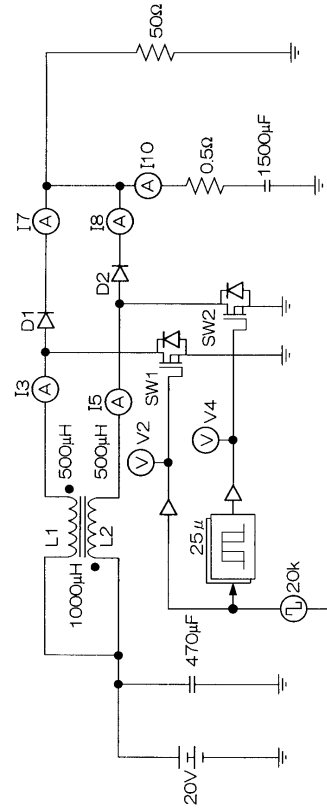
【図2】



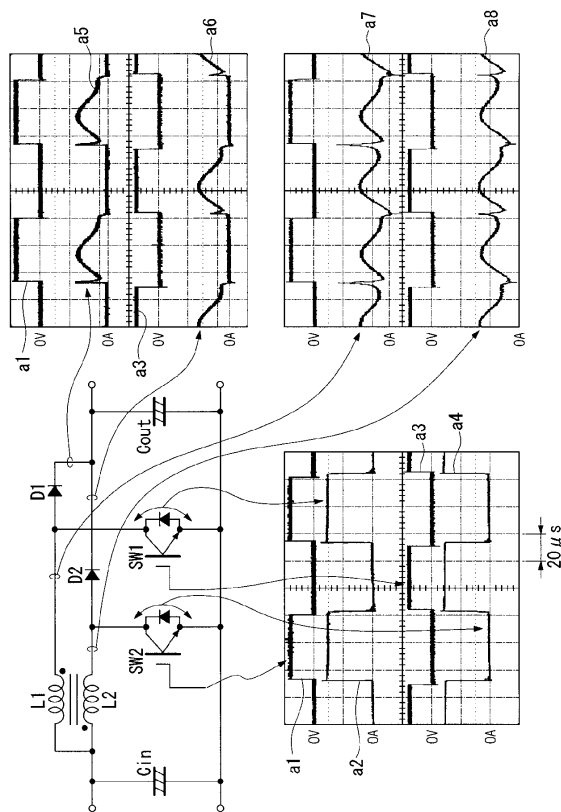
【図 4】



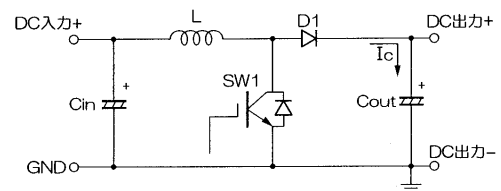
【図 5】



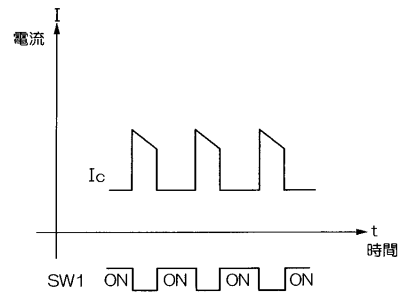
【図 6】



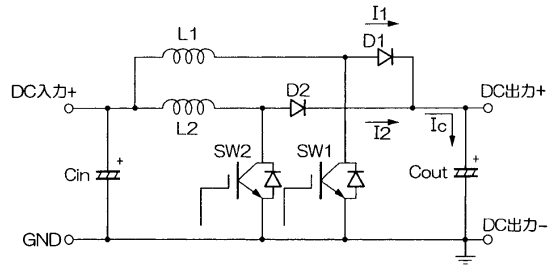
【図 7】



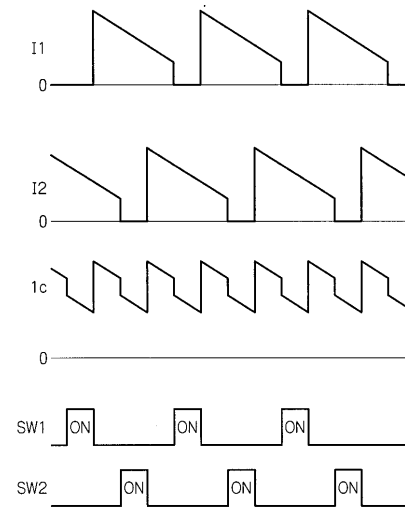
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

- (72)発明者 木村 幸弥
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 渡辺 康人
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 平川 三昭
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 米国特許第04442401(US,A)
特開2002-010632(JP,A)
特開平11-146635(JP,A)
特開平10-155273(JP,A)
特開平08-308220(JP,A)
特開平01-248959(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/155