

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2014-68428
(P2014-68428A)

(43) 公開日 平成26年4月17日(2014.4.17)

(51) Int.Cl.

H02M 7/5387 (2007.01)
H02M 3/155 (2006.01)

F 1

H02M 7/5387
H02M 3/155
H02M 3/155Z
E
S

テーマコード(参考)

5 H 007
5 H 730

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号
(22) 出願日特願2012-210348 (P2012-210348)
平成24年9月25日 (2012.9.25)

(71) 出願人 000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号

(74) 代理人 100073759
弁理士 大岩 増雄

(74) 代理人 100088199
弁理士 竹中 寛生

(74) 代理人 100094916
弁理士 村上 啓吾

(74) 代理人 100127672
弁理士 吉澤 憲治

(72) 発明者 北村 達也
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

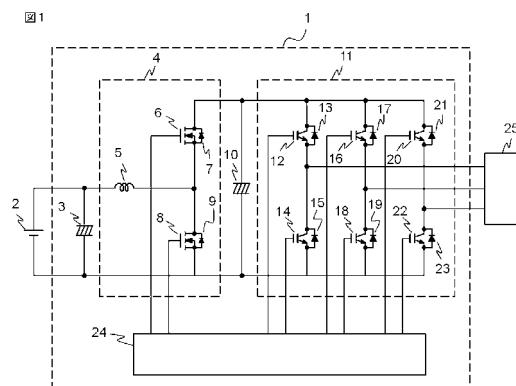
(54) 【発明の名称】電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】騒音が少なく、かつ、リアクトルの小型化が可能な電力変換装置を得ることを目的とする。

【解決手段】直流電力と交流電力を電力変換する電力変換装置であって、DC / DCコンバータと、インバータと、DC / DCコンバータとインバータとの間に接続されたDCリンクコンデンサと、DC / DCコンバータとインバータとを協調して制御する制御回路とを備え、制御回路が、DC / DCコンバータのキャリア周波数がインバータのキャリア周波数よりも高くなるよう設定して制御する電力変換装置において、DC / DCコンバータを構成する半導体スイッチは、ワイドバンドギャップ半導体で形成され、インバータを構成する半導体スイッチは、シリコン系材料の半導体で形成されている。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電力と交流電力とを電力変換する電力変換装置であって、DC / DCコンバータと、インバータと、前記DC / DCコンバータと前記インバータとの間に接続されたDCリンクコンデンサと、前記DC / DCコンバータと前記インバータとを協調して制御する制御回路とを備え、

前記制御回路が、前記DC / DCコンバータのキャリア周波数が前記インバータのキャリア周波数よりも高くなるよう設定して制御する電力変換装置において、

前記DC / DCコンバータを構成する半導体スイッチは、ワイドバンドギャップ半導体で形成され、

前記インバータを構成する半導体スイッチは、シリコン系材料の半導体で形成されていることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記DC / DCコンバータの半導体スイッチに並列に接続されるダイオードは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されていることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記インバータの半導体スイッチに並列に接続されるダイオードは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されていることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記電力変換装置は、前記DC / DCコンバータと前記インバータが、一つの構造体として構成されていることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記DC / DCコンバータの出力に接続された前記DCリンクコンデンサと並列にスナバ回路が接続されていることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記DC / DCコンバータを構成する前記半導体スイッチと並列にスナバ回路が接続されていることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

交流電力側に接続される負荷が誘導負荷であることを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記ワイドバンドギャップ半導体は、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンドのいずれかの材料の半導体であることを特徴とする請求項1～7のいずれか1項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

この発明は、半導体スイッチを用いた電力変換装置、特にDC / DCコンバータとインバータとにより、直流電力と交流電力を変換する電力変換装置に関するものである。

【背景技術】**【0002】**

EV(Electric Vehicle)やHEV(Hybrid Electric Vehicle)といった電動車両では、電力変換装置として例えばインバータ、DC / DCコンバータ、高電圧バッテリ、DCリンクコンデンサを備えている。インバータは直流電力を交流電力に変換し、DC / DCコンバータは力行時には高電圧バッテリの電圧を昇圧して直流電力を供給し、回生時にはインバータからの直流電力を降圧して高電圧バッテリに供給する。DCリンクコンデンサはインバータとDC / DCコンバータの間に一つ以上が設置され、直流電圧を平滑化している。

【0003】

10

20

30

40

50

電力変換装置は常に小型化を求められ、特に車載向けでは車内空間の制約からその要望が強い。そのため、電力変換装置を小型化するための方策が提案されており、例えば特許文献1がある。特許文献1は、比較的大きい占有体積を持つDCリンクコンデンサに着目したもので、インバータとDC/DCコンバータを協調して動作させている。

【0004】

DCリンクコンデンサは耐圧、容量、許容リップル電流といった要素を考慮して選択するが、DCリンクコンデンサに流れるリップル電流が大きくなれば寿命を確保するためにコンデンサー一つ当たりに流れるリップル電流を許容値以下にするためDCリンクコンデンサが大型化する。リップル電流はDC/DCコンバータから出力される電流パルスと、インバータへ供給する電流パルスからなり、これらの電流パルスが互いに影響し合ってリップル電流が増大していた。

10

【0005】

そこで、インバータとDC/DCコンバータ双方の電流パルスの発生周期を同期させるように制御することで、DCリンクコンデンサを流れる電流実効値を低減してDCリンクコンデンサの容量の低減と小型化を可能にしている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2006-101675号公報

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

電力変換装置の更なる小型化が求められており、DCリンクコンデンサに流れるリップル電流を低減するために、DC/DCコンバータはインバータのキャリア周波数の2倍のキャリア周波数で駆動させているが、高圧、大電流の用途で主に用いられるスイッチング素子であるIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）はスイッチング損失などが大きく、駆動周波数を高くすると熱的に破綻するため実用的な駆動周波数には限界がある。そのためキャリア周波数が高くなるDC/DCコンバータを構成するIGBTの駆動周波数をある程度以上に高くすることはできず、DC/DCコンバータよりも低いキャリア周波数に設定する必要があるインバータのキャリア周波数が可聴域以下となり、騒音の問題などが生じていた。

30

【0008】

本発明は、上記のような課題を解決するもので、インバータとDC/DCコンバータの協調制御によるDCリンクコンデンサの小型化が可能な能力を備え、かつ、DC/DCコンバータのキャリア周波数を向上させることができたため、インバータのキャリア周波数を可聴域以上に設定するため騒音が少なく、かつ、リアクトルの小型化が可能な電力変換装置を得ることを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0009】

40

本発明は、直流電力と交流電力を電力変換する電力変換装置であって、DC/DCコンバータと、インバータと、DC/DCコンバータとインバータとの間に接続されたDCリンクコンデンサと、DC/DCコンバータとインバータとを協調して制御する制御回路とを備え、制御回路が、DC/DCコンバータのキャリア周波数がインバータのキャリア周波数よりも高くなるよう設定して制御する電力変換装置において、DC/DCコンバータを構成する半導体スイッチは、ワイドバンドギャップ半導体で形成され、インバータを構成する半導体スイッチは、シリコン系材料の半導体で形成されているものである。

【発明の効果】

【0010】

この発明によれば、DC/DCコンバータの半導体スイッチにワイドバンドギャップ半

50

導体を用いるようにしたので、インバータと協調制御するときにキャリア周波数をより高く設定することができ、リアクトルの小型化と共に、協調制御によるインバータのキャリア周波数向上による低騒音化が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の構成を示す回路図である。

【図2】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の構成の一例を示す断面模式図である。

【図3】この発明の実施の形態2に係る電力変換装置の構成を示す回路図である。

10

【図4】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の動作を説明する模式図である。

【図5】この発明の実施の形態2に係る電力変換装置の動作を説明する模式図である。

【図6】この発明の実施の形態2に係る電力変換装置の別の構成を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

実施の形態1.

図1はこの発明の実施の形態1に係る電力変換装置の構成を示す回路図である。電力変換装置1は、入力コンデンサ3、DC/DCコンバータ4、DCリンクコンデンサ10、三角波比較方式PWM(Pulse Width Modulation)インバータ11、制御回路24などを備えている。電力変換装置1は、直流電源2の出力である直流電圧を、DC/DCコンバータ4により電圧変換し、インバータ11によって交流に変換して交流三相負荷25を駆動する。

20

【0013】

DC/DCコンバータ4は、半導体スイッチ6、8、ダイオード7、9、リアクトル5を備えている。半導体スイッチ6、8のドレイン端子は、それぞれダイオード7、9のカソード端子に、半導体スイッチ6、8のソース端子はそれぞれダイオード7、9のアノード端子に接続されている。

【0014】

半導体スイッチ6のドレイン端子は、DCリンクコンデンサ10の一方の端子およびインバータ11の高電圧側端子に接続され、半導体スイッチ6のソース端子は、半導体スイッチ8のドレイン端子およびリアクトル5の一方の端子に接続されている。

30

【0015】

リアクトル5のもう一方の端子は、入力コンデンサ3の一方の端子および直流電源2の正極端子に接続されている。直流電源2の負極端子は、入力コンデンサ3のもう一方の端子、半導体スイッチ8のソース端子、DCリンクコンデンサ10のもう一方の端子、およびインバータ11の低電圧側端子に接続されている。

【0016】

インバータ11の出力端子であるU相端子、V相端子、W相端子は、それぞれ交流三相負荷25の接続端子であるU相負荷端子、V相負荷端子、W相負荷端子に接続されている。インバータ11は、半導体スイッチ12、14、16、18、20、22、ダイオード13、15、17、19、21、23を備えている。半導体スイッチ12、14、16、18、20、22のドレイン端子は、それぞれダイオード13、15、17、19、21、23のカソード端子に接続され、半導体スイッチ12、14、16、18、20、22のソース端子は、それぞれダイオード13、15、17、19、21、23のアノード端子に接続されている。

40

【0017】

また、半導体スイッチ12のドレイン端子はP端子に、半導体スイッチ12のソース端子は半導体スイッチ14のドレイン端子とU相端子に、半導体スイッチ14のソース端子はN端子に接続され、U相アームを構成している。同様に、半導体スイッチ16のドレイン端子はP端子に、半導体スイッチ16のソース端子は半導体スイッチ18のドレイン端子とV相端子に、半導体スイッチ18のソース端子はN端子に接続され、V相アームを構

50

成している。また、半導体スイッチ20のドレイン端子はP端子に、半導体スイッチ20のソース端子は半導体スイッチ22のドレイン端子とW相端子に、半導体スイッチ22のソース端子はN端子に接続され、W相アームを構成している。

【0018】

制御回路24は、半導体スイッチ6、8、12、14、16、18、20、22に接続され、インバータ11とDC/DCコンバータ4を協調させて動作するように駆動信号を生成、送出している。ここで、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数はインバータ11のキャリア周波数の2倍に設定することで、DC/DCコンバータ4からのリップル電流周期とインバータ11へのリップル電流周期を同期させてDCリンクコンデンサのリップル電流を低減することができる。

10

【0019】

このような構成において、DC/DCコンバータ4の動作について説明する。半導体スイッチ6と7は相補的にスイッチングを行い、半導体スイッチ8が導通したときにリクトル5に蓄積されたエネルギーを、半導体スイッチ6が導通したときにDCリンクコンデンサに送出して充電することで、直流電源2の電圧を昇圧してDCリンクコンデンサを充電することができる。

【0020】

ここで、DC/DCコンバータ4とインバータ11のキャリア周波数の選択と半導体スイッチについて説明する。半導体スイッチとしては高耐圧、大容量を前提としてシリコン系材料の半導体であるIGBTと、シリコンよりもバンドギャップが広いワイドバンドギャップ半導体であるSiC-MOSFET(Silicon Carbide Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)を一例として挙げる。本発明では、DC/DCコンバータ4の半導体スイッチ6、8をSiC-MOSFETで構成し、インバータ11の半導体スイッチ12、14、16、18、20、22をIGBTで構成している。このとき、IGBTを用いるインバータ11のキャリア周波数を20kHzとすれば、SiC-MOSFETを用いるDC/DCコンバータ4のキャリア周波数は40kHzとなる。このようにして、インバータ11だけではなくDC/DCコンバータ4においてもキャリア周波数を可聴域から外すことができるため、騒音を大幅に低減することが可能となる。また、DC/DCコンバータ4はSiC-MOSFETを用いているため、キャリア周波数を向上させてもスイッチング損失などを大幅に低減することが可能となる。なお、DC/DCコンバータ4の高周波化はリクトル5の小型化にもつながる。また、SiC-MOSFETはDC/DCコンバータ4の2カ所に用いるのみであるため、コストの増加を最小限とすることができます。

20

【0021】

このように、DC/DCコンバータにワイドバンドギャップ半導体であるSiC-MOSFET、インバータにシリコン半導体であるIGBTを用いて、DC/DCコンバータとインバータを協調制御することで、コストの増加を最小限にしながら、DC/DCコンバータのキャリア周波数を向上させてDCリンクコンデンサの小型化や、動作音の低騒音化が可能となり、電力変換装置を高性能化する効果がある。

30

【0022】

一方、DC/DCコンバータ4の半導体スイッチとインバータ11の半導体スイッチを全てIGBTで構成する場合、IGBTの一般的なキャリア周波数の使用域は20kHz程度までである。前述の通り、本発明の構成では、DC/DCコンバータ4とインバータ11を協調制御するため、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数はインバータ11のキャリア周波数の2倍となるから、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数が最高でも20kHz、このときインバータ11のキャリア周波数は10kHzとなる。この場合、安価なIGBTのみで構成するためコストを低くできるが、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数が低いため、インバータ11のキャリア周波数が可聴域と重なることで騒音の問題が生じる。また、交流三相負荷としてモータを用いる場合、モータの損失が増加してしまう。

40

50

【0023】

また、DC / DCコンバータ4の半導体スイッチとインバータ11の半導体スイッチを全てSiC-MOSFETで構成する場合、SiC-MOSFETは100kHz程度のキャリア周波数でも問題なく動作可能であるから、DC / DCコンバータ4のキャリア周波数は100kHz、インバータ11のキャリア周波数は50kHzとなる。この場合、リアクトル5の大幅な小型化が期待できるが、現状でまだ高価なSiC-MOSFETを多く必要とするためコストの面で厳しい。例えば、図1の構成では8個、EVなどでモータシステムに適用すれば14個も必要となる。また、小型化という面では、負荷がモータなどの誘導負荷の場合、インバータ側の大幅な高周波化はメリットが薄く、スイッチング損失の増加を伴う。

10

【0024】

なお、以上において、回路構成の半導体スイッチとしてIGBTを例に用いて説明したが、本発明はこれに限定するものではなく、Si-MOSFETのような他のシリコン系材料の半導体スイッチを用いても良い。

【0025】

また、回路構成のワイドバンドギャップ半導体からなる半導体スイッチングとしてSiC-MOSFETを例に用いて説明したが、本発明はこれに限定するものではなく、GaN(Gallium-Nitride)などのワイドバンドギャップ半導体を用いても良い。

20

【0026】

以上のように、本発明では、DC / DCコンバータ4の半導体スイッチにスイッチング周波数を高くすることができるSiC-MOSFETのような、Si(珪素)に比べてバンドギャップが大きい、いわゆるワイドバンドギャップ半導体を用い、インバータの半導体スイッチにIGBTのようなシリコン系材料の半導体を用いた。ワイドバンドギャップ半導体としては、例えば、上で説明したSiC(炭化珪素)のほか、窒化ガリウム系材料又はダイヤモンドがある。これにより、DC / DCコンバータ4とインバータ11を協調制御する構成において、DC / DCコンバータ4のキャリア周波数を高くすることができ、インバータ11のキャリア周波数も可聴域以上の高い周波数とすることができるため、DC / DCコンバータ4の小型化と低騒音化が同時に実現できる電力変換装置が得られる。

30

【0027】

以上では、DC / DCコンバータ4とインバータ11の協調制御として、DC / DCコンバータ4のキャリア周波数を、インバータ11のキャリア周波数の2倍に設定したが、2倍に限らず、例えば、DC / DCコンバータ4のフェーズ数とキャリア周波数の積が、インバータ11のキャリア周波数の2倍と等しくなるようにDC / DCコンバータ4のキャリア周波数を、インバータ11のキャリア周波数よりも高く設定することで、本発明の効果を奏する。

【0028】

また、インバータ11の半導体スイッチにはシリコン系材料の半導体を用いたが、この半導体スイッチに並列に接続されるダイオードは、シリコン系材料の半導体に限らず、ワイドバンドギャップ半導体であっても良い。インバータ11の半導体スイッチに並列に接続されるダイオードがワイドバンドギャップ半導体の場合、順方向電圧が印加され順方向電流が流れた後に逆方向電圧が印加されることにより逆回復動作にともなったリカバリ損失を低減することができる、というメリットがある。

40

【0029】

以上では、SiC-MOSFETには並列にダイオードを接続しているが、SiC-MOSFETの寄生ダイオード(ボディダイオード)のみを用いる場合には接続が不要であることは言うまでもない。

【0030】

また、各半導体スイッチにおけるキャリア周波数は一般的な例を示したものであり、本

50

発明はこれに限定するものではなく、キャリア周波数は任意に設定可能であることは言うまでもない。ただし、前述のように、DC / DC コンバータ4の半導体スイッチにおけるキャリア周波数を、インバータ11の半導体スイッチにおけるキャリア周波数よりも高く設定する必要がある。

【0031】

図2は、本発明の実施の形態1による電力変換装置の構成の一例を示す断面模式図である。図2に示すように、リアクトル5、DC / DC コンバータ4、DCリンクコンデンサ10、およびインバータ11を基台100上に設置し、例えば筐体101で覆って構成する。基台100は放熱板を兼ねても良く、基台に放熱用のフィンを取り付けても良い。このように、本発明の範囲の電力変換装置を一つの構造体としてまとめることにより、小型化や低コスト化といったメリットがある。
10

【0032】

実施の形態2.

図3は、本発明の実施の形態2による電力変換装置の構成を示す回路図である。図2において、図1と同一符号は同一または相当する部分を示す。以下では図1との相違点のみを説明する。図2における図1との相違点は、DC / DC コンバータ4の出力端子間、すなわち半導体スイッチ6のドレイン端子と半導体スイッチ8のソース端子の間に、抵抗29とコンデンサ30の直列接続で構成されるスナバ回路28を接続したことがある。

【0033】

本発明の回路構成においては、DC / DC コンバータの半導体スイッチは比較的高周波でスイッチングすることになるため、スイッチング損失も増加してしまう。半導体スイッチにおけるスイッチング損失は、オン - オフ時の過渡状態における電流と電圧の積である。スイッチング損失を低減するためには過渡時間をできるだけ短くすればよく、すなわち、スイッチング速度を向上させるハードスイッチングを行う手法が挙げられる。実施の形態1の構成においては、半導体スイッチとしてSiC-MOSFETを用いるためIGBTを用いた場合と比較してスイッチング速度を向上させることが可能となる。
20

【0034】

スイッチング速度が速い場合、回路における寄生インダクタンスによって、スイッチング時にSiC-MOSFETに印可されるサージ電圧は大きくなり、発生する電磁ノイズが増大したり、SiC-MOSFETの耐電圧を超過して破壊したりしてしまうため、サージ電圧抑制の対策を行う。そこで、サージ電圧抑制のためのスナバ回路28を附加した。
30

【0035】

ここで、スナバ回路の動作について説明する。図4と図5は、説明のためDC / DC コンバータの回路の一部を模式的に示すものである。図4はスナバ回路を接続しない、実施の形態1の場合である。半導体スイッチ6と8には、等価的に並列接続された寄生キャパシタンス61および81が存在する。また、回路の配線には寄生インダクタンス50、51が存在する。半導体スイッチ6または8がスイッチングを行うと、図4の太い矢印で示す共振ループが形成されて半導体スイッチ6と8にサージ電圧が生じる。サージ電圧の大きさは寄生インダクタンス50、51が蓄積するエネルギーに依存する。
40

【0036】

次に、図5に示すスナバ回路28を接続した構成では、太い矢印で示すように、共振ループはスナバ回路でバイパスされて、共振ループに含まれる寄生インダクタンスは、図4の共振ループにおける寄生インダクタンス50および51から、寄生インダクタンス50だけに低減する。共振ループに含まれる寄生インダクタンス50を小さくするためには、スナバ回路は半導体スイッチのできるだけ直近に接続することが望ましい。また、スナバ回路28を構成する抵抗29によって、共振エネルギーが消費されてサージ電圧を抑制することが可能となる。

【0037】

このような構成において、スナバ回路28はサージ電圧を誘起する、回路の寄生インダ

10

20

30

40

50

クタンスを低下させるとともに、寄生インダクタンスに蓄積されるエネルギーを吸収する。これにより、SiC-MOSFETをハードスイッチングしてオン・オフ時の過渡時間を低減し、スイッチング損失を低減するとともに、電磁ノイズの低減やサージ電圧による過電圧破壊から半導体スイッチであるSiC-MOSFETを保護する効果がある。

【0038】

このように、半導体スイッチ6のドレイン端子と半導体スイッチ8のソース端子の間にスナバ回路28を接続することで、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数が高くなつても、半導体スイッチであるSiC-MOSFETの損失、電磁ノイズの増加を抑制し、SiC-MOSFETの過電圧破壊から保護して信頼性を向上させることができる。このため、DC/DCコンバータ4とインバータ11を協調して制御する場合に、DC/DCコンバータ4のキャリア周波数を向上させることができるとともに、電力変換装置を得ることができる。10

【0039】

また、以上では、スナバ回路は抵抗とコンデンサの直列構成を例に用いて説明したが、スナバ回路はこれに限定するものではなく、同様の効果が得られる抵抗、コンデンサ、ダイオードなどを組み合わせた構成にすることは言うまでもない。

【0040】

図6は、本発明の実施の形態2による電力変換装置の別の構成を示す回路図である。図6において図3と同一符号は同一または相当する部分を示す。図3では、スナバ回路がDCリンクコンデンサ10と並列接続になるように接続する構成を例に説明したが、図6に示すように、半導体スイッチ6と並列に抵抗291とコンデンサ301の直列接続で構成されるスナバ回路281を、半導体スイッチ8と並列に抵抗292とコンデンサ302の直列接続で構成されるスナバ回路282を、接続しても良く、図3の構成と同様の効果を奏する。20

【0041】

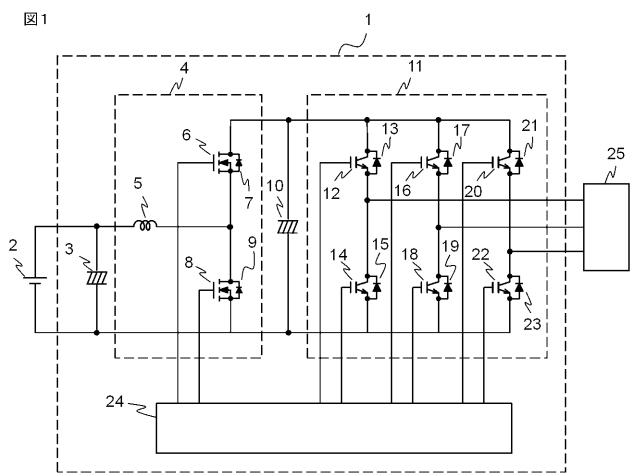
なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を適宜、変形、省略したりすることが可能である。

【符号の説明】

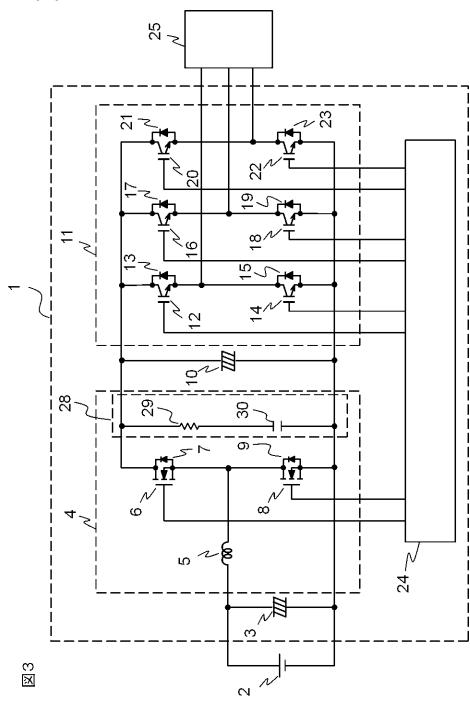
【0042】

1 電力変換装置、2 直流電源、3 入力コンデンサ、4 DC/DCコンバータ、5 リアクトル、6、8 DC/DCコンバータの半導体スイッチ、10 DCリンクコンデンサ、11 インバータ、
12、14、16、18、20、22 インバータの半導体スイッチ、
13、15、17、19、21、23 ダイオード、24 制御回路、
28、281、282 スナバ回路30

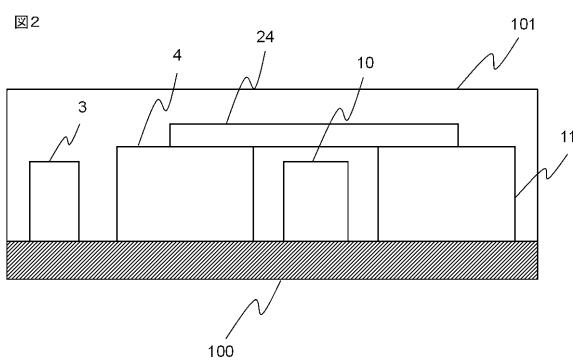
【図1】



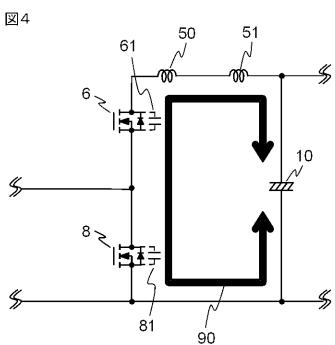
【図3】



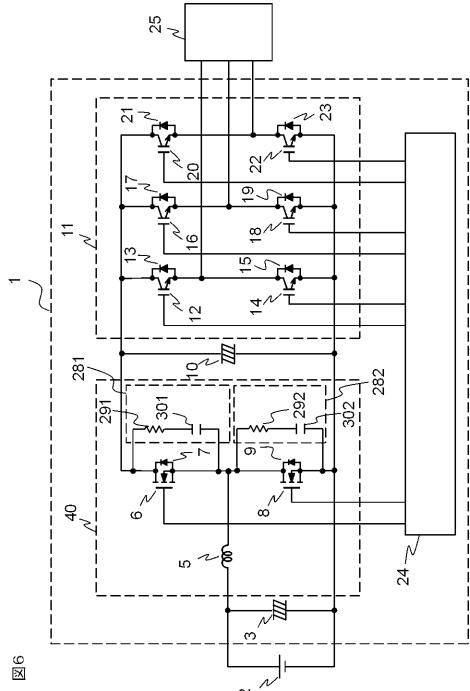
【図2】



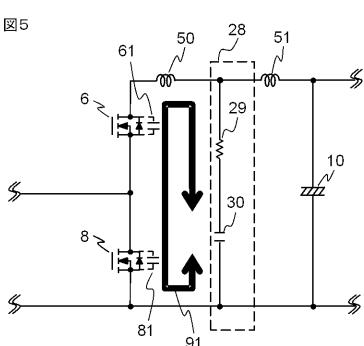
【図4】



【図6】



【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 原田 茂樹

東京都千代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 山田 正樹

東京都千代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 三菱電機株式会社内

F ターム(参考) 5H007 AA01 CA01 CA02 CB05 CC01 EA02 HA02 HA03 HA07

5H730 AA02 AA15 BB14 BB86 BB88 DD03 DD04 DD17 DD43 EE13

FG05