

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3680722号

(P3680722)

(45) 発行日 平成17年8月10日(2005.8.10)

(24) 登録日 平成17年5月27日(2005.5.27)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

F I

HO2H	7/12	HO2H	7/12	B
HO2H	3/087	HO2H	3/087	
HO2H	7/20	HO2H	7/20	D
HO2M	1/00	HO2M	1/00	H
HO2M	7/48	HO2M	7/48	M

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-285226 (P2000-285226)  
 (22) 出願日 平成12年9月14日(2000.9.14)  
 (65) 公開番号 特開2002-95151 (P2002-95151A)  
 (43) 公開日 平成14年3月29日(2002.3.29)  
 審査請求日 平成15年3月31日(2003.3.31)

(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 100075096  
 弁理士 作田 康夫  
 (72) 発明者 佐藤 裕  
 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 木村 新  
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 IGBTの過電流保護回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

IGBTを駆動するゲート駆動回路と、  
 IGBTの過電流状態を検出する過電流検出回路と、  
 過電流発生時にIGBTのゲート電圧を制御する過電流時ゲート制御回路と、  
 を有するIGBTの過電流保護回路において、  
 前記過電流時ゲート制御回路は、  
 ゲート電圧を設定値に保持するゲート電圧保持手段と、  
 ゲート電圧を速やかに低下させるためにゲート電流を一時的に増大させるゲート電流増大手段と、  
 前記ゲート電流増大手段が動作した後にゲート電圧が前記設定値に緩やかに移行させるためのゲート電流抑制手段と、を有するIGBTの過電流保護回路。

【請求項2】

IGBTを駆動するゲート駆動回路と、  
 IGBTの過電流状態を検出する過電流検出回路と、  
 過電流発生時にIGBTのゲート電圧を制御する過電流時ゲート制御回路と、  
 を有するIGBTの過電流保護回路において、  
 前記過電流時ゲート制御回路は、  
 過電流発生からIGBTのゲート電圧が所定の値に低下するまでの期間のゲート電流を、それ以降の期間より大きくするためのゲート電流増大手段と、

10

20

ゲート電圧が所定の値に達してから IGBT のコレクタ電圧が変化しなくなるまでの期間のゲート電流を他の期間より低く抑えるためのゲート電流抑制手段と、を有する IGBT の過電流保護回路。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の IGBT の過電流保護回路を用いるスナバレスインバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は IGBT の過電流保護回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT と略記) は高耐電圧を持ち、大電流を高速にスイッチングできるため、インバータ回路等に広く用いられている。これらのインバータ回路における異常事態として、直流電源が IGBT により短絡され、IGBT に過大な電流が流れる、いわゆる短絡事故がある。IGBT はこの短絡時にも破壊することなく短絡電流を遮断することが望まれている。そのため IGBT の過電流を検出して、過電流時には IGBT をオフする過電流保護回路が広く用いられている。このときの電流減少率  $di/dt$  は、IGBT が高速なスイッチング特性を持つために非常に大きな値となる。そのために配線のインダクタンス  $L$  による跳ね上がり電圧  $L di/dt$  が非常に大きくなり、IGBT が過電圧破壊するという問題がある。

【0003】

この問題を解決する従来技術として、特許第 2892815 号等がある。この従来技術は過電流遮断時に、IGBT のゲート電圧を段階的に低減させるものである。これにより緩やかなスイッチングを実現し、過電流遮断時の  $di/dt$  を低減して、過電圧破壊を防止している。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

従来のインバータ回路では通常 IGBT に並列してスナバ回路が設けられ、過電圧保護等の機能を果たしていた。しかし最近では小型化、低価格化のために、スナバ回路を設けないスナバレスインバータが増えてきている。スナバレスインバータでは過電圧の発生を最小限に抑えるために、配線のインダクタンスを極力減らすように設計されている。ところが配線のインダクタンスは、過電流発生時の電流上昇率  $di/dt$  を抑える機能があるため、スナバレスインバータでは非常に大きな  $di/dt$  となってしまう。そのため IGBT の電流は短時間に上昇し、前記の従来技術のような緩やかなスイッチングでは、遮断動作に移行する以前に過電流破壊するという新たな問題が発生する。

【0005】

そこで本発明は過電流発生時における、過電流を抑え、かつ遮断時の電流減少率  $di/dt$  を抑えて、IGBT の過電圧破壊を防止することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決する本発明による過電流保護回路では、IGBT が過電流状態となると、まず IGBT のゲート電圧をゲート電流増大手段により設定値まで低減してスイッチング動作を速やかに開始させる。その後はゲート電圧は設定値を保持して、比較的緩やかなスイッチングを実現して、遮断時の  $di/dt$  をおさえて過電圧破壊を防止する。

【0007】

【発明の実施の形態】

図 1 に本発明の第 1 の実施例である IGBT の過電流保護回路のブロック図を示す。駆動回路 13 は入力端子 T1 から入力される信号により IGBT をオンオフさせる。過電流検出回路 11 は IGBT が過電流状態になると過電流検出信号を出力する。ゲート電圧保持手段 14 は過電流が検出されると IGBT のゲート電圧を設定値に保持する。またゲート

10

20

30

40

50

電流増大手段15は過電流検出信号出力後、ゲート電圧が速やかに設定値になるように一時的にIGBTのゲート電流を増大する。

【0008】

ここでゲート電圧の設定値はIGBTのゲートしきい値電圧と同程度としている。従って、過電流が発生した直後に、IGBTのゲート電圧はしきい値程度となり、速やかにスイッチングを開始する。そのため過電流によるIGBTの破壊が防止される。その後IGBTのゲート電圧はしきい値を保持するためIGBTは緩やかな電流下降率 $di/dt$ でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBTの過電圧破壊が防止される。遅延回路12は過電流発生後所定の時間経過した後にゲート駆動回路を動作させて、IGBTを安定したオフ状態へと移行させる。このとき遅延回路の遅延時間はゲート電圧制御手段20によりIGBTの電流が通常時の通電電流以下となる時間に設定し、IGBTの破壊を防止している。

10

【0009】

図2は本発明の図1の実施例の具体的な回路例を示す。図3には図1の実施例における過電流時の保護動作波形を示す。図中の実線は実施例の過電流保護回路の動作波形を示し、点線は従来の保護回路による動作波形を示している。IGBTは入力端子T1に入力されるオンオフ信号により駆動される。オンオフ信号がハイになるとトランジスタQ3はオンとなり、トランジスタQ2がオンする。するとIGBTのゲートには抵抗R3を介した電流が流れて、ゲート電圧が0Vまで低下してオフ状態となる。逆にオンオフ信号がローとなるとトランジスタQ3はオフとなり、トランジスタQ1がオンする。するとIGBTのゲートには抵抗R2を介して電流が流れて、ゲート電圧が電源電圧E1まで上昇してオン状態となる。

20

【0010】

ここで時刻 $t_1$ にIGBTがオン状態となり、そのまま過電流状態になったとする。過電流検出回路11はIGBTが過電流状態であると判定して時刻 $t_2$ に過電流検出信号を出力する。この過電流信号により、トランジスタQ4がオンする。このときコンデンサC1は充電されていないために、トランジスタQ1、Q2のゲート電圧は電源電圧E1から急激に低下する。これによりトランジスタQ2がオンしてIGBTに大きなゲート電流が流れる。その後コンデンサC1は抵抗R4を介した電流により徐々に充電されていく。それに従いQ1、Q2のゲート電圧が再び上昇しIGBTのゲート電流は減少していく。そしてQ1、Q2のゲート電圧は、R4とR5の抵抗値の比率で決まる電圧で一定となり、IGBTのゲート電圧もこの値 $V_{set}$ で一定となる。

30

【0011】

ここで抵抗R4、R5の比率は、 $V_{set}$ が、IGBTのしきい値電圧とほぼ一致するように設定している。またC1が充電された時点でIGBTのゲート電圧がしきい値近くまで減少するようにC1の容量及び充電の時定数を設定している。

【0012】

このためIGBTのゲート電圧は過電流発生後速やかに $V_{set}$ 近くまで低下する。従って、IGBTの多大な過電流が流れて破壊する前に速やかにスイッチングを開始する。その後IGBTのゲート電圧は $V_{set}$ を保持するため、IGBTは緩やかな電流下降率 $di/dt$ でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBTの過電圧破壊が防止される。

40

【0013】

その後時刻 $t_3$ になると遅延回路12は過電流信号をOR回路16に出力する。これにより通常のオフ時と同じ動作によりIGBTのゲート電圧が0Vまで低下して安定したオフ状態へと移行する。このとき遅延回路の遅延時間はゲート電圧制御手段20によりIGBTの電流が通常時の通電電流以下となる時間に設定し、IGBTの破壊を防止している。

【0014】

図4に本発明の第2の実施例であるIGBTの過電流保護回路のブロック図を示す。駆動回路13は入力端子T1から入力される信号によりIGBTをオンオフさせる。過電流検

50

出回路 11 は IGBT が過電流状態になると過電流検出信号を出力する。ゲート電圧保持手段 14 は過電流が検出されると IGBT のゲート電圧を設定値に保持する。ゲート電流増大手段 15 は過電流検出信号後、速やかに設定値に近付くように一時的に IGBT のゲート電流を増大する。またゲート電流抑制手段 17 はゲート電流増大手段 15 が動作した後にゲートの電流を抑制し、ゲート電圧が緩やかに設定値まで減少していくようにゲート電流を抑制する。

**【0015】**

ここでゲート電圧の設定値は IGBT のしきい値電圧が素子によりばらつくことを考慮し、その下限値と同程度としている。またゲート電流増大手段が動作直後のゲート電圧を、しきい値電圧のばらつきの上限值となるように設定している。

10

**【0016】**

従って、過電流が発生した直後に、IGBT のゲート電圧はしきい値の上限值程度となり、その後 IGBT は速やかにスイッチングを開始する。そのため過電流による IGBT の破壊が防止される。その後 IGBT のゲート電圧はゲート電流抑制手段の作用により、徐々にしきい値電圧の下限値まで低下していく。したがって、しきい値が異なる IGBT の場合でも、この期間に必ずゲート電圧はしきい値電圧以下まで低下することになり、IGBT は緩やかな電流下降率  $di/dt$  でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBT の過電圧破壊が防止される。これにより特性にばらつきをもつ IGBT でも同じ保護回路で安全に保護することが可能である。遅延回路 12 は過電流発生後所定の時間経過した後にゲート駆動回路を動作させて、IGBT を安定したオフ状態へと移行させる。このとき遅延回路の遅延時間はゲート電圧制御手段 20 により IGBT の電流が通常時の通電電流以下となる時間に設定し、IGBT の破壊を防止している。

20

**【0017】**

図 5 は本発明の図 4 の実施例の具体的な回路例を示す。図 6 には図 4 の実施例における過電流時の保護動作波形を示す。図中の実線は本発明の過電流保護回路の動作波形を示し、点線は従来の保護回路による動作波形を示している。IGBT は入力端子 T1 に入力されるオンオフ信号により駆動される。オンオフ信号がハイになるとトランジスタ Q3 はオンとなり、トランジスタ Q2 がオンする。すると IGBT のゲートには抵抗 R3 を介した電流が流れて、ゲート電圧が 0V まで低下してオフ状態となる。逆にオンオフ信号がローとなるとトランジスタ Q3 はオフとなり、トランジスタ Q1 がオンする。すると IGBT のゲートには抵抗 R2 を介して電流が流れて、ゲート電圧が電源電圧 E1 まで上昇してオン状態となる。

30

**【0018】**

ここで時刻  $t_1$  に IGBT がオン状態となり、そのまま過電流状態になったとする。過電流検出回路 11 は IGBT が過電流状態であると判定して時刻  $t_2$  に過電流検出信号を出力する。この過電流信号により、トランジスタ Q4 がオンする。このときコンデンサ C1 は充電されていないために、トランジスタ Q1, Q2 のゲート電圧は電源電圧 E1 から急激に低下する。これによりトランジスタ Q2 がオンして IGBT に大きなゲート電流が流れる。その後コンデンサ C1 は抵抗 R4 を介した電流により徐々に充電されていく。それに従いトランジスタ Q1, Q2 のゲート電圧が再び上昇し IGBT のゲート電流は減少していく。

40

**【0019】**

コンデンサ C2 は過電流発生時には電源電圧 E1 まで充電されている。トランジスタ Q4 がオンすると、コンデンサ C2 は抵抗 R6, トランジスタ Q2 を介して放電する。この時放電の時定数をコンデンサ C1 の充電速度より遅く設定する。これにより、コンデンサ C1 により大きなゲート電流が流れた後、トランジスタ Q1, Q2 のゲート電圧はコンデンサ C2 の放電とともに緩やかに低下していく。その後、コンデンサ C2 が放電されると、トランジスタ Q1, Q2 のゲート電圧は、抵抗 R4, R5, R6, R7 の抵抗値の比率で決まる電圧で一定となり、IGBT のゲート電圧も、この値  $V_{set}$  で一定となる。

50

## 【0020】

ここで抵抗 $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $R_7$ の比率は、 $V_{set}$ が、IGBTのしきい値が素子によりばらつくことを考慮し、その下限値に設定している。またコンデンサ $C_1$ によりゲートに大きな電流が流れた後のゲート電圧がIGBTのしきい値のばらつきの上限值となるように設定している。

## 【0021】

従って、過電流が発生した直後に、IGBTのゲート電圧はしきい値の上限值程度となり、その後IGBTは速やかにスイッチングを開始する。そのため過電流によるIGBTの破壊が防止される。その後IGBTのゲート電圧はコンデンサ $C_2$ の放電とともに、徐々にしきい値電圧の下限値まで低下していく。したがって、しきい値が異なるIGBTの場合でも、この期間にゲート電圧は必ずしきい値電圧以下まで低下することになり、IGBTは緩やかな電流下降率 $di/dt$ でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBTの過電圧破壊が防止される。これにより特性にばらつきをもつIGBTでも同じ保護回路で安全に保護することが可能である。

10

## 【0022】

その後時刻 $t_3$ になると遅延回路12は過電流信号をOR回路13に出力する。これにより通常のオフ時と同じ動作によりIGBTのゲート電圧が0Vまで低下して安定したオフ状態へと移行する。このとき遅延回路の遅延時間はゲート電圧制御手段20によりIGBTの電流が通常時の通電電流以下となる時間に設定し、IGBTの破壊を防止している。

## 【0023】

図7は本発明の第3の実施例であるIGBTのゲート駆動回路のブロック図を示す。過電流検出回路11はIGBTの電流が過電流となると検出信号を出力する。信号作成手段32は過電流検出信号あるいは入力端子 $T_1$ からのオンオフ信号を受けてゲート電流指令信号を出力する。定電流源31はゲート電流指令信号に応じたゲート電流をIGBTのゲートに供給する。ここで過電流が検出した場合、信号作成手段32はゲート電圧がしきい値電圧程度まで低下するまでの期間大きなゲート電流指令を出力する。その後は小さな電流指令を出力する。

20

## 【0024】

このためIGBTのゲート電圧は過電流発生後速やかにしきい値電圧まで低下する。これによりIGBTに多大な過電流が流れて破壊する前に速やかにスイッチングを開始することができる。その後はIGBTのゲート電流が小さくゲート電圧がほぼ一定となるため、IGBTは緩やかな電流下降率 $di/dt$ でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBTの過電圧破壊が防止される。

30

## 【0025】

図8は本発明の第3の実施例であるIGBTのゲート駆動回路の回路図を示す。抵抗 $R_12$ 、 $R_13$ 、スイッチング素子 $Q_12$ 、 $Q_13$ 、オペアンプ $O_1$ 、 $O_2$ により定電流回路を構成している。また抵抗 $R_10$ 、 $R_11$ 、スイッチング素子 $Q_10$ 、 $Q_11$ は定電圧回路を構成している。信号作成手段32はこれらの定電流源、定電圧回路に指令を与えてる。過電流検出回路11はIGBTの電流が過電流となると検出信号を出力する。信号作成手段32は過電流検出信号が出力されるとオペアンプ $O_2$ にゲート電流指令信号を出力する。オペアンプ $O_2$ はこの指令信号に応じた電流が $R_13$ を介してIGBTのゲートに流れるようにスイッチング素子 $Q_13$ を駆動する。ここでゲート電流指令はゲート電圧がしきい値電圧程度まで低下するまでの期間大きな値とし、その後は小さな電流指令を出力する。その後信号作成手段は $Q_11$ を駆動してIGBTを安定したオフ状態を保つ。

40

## 【0026】

このためIGBTのゲート電圧は過電流発生後瞬時にしきい値電圧まで低下する。これによりIGBTに多大な過電流が流れて破壊する前に速やかにスイッチングを開始することができる。その後はIGBTのゲート電流が小さくゲート電圧がほぼ一定となるため、IGBTは緩やかな電流下降率 $di/dt$ でオフ状態へと移行する。その結果配線のインダクタンスによる過電圧は抑制され、IGBTの過電圧破壊が防止される。

50

## 【 0 0 2 7 】

このときゲート電流の切換えは I G B T のゲート電圧を検出して行っているが、所定の時間経過した後には切換えても良い。また実施例では、過電流時のみならず、通常のオンオフ制御時にもゲート電流を任意に制御することができる。従って、通常のスイッチング時の電流変化率  $d i / d t$  や電圧変化率  $d V / d t$  や跳ね上がり電圧を任意に制御することができる。通常  $d i / d t$  や  $d V / d t$  や跳ね上がり電圧を抑制すると損失の増加を招くが、実施例では電流や電圧が変化する期間のみゲート電流を抑えるために損失の増加は最小限に抑えられる。

## 【 0 0 2 8 】

図 9 は本発明の第 4 の実施例であるスナバレスインバータの回路図を示す。一部省略しているが、I G B T U ~ Z にはすべて本発明の第 1 もしくは第 2 の実施例である I G B T の過電流保護回路もしくは第 3 の実施例であるゲート駆動回路が接続されている。直列接続された I G B T 例えば U と X が過って同時にオンする短絡事故がおこると、電源電圧  $E 2$  を配線のインダクタンス  $L 1$  で割った値で表される、電流上昇率  $d i / d t = E 2 / L 1$  をもつ過電流が I B G T に流れる。スナバレスインバータでは通常、配線のインダクタンス  $L 1$  は従来のスナバ回路のあるインバータにくらべ非常に小さくなっている。そのため、電流上昇率  $d i / d t$  が非常に大きくなる。しかし本実施例では過電流発生後、ただちにスイッチングを開始することが出来るため、過電流による破壊を防止することができる。また同時に遮断時の跳ね上がり電圧も低く押さえることができるため、過電圧による破壊も防止される。

## 【 0 0 2 9 】

## 【発明の効果】

このように本発明によれば、過電流による I G B T の破壊を防止できる。また配線のインダクタンスによる跳ね上がり電圧による I G B T の破壊を防止できる。さらに本発明によれば I G B T の特性にばらつきがある場合でも、安全に I G B T を保護することができる。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施例である I G B T の過電流保護回路のブロック図。

【図 2】本発明の第 1 の実施例である I G B T の過電流保護回路の回路例。

【図 3】本発明の第 1 の実施例である I G B T の過電流保護回路の動作波形。

【図 4】本発明の第 2 の実施例である I G B T の過電流保護回路のブロック図。

【図 5】本発明の第 2 の実施例である I G B T の過電流保護回路の回路例。

【図 6】本発明の第 2 の実施例である I G B T の過電流保護回路の動作波形。

【図 7】本発明の第 3 の実施例である I G B T の過電流保護回路のブロック図。

【図 8】本発明の第 3 の実施例である I G B T の過電流保護回路の回路例。

【図 9】本発明の第 4 の実施例であるスナバレスインバータ。

## 【符号の説明】

1 1 ... 過電流検出回路、1 2 ... 遅延回路、1 3 ... I G B T の駆動回路、1 4 ... ゲート電圧保持手段、1 5 ... ゲート電流増大手段、1 6 ... O R 回路、1 7 ... ゲート電流抑制手段、2 0 ... 過電流時ゲート制御回路、3 1 ... 定電流源、3 2 ... 信号作成手段、C 1 , C 2 ... コンデンサ、D 1 ... ダイオード、E 1 , E 2 ... 直流電源、I G B T ... I G B T 素子、Q 1 ~ 4 , Q 1 0 ~ 1 3 ... スwitching 素子、R 1 ~ 7 , R 1 0 ~ 1 3 ... 抵抗入力端子、T U , T V , T W ... インバータ出力端子、U , V , W , X , Y , Z ... I G B T 、V set ... 設定電圧、インバータ出力端子。

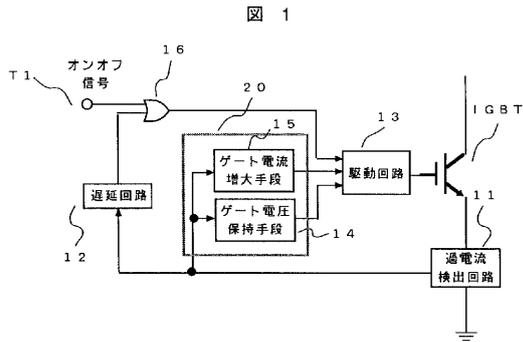
10

20

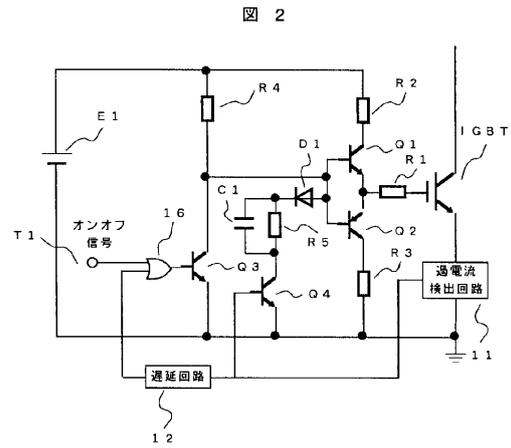
30

40

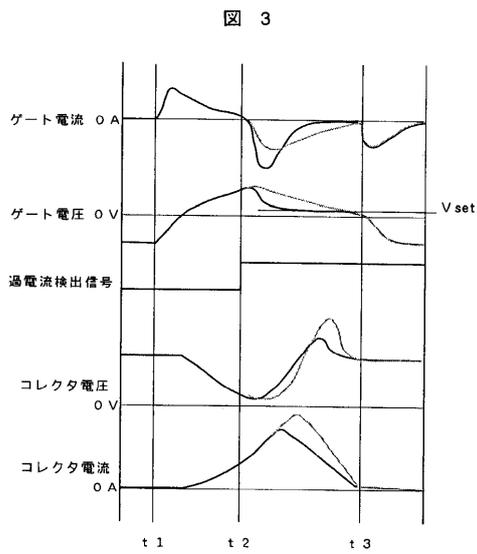
【図1】



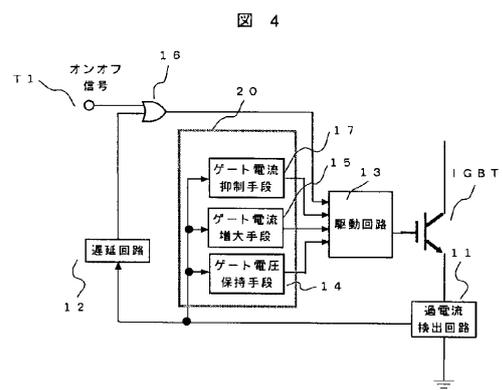
【図2】



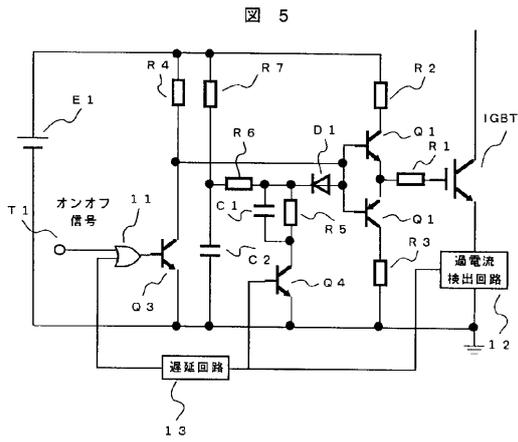
【図3】



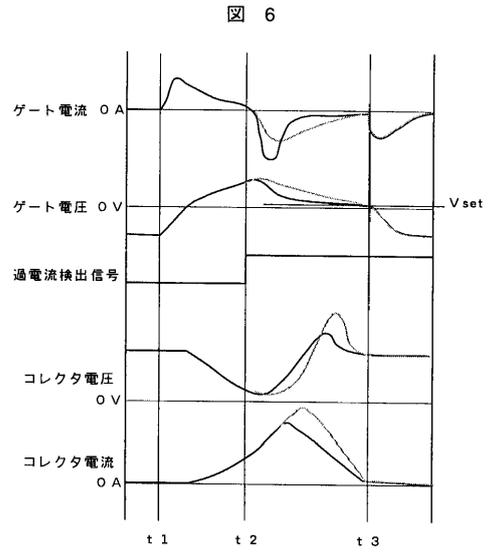
【図4】



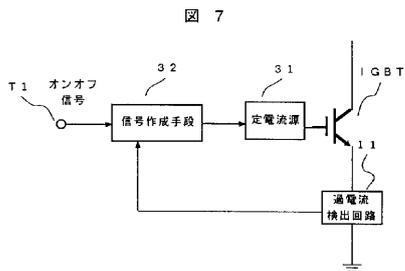
【 図 5 】



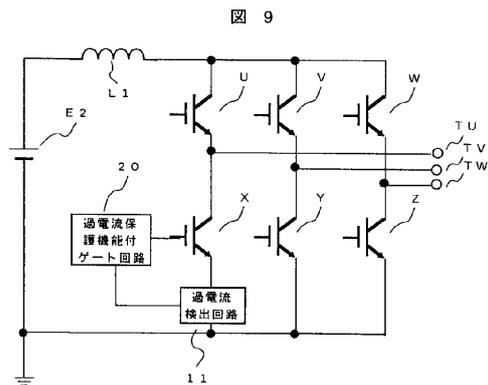
【 図 6 】



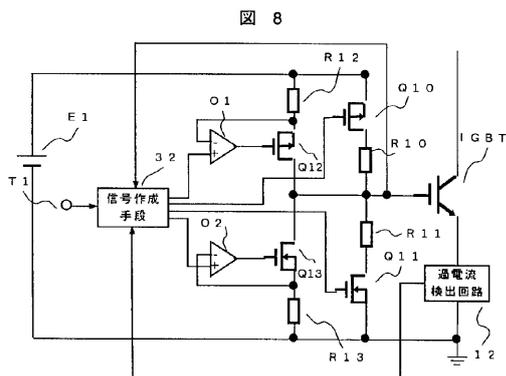
【 図 7 】



【 図 9 】



【 図 8 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 長洲 正浩

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 西山 昇

(56)参考文献 特開平06-105448(JP,A)

特開平09-163583(JP,A)

特開平06-296363(JP,A)

特開平04-172962(JP,A)

特開平06-050518(JP,A)

特開平02-037828(JP,A)

特開平09-064707(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, DB名)

H02H 3/087, 7/12, 7/20

H02M 1/00

H02M 7/48

H03K 17/08