

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6823573号
(P6823573)

(45) 発行日 令和3年2月3日(2021.2.3)

(24) 登録日 令和3年1月13日(2021.1.13)

(51) Int.Cl.

H02M 7/493 (2007.01)

F 1

H02M 7/493

請求項の数 4 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2017-178185 (P2017-178185)
 (22) 出願日 平成29年9月15日 (2017.9.15)
 (65) 公開番号 特開2019-54665 (P2019-54665A)
 (43) 公開日 平成31年4月4日 (2019.4.4)
 審査請求日 令和1年11月29日 (2019.11.29)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 110000062
 特許業務法人第一国際特許事務所
 (72) 発明者 小暮 浩史
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
 (72) 発明者 河野 敏彦
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

審査官 佐藤 匡

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源に接続する一对の直流端子と、
 負荷に接続する交流端子と、

複数のワイドバンドギャップ半導体素子から構成され直流電力を交流電力に変換する逆変換回路と前記ワイドバンドギャップ半導体素子のスイッチング時に電荷を供給するため当該逆変換回路の入力側に接続されるスイッチング用コンデンサとを有するインバータパワーユニットと、

前記一对の直流端子と前記インバータパワーユニットの入力側との間に設ける平滑化用コンデンサと
 を備え、

前記スイッチング用コンデンサの容量は、前記ワイドバンドギャップ半導体素子の短絡耐量とシリコン半導体素子の短絡耐量との差異を考慮して、前記平滑化用コンデンサの容量の1/2から1/10であり、

前記平滑化用コンデンサと前記インバータパワーユニットとは、所定値以上のインダクタンスを有する配線を介して接続される
 ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記インダクタンスの前記所定値は、前記スイッチング用コンデンサと前記逆変換回路内との電流経路上のインダクタンスの2倍以上の値に設定される

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】

前記電力変換装置は、鉄道車両用電力変換装置であり、架線から交流電力を集電するパンタグラフと前記一対の直流端子との間に、当該交流電力を直流電力に変換するコンバータパワーユニットを備えることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

さらに、第 2 の逆変換回路及び当該第 2 の逆変換回路の入力側に並列に接続される第 2 のスイッチング用コンデンサを有する補助電源用パワーユニットを備え、

前記補助電源用パワーユニットは、前記インバータパワーユニットと前記平滑化用コンデンサとの間に並列に接続され、

前記平滑化用コンデンサと前記補助電源用パワーユニットとは、所定値以上のインダクタンスを有する配線を介して接続されることを特徴とする請求項 3 に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

鉄道車両用電力変換装置の構成例を図 2 に示す。図 2 において、21 は集電装置（パンタグラフ）、24 は高速遮断器、25 は断流器、26 は充電抵抗、11 はリアクトル、28 は平滑コンデンサ、22 はモータ、13' はインバータパワーユニット、23 は車輪、27 はレールである。

【0003】

図 2 の回路の動作を説明する。架線から得られる直流電力は集電装置（パンタグラフ）21 で集電され、高速遮断器 24、断流器 25 及びリアクトル 11 を介してインバータパワーユニット 13' に供給される。

【0004】

断流器 25 には、電源投入時の突入電流を抑制するために、並列に充電抵抗 26 が接続されている。リアクトル 11 は、主回路の一部が接地電位に短絡する、いわゆる地絡故障が発生した際に、変電所から過電流が流れ込まないように、電流の増加率 $d i / d t$ を制限するために断流器 25 と直列に接続される。

【0005】

インバータパワーユニット 13' は、複数のパワー半導体モジュール 2'（P U、N U、P V、N V、P W、N W）と、パワー半導体モジュール 2' のゲートを制御するゲート駆動回路 15 と、直流電圧を安定化させるための平滑コンデンサ 28 を有する。インバータパワーユニット 13' は、入力された直流電力を任意周波数・任意電圧の三相交流に変換し、モータ 22 を駆動する。また、インバータパワーユニット 13' は、パワー半導体モジュール 2' を冷却するために、図示しない冷却器を有する。

【0006】

前記インバータパワーユニット 13' では、パワー半導体として一般に Si（シリコン）を材料として使った IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）が広く使われている。IGBT をインバータパワーユニットに適用する場合、ゲート駆動回路や IGBT 自体の誤動作によるアーム短絡を考慮した設計が必要となる。アーム短絡とは、電源ライン間に複数個直列接続された IGBT、例えば図 2 ではパワー半導体モジュール 2'（P U）とパワー半導体モジュール 2'（N U）が、同時にオンすることにより、電源のプラスとマイナスが短絡されてしまう現象である。電源が短絡されると、半導体素子（IGBT）には平滑コンデンサ 28 から過大な電流が供給され破壊に至る。

10

20

30

40

50

【0007】

短絡が発生した場合にパワー半導体が破壊に至るまでの時間を短絡耐量という。この短絡耐量より短時間で短絡を検知してパワー半導体をオフし、電流を止めればパワー半導体を保護できる。鉄道車両の電力変換装置に使う1.7kV~6.5kV耐圧のIGBTの場合には、一般に約10μs以上の短絡耐量があり、短絡保護回路で保護が可能である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】特開2016-103897号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

近年は、IGBTに代わってワイドバンドギャップ半導体であるSiC（炭化ケイ素）やGaN（窒化ガリウム）等を用いたパワー半導体が普及しつつある。ワイドバンドギャップ半導体は、損失が少ないという特長を持つ一方で、短絡耐量が短く（一般にSi-IGBTの1/2以下）、前述の短絡保護回路による保護が間に合わず、短絡保護回路の動作前に半導体素子が破壊されるという問題がある。

【0010】

この問題に対して、短絡時の電流の増加率 $d i / d t$ を1/2以下に抑制するなどして破壊に至るまでの時間、すなわち短絡耐量を2倍以上に伸ばし、短絡保護回路による保護を可能とする手法が考えられる。

【0011】

短絡時の電流の増加率は、平滑コンデンサの充電電圧 V_{cc} と、主回路インダクタンス L_s （平滑コンデンサと2直列のパワー半導体、及びそれらを接続する配線のインダクタンスの合計）を用いて、以下の式（1）であらわされる。

$$d i / d t = V_{cc} / L_s \quad \dots \quad (1)$$

【0012】

式（1）より、 L_s を2倍以上に大きくすると $d i / d t$ が1/2以下になり、短絡時の過電流を1/2以下に抑制できることから、短絡耐量を2倍以上に増やすことができる事が分かる。一方で、 L_s を2倍以上に大きくするとパワー半導体が電流を遮断する際の電流変化によって L_s に発生する電圧が2倍以上に高くなり、ワイドバンドギャップ半導体に過電圧が印加され、破壊されてしまうため、 L_s は単純には大きくできない。

【0013】

$d i / d t$ を抑制する方法として、 V_{cc} を低減する方法も考えられる。このためには、平滑コンデンサの容量を少なくとも1/2以下に減らし、短絡が発生して過電流が流れた場合に、速やかに平滑コンデンサを放電させて V_{cc} を1/2以下に低減する必要がある。しかしながら、平滑コンデンサの容量を低減すると、通常のモータ駆動時に消費される電力により平滑コンデンサに発生する V_{cc} の変動分 V_{cc} が大きくなり、 V_{cc} に応じて制御しているモータの動作が不安定となって、モータの振動や車輪の空転などの問題を引き起こす。

【0014】

以上のように、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータの場合には、短絡発生時に保護回路による保護が困難であるという問題があった。

【0015】

本発明は、上記問題を解決する手段を提供するものであって、主回路インダクタンスを増やすことなく、短絡時の短絡電流を抑制し、ワイドバンドギャップ半導体等を適用したインバータのアーム短絡の保護を可能とする鉄道用電力変換装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0016】

10

20

30

40

50

本発明に係る電力変換装置は、直流電源に接続する一対の直流端子と、負荷に接続する交流端子と、複数のワイドバンドギャップ半導体素子から構成され直流電力を交流電力に変換する逆変換回路とワイドバンドギャップ半導体素子のスイッチング時に電荷を供給するため当該逆変換回路の入力側に接続されるスイッチング用コンデンサとを有するインバータパワーユニットと、一対の直流端子とインバータパワーユニットの入力側との間に設ける平滑化用コンデンサとを備え、スイッチング用コンデンサの容量は、平滑化用コンデンサの容量の1/2以下であり、平滑化用コンデンサとインバータパワーユニットとは、所定値以上のインダクタンスを有する配線を介して接続されることを特徴とする。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、電力変換装置にワイドバンドギャップ半導体などの短絡耐量の短いパワー半導体素子が用いられる場合でも、システムの制御安定性を損なうことなく短絡保護が可能となる。前述した以外の構成及び効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】実施例1に係る電力変換装置の構成を説明する図である。

【図2】従来の電力変換装置の回路図の例である。

【図3】従来のインバータパワーユニットと実施例1におけるインバータパワーユニットの短絡電流の時間変化を示した図である。

【図4】実施例2に係る電力変換装置の構成を説明する図である。

【図5】実施例3に係る電力変換装置の構成を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0019】

以下、図面を用いて実施例1～3について説明する。

【実施例1】

【0020】

図1は、実施例1に係る鉄道車両用の電力変換装置の構成を示す図である。図1において、図2に示す従来の鉄道車両用の電力変換装置と同じ構成要素については、同一の符号を付している。

【0021】

実施例1に係る電力変換装置が、図2に示す従来の鉄道車両用の電力変換装置と異なる点は、インバータパワーユニット13と、直流電圧を安定化させるための平滑化用コンデンサ14を有する。インバータパワーユニット13は、直流電力を交流に変換するための逆変換回路10と、スイッチング用コンデンサ12とを有する。

実施例1に係る電力変換装置は、架線20から供給される直流電力を任意周波数・任意電圧の三相交流に変換し、モータ(交流電動機)22に交流電力を供給するもので、架線20から供給される直流電力が端子対(P、N)に入力され、交流端子Aに接続されたモータ22に交流電力が供給される。

【0022】

また図1において、21は集電装置(パンタグラフ)、24は高速遮断器、25は断流器、26は充電抵抗、11はリアクトル、23は車輪、27はレールである。架線20から得られる直流電力は、パンタグラフ21で集電され、高速遮断器24と断流器25及びリアクトル11を介して端子対(P、N)に入力される。断流器25には電源投入時の突入電流を抑制するために、並列に充電抵抗26が接続されている。リアクトル11は、主回路の一部が接地電位に短絡する、いわゆる地絡故障が発生した際に変電所から過電流が流れ込まないように、電流の増加率d i / d tを制限するために断流器と直列に接続される。

【0023】

逆変換回路10は少なくとも、複数のパワー半導体モジュール2(PU、NU、PV、

10

20

30

40

50

NV、PW、NW)と、これらパワー半導体モジュール2へ駆動信号を供給するゲート駆動回路15とを有する。また、逆変換回路10は、短絡発生時にパワー半導体モジュール2が破壊されることを防止するための短絡保護回路(非図示)も備えている。この短絡保護回路は、公知のインバータで用いられているものと同じ回路でよい。さらに、逆変換回路10には、これ以外の機器として、たとえばパワー半導体モジュール2を冷却するための冷却器を有していてもよい。

【0024】

本実施例に係る電力変換装置と、図2に示す従来の電力変換装置との違いの1つは、本実施例に係る電力変換装置が、図2に記載の平滑コンデンサ28に代えて、2つのコンデンサ(スイッチング用コンデンサ12と平滑化用コンデンサ14)が備えている点である。

10

また、図1において、142は平滑化用コンデンサ14とインバータパワーユニット13との間の配線を表しており、この配線142は所定値以上の(寄生)インダクタンスを有する(以下では、この配線142による寄生のインダクタンスをLoと表記する)。なお、図1において、配線142は正極側(端子Pの存在する側)と負極側(端子Nの存在する側)に存在するが、正極側の配線と負極側の配線の(寄生)インダクタンスの合計がLoである。

【0025】

本実施例に係る電力変換装置の有する逆変換回路10は、逆変換回路10を構成するパワー半導体モジュール2(PU、NU、PV、NV、PW、NW)として、SiC-MOSFET(Silicon-Carbide Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)を用いている点が、従来の電力変換装置と異なる(図2に示す従来の電力変換装置は、パワー半導体モジュール2として、例えばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を用いている)。ただし、それ以外の点、たとえば逆変換回路10の配置構成などは、従来の電力変換装置と同じである。

20

【0026】

パワー半導体モジュール2は、SiC-MOSFETと、このSiC-MOSFETに逆並列に接続されたダイオードから構成される。なお、本実施例では、各パワー半導体モジュール2に用いられる半導体素子がSiC-MOSFETである例を説明するが、SiC-MOSFETに代えて、窒化ガリウム系材料やダイヤモンドなどのワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、あるいはIGBTを用いてもよい。

30

【0027】

本実施例の特徴は、従来の電力変換装置で用いられていた平滑コンデンサを、スイッチング用と平滑化用に分離して配置し、平滑化用コンデンサ14を所定値以上の(寄生)インダクタンスを有する配線142を介して逆変換回路10に接続した点にある。

【0028】

一般に、主回路に搭載されるコンデンサの総容量は、3000μF～20000μF程度であり、直流電圧や接続されるモータの出力に合わせて選定される。

【0029】

ここで、本実施例のように、従来の電力変換装置が用いていた平滑コンデンサに代えて、スイッチング用コンデンサ12と平滑化用コンデンサ14との2つを設けたことによる効果について説明する。

40

図3(a)は、アーム短絡発生時にパワー半導体モジュール2(または2')の半導体素子(SiC-MOSFETまたはIGBT)に流れる電流の時間変化の例を示す図である。図3(a)において、横軸は短絡が発生してからの経過時間を、縦軸は半導体素子に流れる電流の大きさを表す。また、点線は、従来の電力変換装置で短絡が発生した場合に半導体素子に流れる短絡電流を示し、実線は、本実施例に係る電力変換装置において短絡が発生した場合に半導体素子に流れる短絡電流を示す。

【0030】

従来の電力変換装置(たとえば図2)では、インバータパワーユニット13'に用いら

50

れる平滑コンデンサ 2 8 がひとつの大容量コンデンサ、あるいは一箇所に集約された複数のコンデンサで構成されているため、短絡が発生するとそれらの全てのコンデンサの電荷が放電され、半導体素子に大きな電流が流れるため、点線に示すように、時刻 t_2 にて発熱などにより半導体素子の破壊に至る。

【0031】

一方、本実施例に係る電力変換装置の場合には、短絡発生時にスイッチング用コンデンサ 1 2 と平滑化用コンデンサ 1 4 の両方から電流が流れ込むことになる。しかし、平滑化用コンデンサ 1 4 の方は、配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンスを介して逆変換回路 1 0 に接続されているため、 $d i / d t$ が制限され、電流値がスイッチング用コンデンサ 1 2 からの放電電流よりも小さくなるため、半導体素子に流れる全電流は従来よりも小さくなる。
10

また、スイッチング用コンデンサ 1 2 から大部分の電流が供給されるために、スイッチング用コンデンサ 1 2 が先に放電され、時刻 t_1 で電流は減少に転じる。時刻 t_3 に至ると、平滑化用コンデンサ 1 4 からの放電電流が、スイッチング用コンデンサ 1 2 の放電電流より大きくなるため、半導体素子に流れる電流は再び増加に転じる。この際の電流変化率 $d i / d t$ は、配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンスにより決まる値となる。時刻 t_4 に至って、図 1 には図示していない短絡保護回路により電流が遮断され、半導体素子が破壊することなくシステムを停止できる。

【0032】

次に、図 3 (b) は、短絡が発生していない通常の動作状態の時に、半導体素子に流れる電流の波形の例を示す図である。図 3 (b) において、横軸は半導体素子に電流が流れ始めてからの経過時間を表し、縦軸は半導体素子に流れる電流の大きさを表す。また、図 3 (b) のグラフにおいて、点線は、本実施例に係る電力変換装置に短絡が発生した時、半導体素子に流れる電流の波形を示し、一方実線は、正常動作時に半導体素子に流れる電流の波形を示す。
20

通常の動作状態では、負荷であるモータ 2 2 のインダクタンスが大きいため、 $d i / d t$ が制限され電流の増加が緩やかになる。一般に、モータのインダクタンスは数 mH 程度あり、スイッチング用コンデンサ 1 2 や配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンスより十分に大きいため、電流は、スイッチング用コンデンサ 1 2 及び平滑化用コンデンサ 1 4 の両方からほぼ均等に流れることになる。これにより、負荷のモータを駆動する際に、モータのトルク変動などによって発生する直流電圧の変動を、スイッチング用コンデンサ 1 2 と平滑化用コンデンサ 1 4 の両方で制限でき、十分な直流電圧のダンピング効果が得られる。
30

【0033】

ただし、スイッチング用コンデンサ 1 2 の容量、平滑化用コンデンサ 1 4 の容量及びこれらを接続する配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンスは、適切に設定する必要がある。

【0034】

まず、スイッチング用コンデンサ 1 2 は、短絡発生時に半導体素子に流れる電流を抑制できる値に設定する必要がある。ワイドバンドギャップ半導体の場合、半導体素子の構造設計にも依存するが、短絡耐量がシリコン素子（シリコンを材料とする IGBT 等の半導体素子）の $1/2 \sim 1/10$ 程度に減少するため、短絡電流も $1/2 \sim 1/10$ 程度に抑制する必要がある。このため、スイッチング用コンデンサ 1 2 の容量は、インバータシステムとして必要な全容量、すなわち平滑化用コンデンサの容量の $1/2$ 以下にする必要がある。短絡耐量が $1/10$ の半導体素子を適用する場合であれば、スイッチング用コンデンサ 1 2 の容量も、平滑化用コンデンサの容量の $1/10$ に設定する。
40

【0035】

次に、配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンス L_o は、短絡発生時の高い $d i / d t$ の電流が素子に流れ込まないように、スイッチング用コンデンサ 1 2 と逆変換回路 1 0 内との電流経路上のインダクタンス L_s （一般に、「主回路インダクタンス」と呼び、以下でも「主回路インダクタンス L_s 」という）よりも大きく、たとえば L_s の 2 倍以上にする必要がある。特に短絡耐量を考慮すると、配線 1 4 2 の（寄生）インダクタンス L_o は、少
50

なくとも L_s の 10 倍程度に設定する必要がある。

【0036】

例えば、一例として、首都圏などを走行する電車に用いられる直流 1500V 架線用のインバータにおいて、短絡耐量がシリコンIGBTの 1/2 の SiC-MOSFET を用いた場合、スイッチング用コンデンサ、平滑化用コンデンサをいずれも 3200 μ F とする。

【0037】

また、主回路インダクタンス L_s は、一般に 50 nH ~ 200 nH 程度であることから、配線の（寄生）インダクタンス L_o は、この 10 倍程度として 500 nH ~ 2000 nH 程度に設定するのが望ましい。この場合の配線長としては、50 cm ~ 2 m 程度を選択すれば適切な L_o を設定することができる。 10

【実施例 2】

【0038】

図 4 は、実施例 2 に係る電力変換装置の構成を示す図である。図 4 において、図 1 に示す実施例 1 に係る電力変換装置と同じ構成要素には同一の符号を付してある。実施例 2 と実施例 1 との構成上の異なる点は、実施例 2 に係る電力変換装置では、架線から交流電力が供給される点、そしてそのために、パンタグラフ 21 とコンバータパワーユニット 30 の間に主変圧器 33 を設け、主変圧器 33 の 2 次側とインバータパワーユニット 13 の間に、交流を直流に変換するコンバータパワーユニット 30 を設けた点にある。 20

【0039】

実施例 2 に係る電力変換装置の動作を説明する。

交流の架線より得た交流電力を主変圧器 33 を介して降圧する。コンバータパワーユニット 30 は、降圧された交流電力を直流電力に変換し、コンバータパワーユニット 30 の後段にあるインバータパワーユニット 13 に供給する。コンバータパワーユニット 30 は、パワー半導体モジュール 3 (PU, NU, PV, NV) とゲート駆動回路 15 等で構成される順変換回路 32 と、スイッチング用コンデンサ 31 から構成される。インバータパワーユニット 13 は、任意の三相交流波形を生成し、モータを駆動する。インバータパワーユニット 13 の構成は、実施例 1 で説明したものと同じであるため、ここでの説明は略す。 30

【0040】

コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 の間には、平滑化用コンデンサ 34 が配置される。この平滑化用コンデンサ 34 の容量は、スイッチング用コンデンサ 12 及びスイッチング用コンデンサ 31 の容量の 2 倍以上とする。

また、スイッチング用コンデンサ 12 と平滑化用コンデンサ 34 及びスイッチング用コンデンサ 31 と平滑化用コンデンサ 34 の接続については、それぞれ、コンバータパワーユニット 30 及びインバータパワーユニット 13 の主回路インダクタンス L_s の 10 倍以上のインダクタンス L_o を持った配線または導体バーで接続する。ここで、導体バーとは、配線に代り銅やアルミなどで構成した板状の配線のことである。

【0041】

本実施例によれば、コンバータパワーユニット 30 及びインバータパワーユニット 13 に内蔵するスイッチング用コンデンサ 31 及び 12 の容量を、短絡耐量を確保するために必要な最小限の容量とし、モータ駆動の際に発生する直流電圧の脈動を抑制するために必要な容量を、コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 の間に設けた平滑化用コンデンサ 34 にて確保する構成とする。 40

これにより、ワイドバンドギャップ半導体などの短絡耐量の低い半導体素子を使用した場合の短絡耐量を確保しつつ、スイッチング時の跳ね上がり電圧の増加を抑制できる。また、スイッチング用コンデンサ 12 または 31 と平滑化用コンデンサ 34 とを接続する配線の（寄生）インダクタンス L_o をコンバータパワーユニット 30 及びインバータパワーユニット 13 の主回路インダクタンス L_s の 10 倍程度に設定することにより、短絡発生時に平滑化用コンデンサからの短絡電流の流入を抑制でき、短絡耐量の低下を避けること 50

ができる。

【実施例 3】

【0042】

図 5 は、実施例 3 に係る電力変換装置の構成を示す図である。図 5 において、図 1 及び図 4 に示す実施例 1 及び 2 に係る電力変換装置と同じ構成要素には同一の符号を付してある。実施例 3 と実施例 2 との構成上の異なる点は、実施例 3 では補助電源用パワーユニットを追加した点にある。

【0043】

実施例 3 に係る電力変換装置の動作を説明する。

交流の架線より得た交流電力を主変圧器 33 を介して降圧する。コンバータパワーユニット 30 は、降圧された交流電力を直流電力に変換し、コンバータパワーユニット 30 の後段にあるインバータパワーユニット 13 に供給する。インバータパワーユニット 13 は、任意の三相交流波形を生成し、モータを駆動する。

また、コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 との間の直流回路部分には、インバータパワーユニット 13 と並列に、高速遮断器 44、断流器 45、リクトル 46、逆流防止用のダイオード 47 を介して、補助電源用パワーユニット 40 を接続する。補助電源用パワーユニット 40 の出力は、三相トランス 48 に接続され、三相トランスの 48 の出力は空調などの負荷（非図示）に接続される。

【0044】

コンバータパワーユニット 30 及びインバータパワーユニット 13 の構成は、実施例 1 及び実施例 2 で説明したものと同じであるため、ここでの説明は略す。補助電源用パワーユニット 40 は、逆変換回路とスイッチング用コンデンサ 42 を有し、直流電力を交流に変換するものである。補助電源用パワーユニット 40 が有する逆変換回路は、実施例 1 で説明した逆変換回路 10 と同様、複数のパワー半導体モジュール 4 及びゲート駆動回路 15 を有する。

【0045】

コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 との間には、平滑化用コンデンサ 34 を配置する。この平滑化用コンデンサ 34 の容量は、パワーユニット内蔵のスイッチング用コンデンサ 12、31 及び 42 のいずれの容量よりも大きく、スイッチング用コンデンサ 12、31 及び 42 の容量の 2 倍以上とする。

また、コンバータパワーユニット 30 及びインバータパワーユニット 13 と補助電源用パワーユニット 40 との間の共振を抑制するためのリクトル 46 と逆流防止用のダイオード 47 も、断流器 45 と直列に接続される。パワーユニット内蔵のスイッチング用コンデンサ 12、31 及び 42 と平滑化用コンデンサ 34 との接続については、コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 及び補助電源用パワーユニット 40 の各主回路インダクタンス L_s の 10 倍以上の（寄生）インダクタンス L_o を持った配線あるいは導体バーで以て、それぞれを接続する。

【0046】

実施例 3 の特徴は、コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 及び補助電源用パワーユニット 40 の間の直流回路に平滑化用コンデンサ 34 を配置した点にある。

【0047】

本実施例によれば、コンバータパワーユニット 30 とインバータパワーユニット 13 及び補助電源用パワーユニット 40 に内蔵するスイッチング用コンデンサ 12、31 及び 42 の容量を、短絡耐量を確保するために必要な最小限の容量とし、モータ駆動の際に発生する直流電圧の脈動を抑制するために必要な容量を、平滑化用コンデンサ 34 にて確保する構成とする。

これにより、ワイドバンドギャップ半導体などの短絡耐量の低い半導体素子を使用した場合の短絡耐量を確保しつつ、スイッチング時の跳ね上がり電圧の増加を抑制できる。また、スイッチング用コンデンサ 12、31 及び 42 と平滑化用コンデンサ 34 とを接続す

10

20

30

40

50

る配線の(寄生)インダクタンス L_o を、コンバータパワーユニット30とインバータパワーユニット13及び補助電源用パワーユニット40の各主回路インダクタンス L_s の10倍程度に設定することにより、短絡発生時に平滑化用コンデンサからの短絡電流の流入を抑制でき、短絡耐量の低下を避けることができる。

【0048】

以上、実施例1～3では、逆変換回路等の電力変換回路に、SiC-MOSFETモジュールを用いた例を述べたが、窒化ガリウム系材料やダイヤモンドなどのワイドバンドギャップ半導体、又はIGBTを用いた電力変換回路であってもよい。すなわち、短絡耐量の短いパワー半導体素子を適用する場合に同様の効果が得られる。

【0049】

また、実施例1～3では、2レベル回路について説明したが、3レベル回路または4レベル以上のマルチレベル回路に適用しても、同様の効果が得られることは、当業者にとっては明らかである。

【符号の説明】

【0050】

2(PU、NU、PV、NV、PW、NW) : パワー半導体モジュール

3(PU、NU、PV、NV) : パワー半導体モジュール

4(PU、NU、PV、NV、PW、NW) : パワー半導体モジュール

10 : 逆変換回路

11 : リアクトル

12 : スイッチング用コンデンサ

13 : インバータパワーユニット

14 : 平滑化用コンデンサ

15 : ゲート駆動回路

21 : 集電装置(パンタグラフ)

22 : モータ

23 : 車輪

24 : 高速遮断器

25 : 断流器

26 : 充電抵抗

27 : レール

28 : 平滑コンデンサ

30 : コンバータパワーユニット

31 : スイッチング用コンデンサ

32 : 順変換回路

33 : 主変圧器

34 : 平滑化用コンデンサ

35、36 : 電磁接触器

40 : 補助電源用パワーユニット

42 : スイッチング用コンデンサ

44 : 高速遮断器

45 : 断流器

46 : リアクトル

47 : ダイオード(逆流防止用のダイオード)

48 : 三相トランス

142 : 配線

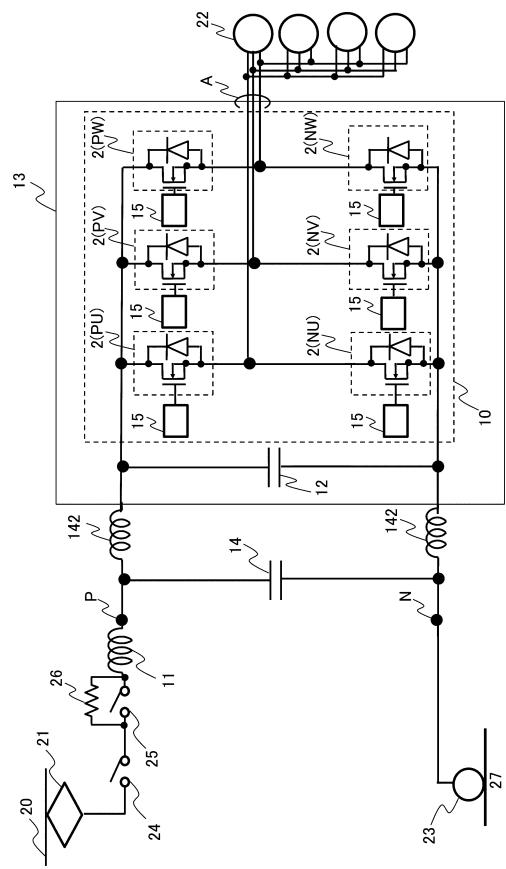
10

20

30

40

【図1】



【図2】

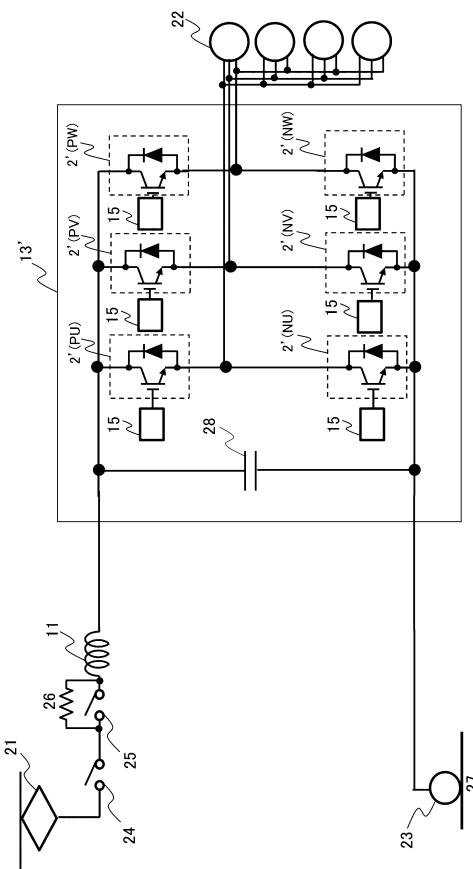
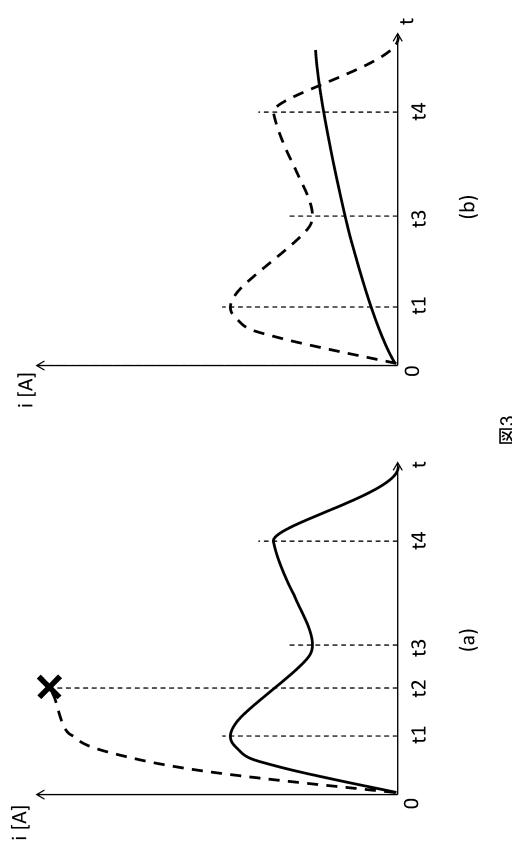


図2

【図3】



【図4】

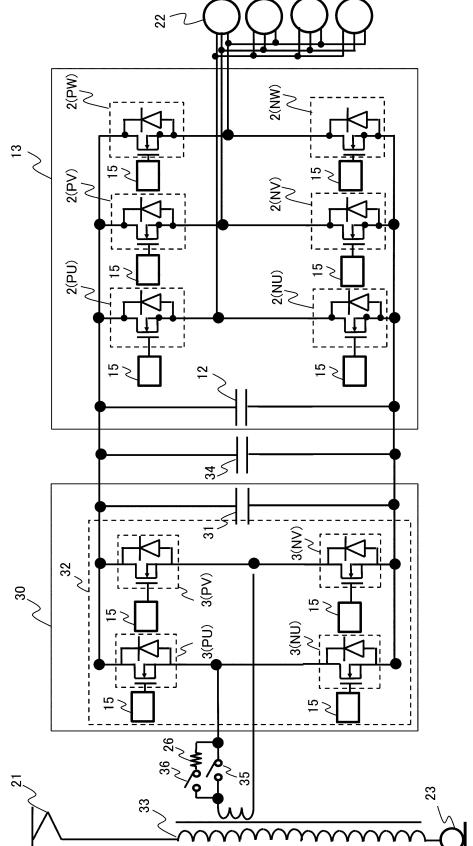


図4

【図5】

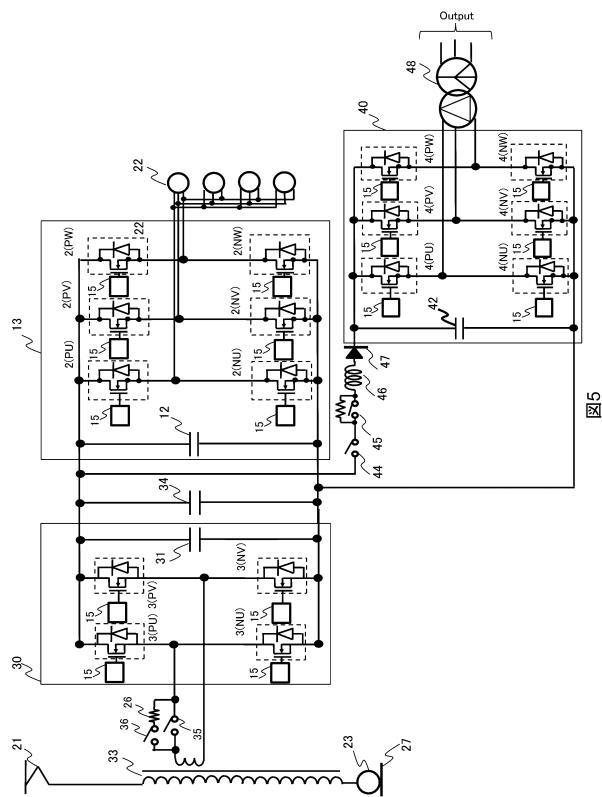


図5

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2011-177005(JP, A)
特開2007-135252(JP, A)
特開平09-118225(JP, A)
欧州特許出願公開第00288111(EP, A1)
中国実用新案第203951357(CN, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48, 7/493