

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5970194号
(P5970194)

(45) 発行日 平成28年8月17日 (2016. 8. 17)

(24) 登録日 平成28年7月15日 (2016. 7. 15)

(51) Int. Cl.

H02M 1/08

(2006.01)

F I

H02M 1/08

A

請求項の数 10 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2012-21464 (P2012-21464)
 (22) 出願日 平成24年2月3日 (2012. 2. 3)
 (65) 公開番号 特開2013-162590 (P2013-162590A)
 (43) 公開日 平成25年8月19日 (2013. 8. 19)
 審査請求日 平成26年8月8日 (2014. 8. 8)

(73) 特許権者 000233273
 株式会社 日立パワーデバイス
 茨城県日立市大みか町五丁目2番2号
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (72) 発明者 小川 和俊
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作
 所 日立研究所内
 (72) 発明者 石川 勝美
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作
 所 日立研究所内
 審査官 神山 貴行

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体スイッチング素子の駆動回路並びにそれを用いた電力変換回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

半導体スイッチング素子にフリーホイールダイオードとしてワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードが並列に接続される上下アーム回路における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を制御する半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記上下アームの一方における前記半導体スイッチング素子の前記ゲート電圧がオフ時の値より上昇し始めてからオン時の値に達するまでの期間において、前記上下アームの他方における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を、オフ時の値から該オフ時の値よりも大きな値に変化させ、所定期間、前記オフ時の値よりも大きな値に制御するゲート電圧上昇回路を備え、

前記ゲート電圧上昇回路は、前記上下アームの他方における前記半導体スイッチング素子の前記ゲートに、前記所定期間、ゲート閾値電圧よりも低い値の正の電圧を印加することを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記ゲート電圧上昇回路は、前記所定期間後、前記上下アームの前記他方における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧をオフ時の電圧に制御することを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 3】

10

20

請求項 1 または請求項 2 に記載の半導体スイッチング素子の駆動回路において、
前記所定期間の時間を制御するワンショット回路を備えた
ことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載される半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記半導体スイッチング素子に流れる電流を検出する電流センサを備え、

前記電流センサによって検出された電流値が、予め設定された電流閾値以上の場合に、
前記ゲート電圧上昇回路の動作を有効にする
ことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

10

【請求項 5】

請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載される半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記スイッチング素子のオン、オフ信号を生成するための電流指令値信号に基づいて前記半導体スイッチング素子に流れる電流を推定する電流推定回路を備え、

前記電流推定回路によって推定された電流値が、予め設定された電流閾値以上の場合に、
前記ゲート電圧上昇回路の動作を有効にする
ことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 6】

半導体スイッチング素子にフリーホイールダイオードとしてワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードが並列に接続される上下アーム回路における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を制御する半導体スイッチング素子の駆動回路において、

20

前記上下アームの一方における前記半導体スイッチング素子の前記ゲート電圧がオフ時の値より上昇し始めてからオン時の値に達するまでの期間において、前記上下アームの他方における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を、オフ時の値から該オフ時の値よりも大きな値に変化させ、所定期間、前記オフ時の値よりも大きな値に制御するゲート電圧上昇回路を備え、

前記半導体スイッチング素子に流れる電流を検出する電流センサを備え、

前記電流センサによって検出された電流値が、予め設定された電流閾値以上の場合に、
前記ゲート電圧上昇回路の動作を有効にする
ことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

30

【請求項 7】

半導体スイッチング素子にフリーホイールダイオードとしてワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードが並列に接続される上下アーム回路における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を制御する半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記上下アームの一方における前記半導体スイッチング素子の前記ゲート電圧がオフ時の値より上昇し始めてからオン時の値に達するまでの期間において、前記上下アームの他方における前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を、オフ時の値から該オフ時の値よりも大きな値に変化させ、所定期間、前記オフ時の値よりも大きな値に制御するゲート電圧上昇回路を備え、

40

前記スイッチング素子のオン、オフ信号を生成するための電流指令値信号に基づいて前記半導体スイッチング素子に流れる電流を推定する電流推定回路を備え、

前記電流推定回路によって推定された電流値が予め設定された電流閾値以上の場合に、
前記ゲート電圧上昇回路の動作を有効にする
ことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 8】

請求項 6 または請求項 7 に記載の半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記ゲート電圧上昇回路は、前記所定期間後、前記上下アームの前記他方における前記

50

半導体スイッチング素子のゲート電圧をオフ時の電圧に制御することを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 9】

請求項 6 乃至 8 のいずれか 1 項に記載される半導体スイッチング素子の駆動回路において、

前記所定期間の時間を制御するワンショット回路を備えたことを特徴とする半導体スイッチング素子の駆動回路。

【請求項 10】

半導体スイッチング素子と、フリーホイールダイオードとしてワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードとが並列に接続される上下アーム回路と、

前記上下アームにおける前記半導体スイッチング素子のゲート電圧を制御する駆動回路と

を備えた電力変換回路において、

前記駆動回路が、請求項 1 乃至 9 のいずれか 1 項に記載される半導体スイッチング素子の駆動回路である

ことを特徴とする電力変換回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ワイドギャップ半導体のショットキーバリアダイオードを用いた電力変換回路における半導体スイッチング素子の駆動回路に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、シリコン (Si) よりバンドギャップが大きなワイドギャップ半導体材料として炭化ケイ素 (SiC) や、窒化ガリウム (GaN) などが注目を浴びてきている。これらワイドギャップ半導体材料は Si より約 10 倍の高い絶縁破壊電界強度を持っているので、ワイドギャップ半導体材料を母材とする半導体素子では耐圧を確保するためのドリフト層を Si の 1/10 程度まで薄くできる。このため、半導体素子の低オン電圧化が実現可能である。これにより、Si ではバイポーラ素子しか使用できないような高耐圧領域でも、SiC などのワイドギャップ半導体素子ではユニポーラ素子が使用でき、その結果、高速なスイッチングが可能となる。

【0003】

以下、ワイドギャップ半導体として代表される SiC について記述するが、他のワイドギャップ半導体でも同様である。

【0004】

インバータなどの電力変換回路に用いるパワー半導体モジュールには、半導体スイッチング素子に並列に還流用のダイオードが接続されている。従来のパワー半導体モジュールでは、還流用のダイオードとして Si-PiN ダイオードが使用されてきた。Si-PiN ダイオードはバイポーラ型の半導体素子であり、順方向バイアスで大電流を通電させる場合、伝導度変調により電圧降下が低くなるような構造となっている。しかし、PiN ダイオードは、順方向バイアス状態から逆バイアス状態に至る過程で、伝導度変調により PiN ダイオードに残留したキャリアが逆回復電流を発生するという特性を持つ。Si の PiN ダイオードにおいては、残留するキャリアの寿命が長いこと、逆回復電流が大きくなる。そのため、この逆回復電流により、半導体スイッチング素子のターンオン時の損失 (Eon) や、ダイオードが逆回復したときに発生するリカバリ損失 (Err) が大きくなる。

【0005】

次に、逆回復電流発生時のダイオードの端子電圧・電流波形について説明する。

図 8 は、半導体スイッチング素子である絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor: 以下 IGBT と記す) および PiN ダイオードによって上

10

20

30

40

50

下アームが構成されるとともに、各 I G B T の駆動回路を備えた従来の電力変換回路を示し、図 9 は、図 8 の電力変換回路における逆回復電流発生時のダイオードの端子電圧、電流波形を示す。従来の P i N ダイオードを用いたパワーモジュールのインバータの主回路では、P i N ダイオードの逆回復電流の減衰時の電流変化（逆回復 $d i / d t$ ）と主回路の寄生インダクタンス L との積により、転流サージ電圧（ $\Delta V p = L \times$ 逆回復 $d i / d t$ ）が加わり、電源電圧（ E ）とサージ電圧（ $\Delta V p$ ）の和（ $E + \Delta V p$ ）が I G B T の耐電圧を超えると、I G B T を壊してしまう可能性がある。そのため、主回路の寄生インダクタンスの低減技術やノイズ低減技術が種々提案されている。

【 0 0 0 6 】

一方、ショットキーバリアダイオード（Schottky Barrier Diode：以下 S B D と記す）はユニポーラ型の半導体素子であり、伝導度変調によるキャリア発生が殆どないので、インバータ回路で使用される場合、逆回復電流が非常に小さいため、ターンオン損失やリカバリ損失を小さくできる。従来の S i は絶縁破壊電界強度が低いため、高耐圧を持たせる構造で S B D を作製すると通電時に大きな抵抗が生じるため、S i - S B D では耐圧 2 0 0 V 程度が限界であった。ところが、S i C は S i の 1 0 倍の絶縁破壊電界強度を持つため、高耐圧の S B D の実用化が可能となり、ターンオン時の損失（ $E o n$ ）や、ダイオードが逆回復したときに発生するリカバリ損失（ $E r r$ ）を低減することが可能になることが知られている。

【 0 0 0 7 】

しかしながら、S i C - S B D を回路に適用した場合、自アームの半導体スイッチング素子がターンオンした際に対アームのダイオードの端子には電源電圧が印加され、ダイオードの接合容量と主回路の寄生インダクタンスにより共振電流が流れ、P i N ダイオードに比べ、電圧振動やスイッチング時の電圧変化率が上昇する欠点がある。図 1 0 は S i C - S B D を適用した場合のダイオードの端子電圧、電流波形である。電圧振動や電圧変化率が上昇すると、ノイズレベルの上昇、モータ絶縁材料の劣化が懸念されるため、低減技術が必要である。

【 0 0 0 8 】

P i N ダイオードを適用したインバータにおいて、サージ電圧の低減方法として、ダイオードのリカバリ期間中に、リカバリしているダイオードと並列に接続された半導体スイッチング素子をターンオンし、瞬間的に上下アームを短絡する方式がある。そこで、サージ電圧が素子の耐圧付近まで上昇したときに短絡動作させる手法として、下記の二つが提案されている。

【 0 0 0 9 】

特許文献 1 ではスイッチング素子の端子電圧を検出し、端子電圧が閾値に達した時点で、ゲート容量を電流源で充電し、短絡させる方法が紹介されている。

【 0 0 1 0 】

特許文献 2 では I G B T のコレクタ端子とゲート端子間にツェナーダイオードを接続するアクティブクランプ回路において、リカバリ発生時に I G B T のゲートを充電し、短絡させる手法が提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 1 1 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 3 - 2 1 8 6 7 5 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 5 - 3 2 8 6 6 8 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 2 】

S i C - S B D は、P i N ダイオードに比べ、電圧振動、スイッチング時の電圧変化率が上昇する。しかし、従来技術の特許文献 1、特許文献 2 ではサージ電圧が素子の耐圧付近まで上昇した場合にのみ有効であり、S i C - S B D を適用した場合、サージ電圧が小

10

20

30

40

50

さくとも電圧振動が大きくなるため、これを抑制することが難しい。

【 0 0 1 3 】

本発明は、上記の問題点を考慮してなされたものであり、電力変換回路にワイドギャップ半導体のSBDを適用した場合に確実に電圧振動を低減できる半導体スイッチング素子の駆動回路を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 4 】

本発明による半導体スイッチング素子の駆動回路は、半導体スイッチング素子にフリーホイールダイオードとしてワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードが並列に接続される上下アーム回路における半導体スイッチング素子のゲート電圧を制御するものであって、上記課題を解決するために、上下アームの一方における半導体スイッチング素子のゲート電圧がオフ時の値より上昇し始めてからオン時の値に達するまでの期間において、上下アームの他方における半導体スイッチング素子のゲート電圧を、オフ時の値から該オフ時の値よりも大きな値に変化させ、所定期間、前記オフ時の値よりも大きな値に制御するゲート電圧上昇回路を備える。

【発明の効果】

【 0 0 1 5 】

上下アームの一方の半導体スイッチング素子に電流が流れ始める前に他方のアームにおける半導体スイッチング素子のゲート電圧を上昇させ上下アームを短絡することにより、ワイドギャップ半導体材料を母材とするショットキーバリアダイオードを適用した電力変換回路における電圧振動を確実に低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 6 】

【図 1】本発明の一実施例である電力変換回路および駆動回路。

【図 2】駆動回路の動作を示す電流電圧波形例。

【図 3】駆動回路の詳細な回路構成の一例。

【図 4】本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路。

【図 5】本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路。

【図 6】サージ電圧、電圧変化率の電流依存性。

【図 7】本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路。

【図 8】従来の電力変換回路および駆動回路。

【図 9】Si-PiNを適用した電力変換回路の電流・電圧波形。

【図 10】SiC-SBDを適用した電力変換回路の電流・電圧波形。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 7 】

図 1 は本発明の一実施例である電力変換回路および駆動回路を示す。

本電力変換回路においては、スイッチング素子としてIGBT 2aとIGBT 2bが互いに直列に接続される。IGBT 2aとIGBT 2bの直列接続回路は、一相分のハーフブリッジ回路を構成し、直列接続回路の両端は直流電源 1 に接続され、直列接続点は交流出力端子 24 に接続される。IGBT 2aおよびIGBT 2bには、フリーホイールダイオードとして、それぞれSiC-SBD 3aおよびSiC-SBD 3bが並列に接続される。すなわち、IGBT 2aとSiC-SBD 3aの並列回路からなる上アームと、IGBT 2bとSiC-SBD 3bの並列回路からなる下アームが直列に接続される。上下アームの直列接続回路の両端が直流電源 1 に接続され、直列接続点が交流出力端子 24 に接続される。ここで、上アームは直流電源 1 の高圧側と交流出力端子 24 の間に接続され、下アームは交流出力端子 24 と直流電源 1 の低圧側に接続される。

【 0 0 1 8 】

IGBT 2aとIGBT 2bには、ゲート電圧を制御するために、それぞれ駆動回路 31aと駆動回路 31bが接続される。駆動回路 31aは、ゲート制御信号端子 12aに与えられるスイッチング制御信号に従いIGBT 2aのゲート電圧を制御するゲート回路 4

aと、短絡制御信号端子25aに与えられる短絡制御信号に従ってIGBT2aのゲート電圧を上昇させて短絡駆動を行うためのゲート電圧上昇回路11aを備える。駆動回路31bも、同様に、ゲート制御信号端子12bに与えられるスイッチング制御信号に従いIGBT2bのゲート電圧を制御するゲート回路4bと、短絡制御信号端子25bに与えられる短絡制御信号に従ってIGBT2bのゲート電圧を上昇させて一時的にアーム短絡させる短絡駆動を行うためのゲート電圧上昇回路11bを備える。

【0019】

本実施例の電力変換回路は、IGBT2a, 2bを、それぞれ駆動回路31a, 31bによってオン・オフスイッチング制御することにより、直流電源1の直流電力を交流電力に変換する。交流電力は、交流出力端子24から出力され、交流出力端子24に接続される誘導電動機や永久磁石電動機などの負荷に供給される。なお、図1には一相分の上下アームを示しているが、実際には、電力変換回路は、上下アームを負荷の相数分備える。例えば、三相交流電動機の場合、電力変換回路は、上下アームの直列接続回路を3組備える。

10

【0020】

なお、図1においては、後述する回路動作の説明のために、主回路配線の寄生インダクタンスをインダクタンス5と記し、またSiC-SBD3a, 3bの接合容量をコンデンサ6a, 6bと記す。

【0021】

図2は本実施例における駆動回路の動作を示す電流電圧波形例である。図1のIGBT2a, 2bのどちらのターンオン(オフからオンに遷移)動作時でも説明は可能であるが、ここではIGBT2bがターンオンした場合について示す。なお、図2中、「上IGBT」は上アームのIGBTすなわちIGBT2aを示し、「上ダイオード」は上アームのダイオードすなわちSiC-SBD3aを示し、「下IGBT」は下アームのIGBTすなわちIGBT2bを示す。また、VthはIGBT2a, 2bのゲート閾値電圧を示す。また、図2の上から2番目の電流波形は、上アームに流れる電流、すなわち「上IGBT」に流れる電流と「上ダイオード」に流れる電流とを合わせた電流の波形を示す。但し、「上ダイオード」の順方向に流れる電流を正の電流としているので、上IGBTに流れる電流は負の電流として示される。

20

【0022】

下IGBT(2b)がターンオンした際、SiC-SBD3aに流れていた電流は減少し、ターンオンした下IGBT(2b)に電流が流れ始める。そして、SiC-SBD3aに流れていた電流がゼロになった時点で、SiC-SBD3aはターンオフ(オンからオフに遷移)する。SiC-SBDの場合は、PINダイオードのような大きなリカバリ電流が流れず、SiC-SBD3aはターンオフした際、接合容量6aによりコンデンサとして動作する。このため、図1におけるインダクタンス5に蓄えられたエネルギーにより、LC共振電流が流れ、リンギングが発生する。

30

【0023】

本実施例では、下IGBT(2b)のゲート-エミッタ間電圧(以下「ゲート電圧」と記す)が、オフ時の電圧より大きい値に変化し始めてから、すなわちゲート電圧が上昇し始めてから、オン時のゲート電圧に到達するまでの期間において、ターンオフしたSiC-SBD3aと並列に接続された上IGBT(2a)のゲート電圧を、オフ時の電圧より大きい値にゲート電圧上昇回路11aを用いて制御する。より具体的には、図2の場合、下IGBT(2b)のゲート電圧の値がオフ時の負電圧から閾値(Vth)以上となった時点(t1)で、上IGBT(2a)のゲート電圧をオフ時の負電圧から閾値(Vth)よりも小さな正電圧へ増大させている。そして、SiC-SBD3aの電流がほぼ零となり、上IGBT(2a)の端子電圧すなわちSiC-SBD3aの電圧が上昇すると、上IGBT(2a)のゲート電圧は、ゲート電圧上昇回路11aによって閾値(Vth)よりも小さな正電圧に制御されていても、SiC-SBD3aの電圧上昇すなわち上IGBT(2a)の電圧上昇に伴って上IGBT(2a)のゲート容量に流れる変位電流により

40

50

ゲート電圧が閾値 (V_{th}) 以上に上昇し、上 IGBT (2a) がターンオンする (t_2)。

【0024】

本実施例では、下 IGBT (2b) に電流が流れ始める以前に上 IGBT (2a) のゲート電圧をオフ時よりも大きな値に制御しているので、変位電流が流れ始める時点 (t_2) で確実に上 IGBT (2a) のゲート電圧を閾値以上とすることができる。従って、確実にリンギング振動を抑制することができる。

【0025】

上 IGBT (2a) がターンオンすると、インダクタンス 5 に蓄えられたエネルギーによる電流は上 IGBT (2a) を介して流れる。ここで、上 IGBT (2a) は抵抗成分として動作するため、リンギング振動は抑制され、サージ電圧、ノイズレベルの低減が可能である。その後、下 IGBT (2b) のゲート電圧がゲート電源電圧に達した時点 (t_3) で、上 IGBT (2a) のゲート電圧を再びオフ時の電圧に制御する。これにより、上 IGBT (2a) をターンオンすることで短絡電流が流れるため上 IGBT (2a) に発生する電力損失、および下 IGBT (2b) のターンオン損失の増大を抑えることができる。

【0026】

上記実施例においては、変位電流によってゲート電圧を閾値以上にして上 IGBT (2a) をターンオンさせたが、SiC-SBD3aあるいは上 IGBT (2a) の電圧、もしくは下 IGBT (2b) のゲート電圧に基づいて、変位電流が流れ始める時点を検出して、変位電流が流れ始めたらゲート電圧上昇回路 11a により、所定期間、上 IGBT (2a) のゲート電圧を閾値 (V_{th}) 以上の電圧値に設定しても良い。

【0027】

なお、少なくとも、SiC-SBD3aおよび上 IGBT (2a)、すなわち上アームの電圧が上昇する期間、すなわちSiC-SBD3aに流れる電流（還流電流）が減少して零になった以降のリカバリ期間において、IGBT 2a のゲート電圧を閾値以上として IGBT 2a をターンオンすればリンギングを低減することができる。

【0028】

次に図 1 に記載の駆動回路の詳細な回路構成の一例を図 3 に示す。ここでは図 1 の上アームおよび上アームにおける IGBT 2a の駆動回路 31a のみを示すが、下アームも同様の回路構成である。

【0029】

図 3 の駆動回路 31a は、ゲート回路用スイッチ 41a、41b と短絡制御用スイッチ 42、オン時のゲート回路電源 43、オフ時のゲート回路電源 44、ゲート電圧上昇回路用電源 45、オン側ゲート抵抗 46、オフ側ゲート抵抗 47、ゲート電圧上昇回路用抵抗 48 から構成される。短絡制御信号端子 25a に短絡制御信号が与えられると、短絡制御用スイッチ 42 はオンする。この時、ゲート制御信号端子 12a に与えられたスイッチング制御信号により、ゲート回路用スイッチ 41a はオフ、ゲート回路用スイッチ 41b はオン状態となっている。

【0030】

短絡制御用スイッチ 42 がオンすると、オフ時のゲート回路電源 44 とゲート電圧上昇回路用電源 45 は直列に接続され、オフ側ゲート抵抗 47 及びゲート電圧上昇回路用抵抗 48 に電流が流れる。この電流により、オフ側ゲート抵抗 47 で電圧降下が生じ、オフ側ゲート抵抗 47 の端子電圧とオフ時のゲート回路電源 44 の電圧の加算値が IGBT 2a のゲートに印加され、この時のゲート電圧はオフ時のゲート電圧より大きい値になる。ここで、ゲート電圧の上昇分はオフ側ゲート抵抗 47 とゲート電圧上昇回路用抵抗 48 の分圧比で設定される。このようにして、本実施例におけるゲート電圧上昇回路 11a は、IGBT 2a のゲートにゲート閾値電圧よりも低い値の正の電圧を印加する。

【0031】

IGBT 2a のゲート電圧がオフ時のゲート電圧より大きい値になると、上述したよう

10

20

30

40

50

に、インダクタンス 5 に蓄積されたエネルギーによる電流が、上下アームの IGBT 2 a および IGBT 2 b における短絡電流として流れることにより、インダクタンス 5 およびコンデンサ 6 a (SiC - SBD 3 a の接合容量) による共振電流に起因するリングングを低減することができる。

【 0 0 3 2 】

その後、短絡制御信号端子 2 5 a に与えられる短絡制御信号によって短絡制御用スイッチ 4 2 がオフすることにより、 IGBT 2 a のゲート電圧を再びオフ時の電圧に制御する。これにより、上述したように、短絡電流により発生する IGBT 2 a の電力損失、および IGBT 2 b のターンオン損失の増大を抑えることができる。

【 0 0 3 3 】

本実施例では、オン時のゲート回路電源 4 3 とゲート電圧上昇回路用電源 4 5 を個別に設けているが、同一の電源でも構わない。また、ゲート回路用スイッチ 4 1 a , 4 1 b と短絡制御用スイッチ 4 2 としては、MOSFET などの半導体スイッチング素子が適用できる。

【 0 0 3 4 】

図 4 は、本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路を示す。以下、上述した図 1 の実施例と異なる点について説明する。

【 0 0 3 5 】

本実施例においては、ワンショット回路によってゲート電圧上昇回路を動作させるタイミングを制御している。例えば図 2 と同様に上アームにおける SiC - SBD 3 a がリカバリする場合、駆動回路 3 1 a が備える検出回路 1 3 a によって下アームにおける IGBT 2 b のゲート制御信号端子 1 2 b に与えられるスイッチング信号を検出する。検出されたスイッチング信号に応じてワンショット回路 1 7 a によりゲート電圧上昇回路 1 1 a を動作させるための制御信号を作成する。このようにしてワンショット回路を用いることにより、ゲート電圧の上昇期間を制御可能となり、ゲート電圧を瞬間的に上昇させることができるので、リングングを確実に低減することができる。

【 0 0 3 6 】

図 5 は、本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路を示す。図 6 は、図 5 の実施例における SiC - SBD について、ターンオフ後の端子電圧の電圧変化率、並びにサージ電圧のスイッチング電流依存性を示す。以下、上述した図 1 及び図 4 の実施例と異なる点について説明する。

【 0 0 3 7 】

図 6 に示すように、SiC - SBD のターンオフ後の端子電圧の電圧変化率およびサージ電圧は、スイッチング電流 (オン状態において IGBT または SiC - SBD に流れる電流) が大きいほど大きくなり、スイッチング電流が小さいほど小さくなる。従って、スイッチング電流が大きな領域においてのみゲート電圧上昇回路を動作させても、有効に電圧変化率やサージ電圧のピーク値およびリングングを抑制することができる。

【 0 0 3 8 】

そこで、図 5 に示す本実施例では、交流出力端子 2 4 を介して負荷に流れる電流を電流センサ 5 0、例えば電流トランスによって検出する。駆動回路 3 1 a が備える電流検出器 2 1 a は、電流センサ 5 0 の出力信号に基づいて負荷に流れる電流すなわちスイッチング電流の電流値に応じた検出信号を出力する。電流比較器 2 2 a は、電流検出器 2 1 a が出力した検出信号が示すスイッチング電流の電流値と予め設定された電流閾値とを比較し、スイッチング電流の電流値が電流閾値以上であると判定すると、短絡制御信号端子 2 5 a に与えられる短絡制御信号に応じたゲート電圧上昇回路 1 1 a の動作を有効にするための制御信号を作成する。

【 0 0 3 9 】

本実施例によれば、スイッチング電流が予め設定された閾値以上の場合にゲート電圧上昇回路が動作するので、電圧変化率やサージ電圧のピーク値およびリングングを有効に抑制しながらも、ゲート電圧上昇回路における電力損失を抑えることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 0 】

図 7 は本発明の他の実施例である電力変換回路および駆動回路を示す。以下、上述した図 1 , 図 4 及び図 5 の実施例と異なる点について説明する。

【 0 0 4 1 】

本実施例においては、図 5 の実施例における電流センサおよび電流検出器の代わりに、電流推定回路 1 8 を用いてゲート電圧上昇回路を制御する。電流推定回路 1 8 は、ゲート制御信号端子 1 2 a , 1 2 b にスイッチング信号を作成する制御回路 1 0 0 の電流指令値端子 2 3 に与えられる電流指令値に基づいてスイッチング電流の電流値を推定する。駆動回路 3 1 a が備える電流比較器 2 2 a は、電流推定回路 1 8 の出力信号が示すスイッチング電流の推定値と予め設定された電流閾値とを比較し、スイッチング電流の推定値が電流閾値以上であると判定すると、短絡制御信号端子 2 5 a に与えられる短絡制御信号に応じたゲート電圧上昇回路 1 1 a の動作を有効にするための制御信号を作成する。

10

【 0 0 4 2 】

本実施例によれば、簡単な回路構成によって、電圧変化率やサージ電圧のピーク値およびリングングを有効に抑制しながらゲート電圧上昇回路における電力損失を抑えることができる。

【 0 0 4 3 】

なお、制御回路 1 0 0 としては、公知のパルス幅変調制御回路などを用いることができる。

【 0 0 4 4 】

以上、本発明の実施例について詳述したが、上記の実施例に限らず、本発明の技術的思想の範囲内において種々の実施形態が可能である。例えば、S B D の母材となる半導体材料としては、S i C のほか、G a N やダイヤモンドなど、S i よりも大きなバンドギャップを有するワイドギャップ半導体を適用することができる。また、電力変換回路の上下アームを構成する半導体スイッチング素子としては、I G B T のほか M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) や S I T (Static Induction Transistor) などの電圧制御型半導体スイッチング素子が適用できる。なお、半導体スイッチング素子の母材となる半導体材料は S i およびワイドギャップ半導体のいずれでも良い。

20

【 符号の説明 】

【 0 0 4 5 】

- 1 直流電源
- 2 a I G B T (上 I G B T)
- 2 b I G B T (下 I G B T)
- 3 a , 3 b S i C - S B D
- 4 a , 4 b ゲート回路
- 5 インダクタンス
- 6 a , 6 b コンデンサ (接合容量)
- 1 1 a , 1 1 b ゲート電圧上昇回路
- 1 2 a , 1 2 b ゲート制御信号端子
- 1 3 a , 1 3 b 検出回路
- 1 7 a , 1 7 b ワンショット回路
- 1 8 電流推定回路
- 1 9 制御回路
- 2 1 a , 2 1 b 電流検出器
- 2 2 a , 2 2 b 電流比較器
- 2 3 電流指令値端子
- 2 4 交流出力端子
- 2 5 a , 2 5 b 短絡制御信号端子
- 3 1 a , 3 1 b 駆動回路
- 4 1 a , 4 1 b ゲート回路用スイッチ

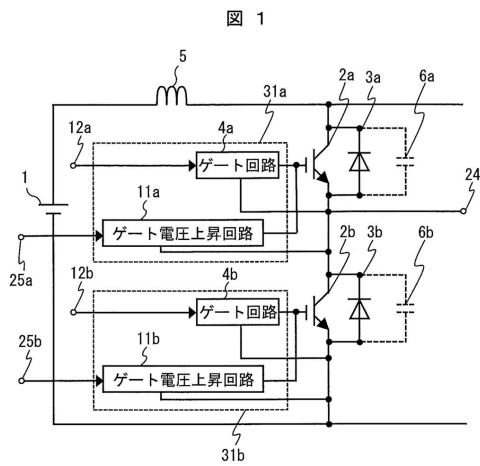
30

40

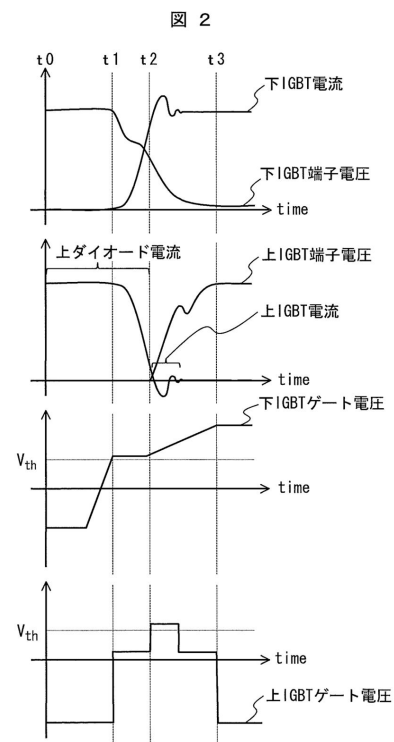
50

- 4 2 短絡制御用スイッチ
- 4 3 オン時のゲート回路電源
- 4 4 オフ時のゲート回路電源
- 4 5 ゲート電圧上昇回路用電源
- 4 6 オン側ゲート抵抗
- 4 7 オフ側ゲート抵抗
- 4 8 ゲート電圧上昇回路用抵抗
- 5 0 電流センサ

【図 1】

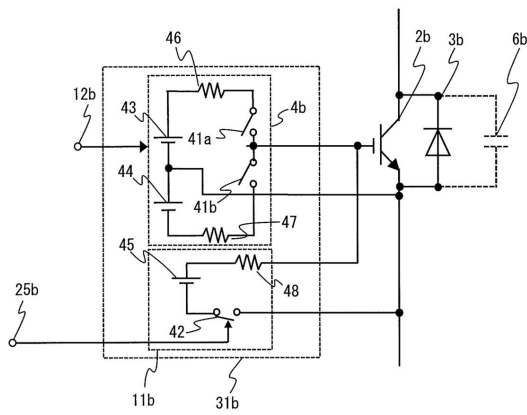


【図 2】



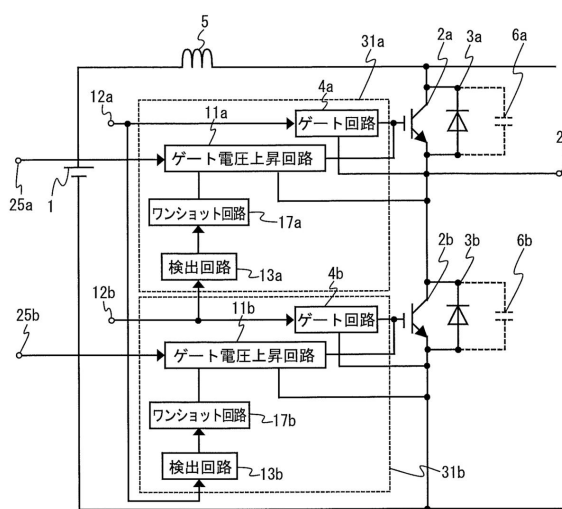
【図 3】

図 3



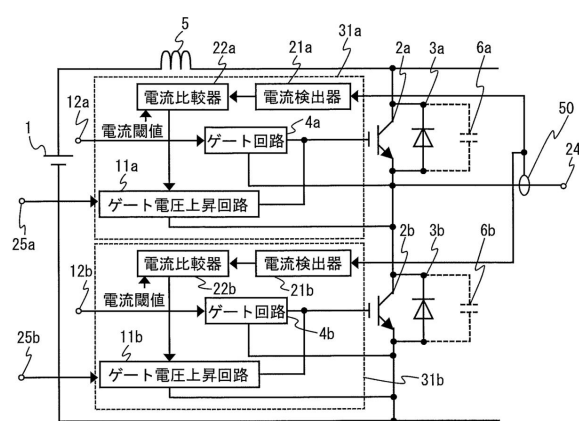
【図 4】

図 4



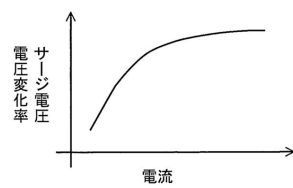
【図 5】

図 5



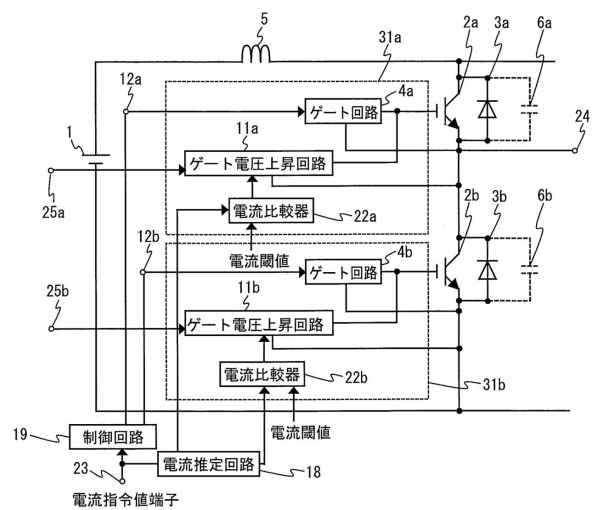
【図 6】

図 6



【図 7】

図 7



電流指令値端子

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2007-267560(JP,A)
特開2008-092663(JP,A)
特開2006-324794(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 1/00~1/44