

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4454444号  
(P4454444)

(45) 発行日 平成22年4月21日(2010.4.21)

(24) 登録日 平成22年2月12日(2010.2.12)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 3/28 (2006.01)** HO2M 3/28 H  
 HO2M 3/28 Q

請求項の数 4 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2004-260852 (P2004-260852)	(73) 特許権者	000005326
(22) 出願日	平成16年9月8日(2004.9.8)		本田技研工業株式会社
(65) 公開番号	特開2006-81263 (P2006-81263A)		東京都港区南青山二丁目1番1号
(43) 公開日	平成18年3月23日(2006.3.23)	(74) 代理人	100084870
審査請求日	平成18年11月30日(2006.11.30)		弁理士 田中 香樹
		(74) 代理人	100079289
			弁理士 平木 道人
		(74) 代理人	100119688
			弁理士 田邊 壽二
		(72) 発明者	清水 元寿
			埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
			社 本田技術研究所内
		(72) 発明者	江口 博之
			埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
			社 本田技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 双方向DC-DCコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を含むトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入され、ブリッジ接続構成の第1の一对のスイッチング素子および第2の一对のスイッチング素子を有する低圧側スイッチング部と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入され、ブリッジ接続構成の第3の一对のスイッチング素子および第4の一对のスイッチング素子を有する高圧側スイッチング部と、前記低圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側スイッチング部のスイッチング素子および前記高圧側スイッチング部のスイッチング素子を制御する制御回路とを備えた双方向DC-DCコンバータにおいて、

前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側スイッチング部との間にLC共振回路を設けると共に、前記高圧側スイッチング部の第3の一对のスイッチング素子と第4の一对のスイッチング素子を互いに逆に交互にオンオフさせた状態での第3の一对のスイッチング素子と第4の一对のスイッチング素子それぞれの全導通期間を導通角100%として、第3の一对のスイッチング素子と第4の一对のスイッチング素子を導通角0~ほぼ50%の範囲の制御ゾーンで制御して降圧制御を行い、前記高圧側スイッチング部の第3の一对のスイッチング素子と第4の一对のスイッチング素子を導通角ほぼ50%の制御ゾーンで制御した場合に、前記LC共振回路および前記トランスに蓄えられていたエネルギー放出により前記トランスの巻線比を越えた電圧比が

得られることを特徴とする双方向DC - DCコンバータ。

【請求項2】

低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を含むトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入され、ブリッジ接続構成の第1の一对のスイッチング素子および第2の一对のスイッチング素子を有する低圧側スイッチング部と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入され、ブリッジ接続構成の第3の一对のスイッチング素子および第4の一对のスイッチング素子を有する高圧側スイッチング部と、前記低圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側スイッチング部のスイッチング素子および前記高圧側スイッチング部のスイッチング素子を制御する制御回路とを備えた双方向DC - DCコンバータにおいて、

10

前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側スイッチング部との間にLC共振回路を設けると共に、前記低圧側端子への入力電圧に応じて前記低圧側スイッチング部の第1の一对のスイッチング素子と第2の一对のスイッチング素子を互いに逆に交互にオンオフさせた状態での第1の一对のスイッチング素子と第2の一对のスイッチング素子それぞれの全導通期間を導通角100%として、第1の一对のスイッチング素子と第2の一对のスイッチング素子を導通角100%あるいはほぼ50%の制御ゾーンで制御して昇圧制御を行い、前記低圧側スイッチング部の第1の一对のスイッチング素子と第2の一对のスイッチング素子を導通角ほぼ50%の制御ゾーンで制御した場合に、前記LC共振回路および前記トランスに蓄えられていたエネルギー放出により前記トランスの巻線比を越えた電圧比が得られることを特徴とする双方向DC - DCコンバータ。

20

【請求項3】

前記LC共振回路を前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間に設けたことを特徴とする請求項1または2に記載の双方向DC - DCコンバータ。

【請求項4】

前記低圧側端子にはバッテリーを接続し、前記高圧側端子には発電機出力を接続したことを特徴とする請求項1または2に記載の双方向DC - DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

本発明は、双方向DC - DCコンバータに関し、特に、広い入力電圧範囲で所定出力電圧への変圧（降圧または昇圧）を可能にした双方向DC - DCコンバータに関するものである。

【背景技術】

【0002】

車両などでは異なる電圧値を有するバッテリーの2つの電源系を持っているものがある。このような電圧値が異なる2つの直流電源系で電力を融通し合う場合、一般に、直流電源系間に直流昇圧回路と直流降圧回路とを並列に配設し、それらを適宜使用する構成が採用されている。

40

【0003】

また、直流電源系で電力を融通し合う場合に、小規模の回路で十分な高圧直流電圧が得られるようにするために双方向DC - DCコンバータを用いることも提案されている。

【0004】

例えば、下記特許文献1には、トランスの両側にそれぞれ双方向型の直交変換部をもち、特に二次側直交変換部は、順送電（第1直流端子から第2直流端子への降圧送電）時に、平滑コイルとして作動するチョークコイルを、チョークコイル利用チョッパ回路型インバータのチョークコイルとして用い、このチョークコイルとトランスの二次コイルとの間のスイッチング・整流部が順送電時には整流器として機能し、逆送電（第2直流端子から第1直流端子への昇圧送電）時にはチョッパ回路として機能する双方向DC - DCコンバ

50

ータが記載されている。

【特許文献1】特開平2002-165448号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、2つの直流電源系間に直流昇圧回路と直流降圧回路とを並列に配設する構成では、回路規模が大きくなり、また、同時動作すると回路内部の電圧ロスなどにより十分な性能を得ることができないという課題がある。

【0006】

また、前記特許文献1に記載されているような双方向DC-DCコンバータにおいて、電圧変換用トランスの1次側巻線と2次側巻線の巻線比で電圧変換比が制約されると、要求される出力電圧の下限（あるいは上限）に制約がある場合にはそれに伴い入力電圧の下限（あるいは上限）も制約される。このため、入力電圧が大きく変動することが想定される場合には電圧変換用トランスの巻線比を十分に大きくとっておかざるを得ないという課題がある。

10

【0007】

本発明の目的は、前記の課題を解決し、広い入力電圧範囲で所定出力電圧への変圧を可能にした双方向DC-DCコンバータを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、本発明は、低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を含むトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入された低圧側スイッチング部と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入された高圧側スイッチング部と、前記低圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側スイッチング部のスイッチング素子および前記高圧側スイッチング部のスイッチング素子を制御する制御回路とを備えた双方向DC-DCコンバータにおいて、前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側スイッチング部との間にLC共振回路を設けると共に、前記高圧側スイッチング部のスイッチング素子を導通角0～ほぼ50%の範囲の制御ゾーンで制御して降圧制御を行う点に第1の特徴がある。

20

30

【0009】

また、本発明は、低圧側端子と、高圧側端子と、低圧側巻線および高圧側巻線を含むトランスと、前記低圧側端子と前記低圧側巻線との間に挿入された低圧側スイッチング部と、前記高圧側端子と前記高圧側巻線との間に挿入された高圧側スイッチング部と、前記低圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された低圧側整流素子と、前記高圧側スイッチング部の各スイッチング素子に並列接続された高圧側整流素子と、前記低圧側スイッチング部のスイッチング素子および前記高圧側スイッチング部のスイッチング素子を制御する制御回路とを備えた双方向DC-DCコンバータにおいて、前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間もしくは前記低圧側巻線と前記低圧側スイッチング部との間にLC共振回路を設けると共に、前記低圧側端子への入力電圧に応じて前記低圧側スイッチング部のスイッチング素子を導通角100%あるいはほぼ50%の制御ゾーンで制御して昇圧制御を行う点に第2の特徴がある。

40

【0010】

また、本発明は、前記LC共振回路を前記高圧側巻線と前記高圧側スイッチング部との間に設けた点に第3の特徴がある。

【0011】

また、本発明は、前記低圧側スイッチング部および前記高圧側スイッチング部はいずれも、4つのスイッチング素子を含むブリッジ接続構成である点に第4の特徴がある。

【0012】

50

さらに、本発明は、前記低圧側端子にはバッテリーを接続し、前記高圧側端子には発電機出力を接続した点に第5の特徴がある。

【発明の効果】

【0013】

本発明の第1の特徴によれば、スイッチングによる電流波形をLC共振回路で正弦波状にし、高圧側スイッチング部のスイッチング素子を導通角0～ほぼ50%の範囲の制御ゾーンで制御することにより、より広い入力電圧範囲で所定出力電圧を得ることができ、また、低圧側スイッチング部および高圧側スイッチング部はいずれも、ブリッジ型の単相インバータとなるため、それに接続するトランスの構造を簡素化することができる。

【0014】

また、第2の特徴によれば、スイッチングによる電流波形をLC共振回路で正弦波状にし、入力電圧に応じて低圧側スイッチング部のスイッチング素子を導通角100%あるいはほぼ50%の制御ゾーンで制御することにより、より広い入力電圧範囲で所定出力電圧を得ることができ、また、低圧側スイッチング部および高圧側スイッチング部はいずれも、ブリッジ型の単相インバータとなるため、それに接続するトランスの構造を簡素化することができる。

【0015】

また、第3の特徴によれば、電流値が小さい高圧側にLC共振回路を設けることにより、LC共振回路を低圧側に設ける場合と比較してLC共振回路での損失を低減することができる。

【0017】

さらに、第4の特徴によれば、エンジン発電機、燃料電池、太陽光発電機などの発電電圧の変動が大きな発電機出力であっても、安定してバッテリーを充電することが可能になる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、図面を参照して本発明を詳細に説明する。図1は、本発明に係る双方向DC-DCコンバータの一実施形態を示す回路図である。本実施形態の双方向DC-DCコンバータは、低圧側端子1-1、1-2に接続される直流電源と高圧側端子2-1、2-2に接続される直流電源との間でトランス3を介して電圧変換を行うものである。

【0019】

トランス3は、低圧側巻線3-1と高圧側巻線3-2を含む。低圧側端子1-1、1-2と低圧側巻線3-1との間に低圧側スイッチング部4が挿入され、高圧側端子2-1、2-2と高圧側巻線3-2との間に高圧側スイッチング部5が挿入される。

【0020】

低圧側スイッチング部4は、FETなどの4つのスイッチング素子(以下、FETと記す。)4-1～4-4をブリッジ接続して構成することができ、高圧側スイッチング部5は、4つのFET5-1～5-4をブリッジ接続して構成することができる。

【0021】

FET4-1～4-4、5-1～5-4のそれぞれには、ダイオードなどの整流素子が並列接続される。これらの整流素子は、FETの寄生ダイオードでよく、別途接続した接合ダイオードでもよい。並列接続された整流素子を合わせれば、低圧側スイッチング部4および高圧側スイッチング部5はそれぞれ、スイッチング・整流部と考えることができる。高圧側端子2-1、2-2と高圧側巻線3-2との間にはLC共振回路6が挿入される。

【0022】

低圧側および高圧側の電圧はそれぞれ、電圧検出部7、8で検出され、その検出電圧がCPUなどからなる制御回路9に入力される。制御回路9は、ドライバ10、11を介して低圧側スイッチング部4のFET4-1～4-4および高圧側スイッチング部5のFET5-1～5-4をスイッチング制御する。なお、低圧側端子1-1、1-2間、および

10

20

30

40

50

高圧側端子 2 - 1、2 - 2 間に接続されているコンデンサ 1 2、1 3 は、出力平滑用コンデンサである。

【 0 0 2 3 】

次に、図 1 の動作を説明する。低圧側から高圧側へ電力を供給する昇圧時、低圧側スイッチング部 4 の F E T 4 - 1、4 - 4 のペアと F E T 4 - 2、4 - 3 のペアとを交互にオン・オフさせる。このとき、低圧側端子 1 - 1、1 - 2 への入力電圧が所定の電圧値を持っている場合には、このオン・オフは全導通角で行わせる。このとき、後述するように、トランス 3 の巻線比 A / B に近い値の電圧比で電圧変換が行われる。また、共振回路 6 により正弦波状にされた電流波形の零クロス点付近で F E T 4 - 1 ~ 4 - 4 をオン・オフさせることができるため、大電流時でもスイッチング損失を抑制することができる。

10

【 0 0 2 4 】

また、低圧側端子 1 - 1、1 - 2 への入力電圧が所定の電圧値を下まわっている場合には、このオン・オフの導通角ほぼ 5 0 % の制御ゾーンとして F E T 4 - 1 ~ 4 - 4 を制御する。このとき、後述するように、トランス 3 の巻線比 A / B を超える電圧比で電圧変換を行うことができる。

【 0 0 2 5 】

このオン・オフに伴う電流がトランス 3 の低圧側巻線 3 - 1 に流れる。高圧側巻線 3 - 2 に誘起された電流は、L C 共振回路 6 を通して高圧側スイッチング部 5 に入力され、F E T 5 - 1 ~ 5 - 4 に並列接続された整流素子により整流され、平滑コンデンサ 1 3 で平滑されて出力される。このとき低圧側および高圧側に流れる電流は、L C 共振回路 6 の存在により正弦波状になる。

20

【 0 0 2 6 】

高圧側から低圧側へ電力を供給する降圧時には、高圧側スイッチング部 5 の F E T 5 - 1、5 - 4 のペアと F E T 5 - 2、5 - 3 のペアとを交互に後述する所定導通角でオン・オフさせる。このオン・オフに伴う電流がトランス 3 の高圧側巻線 3 - 2 に流れる。F E T 5 - 1 ~ 5 - 4 のオン、オフにより高圧側および低圧側に流れる電流は L C 共振回路 6 の存在により正弦波状に変化する。

【 0 0 2 7 】

低圧側巻線 3 - 1 に誘起された電流は、低圧側スイッチング部 4 に入力され、F E T 4 - 1 ~ 4 - 4 に並列接続された整流素子により整流され、平滑コンデンサ 1 2 で平滑されて出力される。

30

【 0 0 2 8 】

次に、本発明の原理を説明する。以下では、高圧側端子 2 - 1、2 - 1 へ与えられる高電圧を降圧して低圧側端子 1 - 1、1 - 2 に出力する場合を例として説明するが、本発明は、低圧側端子 1 - 1、1 - 2 側から高圧側端子 2 - 1、2 - 1 側への昇圧を行う場合にも適用することができる。

【 0 0 2 9 】

図 2 は、高圧側スイッチング部 5 の F E T 5 - 1、5 - 4 のペアと F E T 5 - 2、5 - 3 のペアを全導通角（デューティ比 1 0 0 %）で交互にオン・オフさせた場合にトランス 3 の高圧側巻線端子 3 - 2 あるいは低圧側巻線 3 - 1 に流れる電流を 高圧側端子あるいは低圧側端子から観た時の波形を示す図である。この電流は、L C 共振回路の存在により正弦波状になる。

40

【 0 0 3 0 】

図 3 は、デューティ比を 0 ~ 1 0 0 % に変化させて F E T 5 - 1 ~ 5 - 4 を制御した場合に得られる高圧側電圧と低圧側電圧の電圧比を示す特性図である。同図に示すように、F E T 5 - 1 ~ 5 - 4 をデューティ比 5 0 % 付近でターンオフさせた場合、トランス 3 の巻線比 A / B に制限されず、それを越える電圧比が得られる。これは、電流が最大値となる付近でターンオフさせることにより、トランス 3 の巻線や L C 共振回路 6 のチョークコイルなどに蓄えられていたエネルギーが放出されるためである。デューティ比が 5 0 % を越えると、電圧比はトランス 3 の巻線比 A / B に近い値に戻る。これは、デューティ 5 0 %

50

超では連続するオン、オフにより誘導エネルギーが互いに打ち消し合うものになってしまうためである。

【0031】

本発明は、デューティ比50%付近でターンオフさせた場合、トランスの巻線比A/Bを越える電圧比が得られるという点に着目し、より広い入力電圧範囲での変圧制御を可能にするものである。

【0032】

例えば、降圧時には、高圧側スイッチング部5のFET5-1~5-4を導通角0~ほぼ50%の範囲の制御ゾーンとし、高圧側電圧が高いときには高圧側電圧に応じてFET5-1~5-4の導通角を絞り込み、低いときには導通角をほぼ50%とすることにより、トランス3の巻線比に制約されずに、より広い高圧側電圧範囲での降圧制御を可能にする。本発明での制御ゾーンを図2に示している。

10

【0033】

図4は、本発明による電圧変換特性(a)と従来技術による電圧変換特性(b)を対比して示す図である。同図に示すように、従来技術では、所定範囲の低圧側電圧 $V_{l1}$ ~ $V_{l2}$ を得ようとする場合、トランス3の巻線比A/Bで変換特性が制約され、高圧側電圧は $V_{h1}$ ~ $V_{h2}$ の範囲である必要がある。

【0034】

つまり、高圧側電圧が $V_{h2}$ を越えると低圧側電圧は $V_{l2}$ を越えてしまい、高圧側電圧が $V_{h1}$ 未満になると低圧側電圧は $V_{l1}$ 未満になってしまう。このため、例えば低圧側にバッテリーを接続してこれを充電する場合、バッテリーの過充電または充電不足を防ぐには、高圧側電圧を $V_{h1}$ ~ $V_{h2}$ の範囲に制限する必要がある。

20

【0035】

これに対して、本発明では、所定範囲の出力電圧 $V_{l1}$ ~ $V_{l2}$ を得ようとする場合、トランス3の巻線比A/Bで変換特性が制約されず、高圧側電圧は $V_{h3}$  ( $V_{h3} < V_{h1}$ )以上であればよいので、より広い高圧側電圧範囲での降圧制御が可能になる。なお、電圧制御と導通角とはリニアな関係を維持するので、高圧側電圧が変動しても導通角制御により安定かつ容易に所定の低圧側電圧を得ることができる。

【0036】

図5は、本発明の適用例を示す回路図であり、本発明に係る双方向DC-DCコンバータ50を用いて発電機51を含む直流電源とバッテリー52との間で電力を融通し合う例である。発電機51は、例えばエンジン駆動式の3相の多極磁石発電機である。エンジンの始動時には、双方向DC-DCコンバータ50の低圧側スイッチング部を駆動し、これにより昇圧したバッテリー52のDC電圧を駆動用インバータ(整流回路)53に印加する。駆動用インバータ53は、印加されたDC電圧を3相のAC電圧に変換して発電機51に印加し、これをエンジン始動用電動機として起動する。

30

【0037】

エンジンが始動すると、発電機51はエンジンにより駆動され、駆動用インバータ53のスイッチング動作は停止される。発電機51の出力は、整流回路(駆動用インバータ)53で整流され、レギュレータ54で調整され、さらにインバータ55で所定周波数の交流電力に変換されて出力される。

40

【0038】

バッテリー52の電圧が低下した時、双方向DC-DCコンバータ50の高圧側スイッチング部を駆動すれば、整流回路53の出力を双方向DC-DCコンバータ50により降圧し、この電圧によりバッテリー52を充電することができる。

【0039】

以上、実施形態について説明したが、本発明は、種々に変形可能である。例えば、LC共振回路は、降圧側ではなく低圧側に設けることもできる。この場合、低圧側スイッチング部とトランスの低圧側巻線の間 LC共振回路を挿入すればよい。

【0040】

50

本発明は、バッテリー間、あるいはエンジン駆動式発電機からなる直流電源とバッテリー間に限らず、通常の発電機、太陽光発電、風力発電、燃料電池などの適宜の直流電源系で電力を融通し合う場合に使用することができ、例えば、ハイブリッド車両などでの走行電力系と保安電装系とで電力のやり取りを行わせることができる。

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】本発明に係る双方向DC-DCコンバータの一実施形態を示す回路図である。

【図2】双方向DC-DCコンバータの動作説明のための波形図である。

【図3】デューティ比と電圧比の関係を示す特性図である。

【図4】本発明の電圧変換特性と従来技術の電圧変換特性を示す特性図である。

10

【図5】本発明の適用例を示す回路図である。

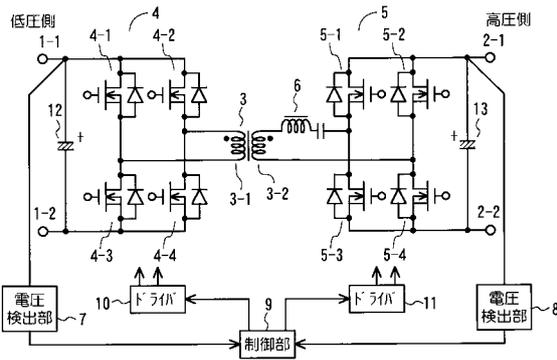
【符号の説明】

【0042】

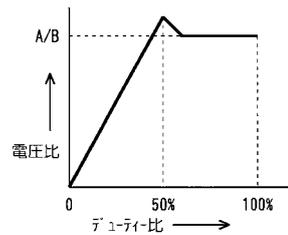
1 - 1、1 - 2・・・低圧側端子、2 - 1、2 - 2・・・高圧側端子、3・・・トランス、3 - 1・・・低圧側巻線、3 - 2・・・高圧側巻線、4・・・低圧側スイッチング部、4 - 4 ~ 4 - 4、5 - 1 ~ 5 - 4・・・FET、5・・・高圧側スイッチング部、6・・・LC共振回路、7, 8・・・電圧検出部、9・・・制御部、10, 11・・・ドライバ、12, 13・・・平滑コンデンサ、50・・・双方向DC-DCコンバータ、51・・・発電機、52・・・バッテリー、53・・・駆動用インバータ(整流回路)、54・・・レギュレータ、55・・・インバータ

20

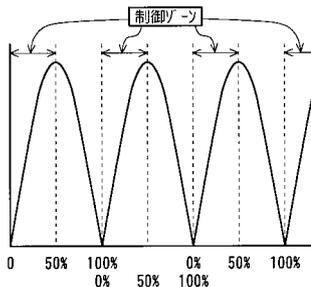
【図1】



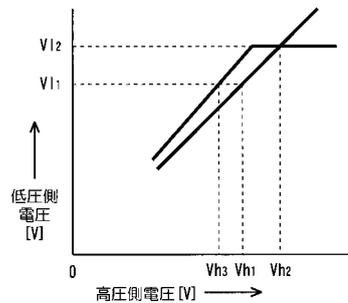
【図3】



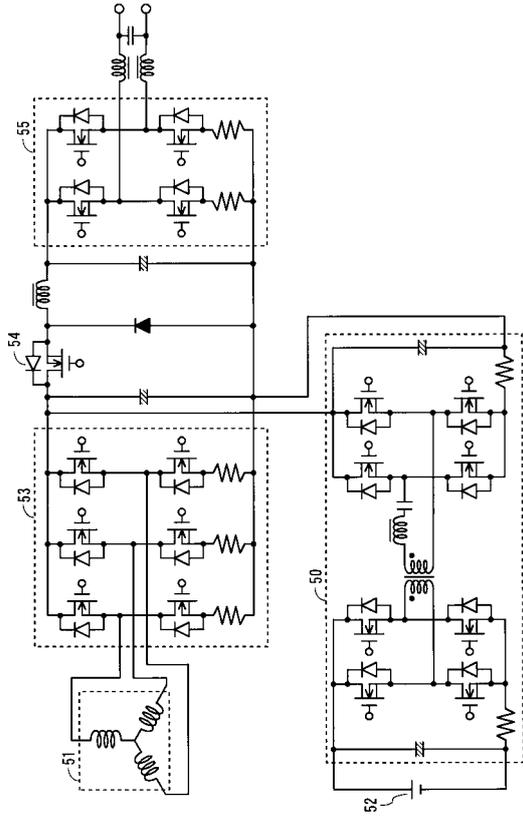
【図2】



【図4】



【図5】



---

フロントページの続き

審査官 安池 一貴

- (56)参考文献 特開2003-164151(JP,A)  
特開平05-153777(JP,A)  
特開2003-259643(JP,A)  
特開平07-177674(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 3/28