

(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2016-169727  
(P2016-169727A)

(43) 公開日 平成28年9月23日(2016.9.23)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>F02P 3/04 (2006.01)</b>	F02P 3/04 304Z	3G019
<b>F02P 3/05 (2006.01)</b>	F02P 3/05 E	

審査請求 未請求 請求項の数 19 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2016-5696 (P2016-5696)  
 (22) 出願日 平成28年1月15日 (2016.1.15)  
 (31) 優先権主張番号 特願2015-45936 (P2015-45936)  
 (32) 優先日 平成27年3月9日 (2015.3.9)  
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000005234  
 富士電機株式会社  
 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号  
 (74) 代理人 100092152  
 弁理士 服部 毅巖  
 (72) 発明者 宮沢 繁美  
 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号  
 富士電機株式会社内  
 Fターム(参考) 3G019 BA01 CA02 CA15 EA13 EA17  
 FA04 FA06 FA16 FA18

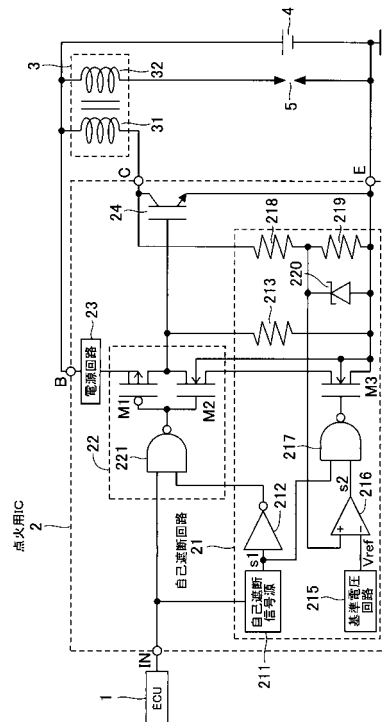
(54) 【発明の名称】 半導体装置

(57) 【要約】

【課題】 自己遮断時に点火プラグが誤点火しないようにする。

【解決手段】 自己遮断信号源 211 が正常を検出してトランジスタ M3 がオンしているときに、IN 端子にオン信号を受けるとトランジスタ M1 がオン、トランジスタ M2 がオフして IGBT 24 がオンする。このとき、自己遮断信号源 211 が異常を検出してトランジスタ M1 がオフ、トランジスタ M2 がオンされると、IGBT 24 のゲート端子がトランジスタ M2, M3 を介してエミッタ端子に接続されることで、ゲート容量に充電された電荷を急速に放電する。これにより、IGBT 24 のコレクタ電圧が上昇して所定の電圧よりも高くなることをコンパレータ 216 が検出すると、トランジスタ M3 がオフされてゲート容量の電荷を抵抗 213 でゆっくり放電する緩遮断が行われる。

【選択図】 図 1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

10

前記パワー半導体素子のコレクタ端子に接続されてコレクタ電圧を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電圧の上昇が設定値を超えたことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

20

**【請求項 2】**

パワー半導体素子と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

30

前記パワー半導体素子のコレクタ端子に接続されてコレクタ電圧を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電圧の上昇が設定値を超えたことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

**【請求項 3】**

40

前記電圧検出回路は、抵抗を直列接続した分圧回路と、前記設定値の基準電圧を出力する基準電圧回路と、前記分圧回路の出力を前記基準電圧と比較するコンパレータと、前記異常検出回路が異常を検出して前記コンパレータが前記基準電圧よりも高い前記分圧回路の出力を検出したときに前記スイッチ回路を遮断する論理回路とを有していることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

**【請求項 4】**

前記電圧検出回路は、ダイオードおよび抵抗を直列接続した直列回路と、前記設定値の基準電圧を出力する基準電圧回路と、コレクタ電圧が前記ダイオードの耐圧を超えたときの前記直列回路の出力を前記基準電圧と比較するコンパレータと、前記異常検出回路が異常を検出して前記コンパレータが前記基準電圧よりも高い前記直列回路の出力を検出

50

したときに前記スイッチ回路を遮断する論理回路とを有していることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

【請求項 5】

前記微小電流回路は、前記パワー半導体素子のゲート端子とエミッタ端子との間に接続された抵抗であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

【請求項 6】

前記微小電流回路は、前記パワー半導体素子のゲート端子とエミッタ端子との間に接続された定電流回路であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

【請求項 7】

前記ゲートプルアップ回路は、一端が電源回路に接続され、他端が前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記入力信号として前記パワー半導体素子をオンする信号が入力され、かつ、前記異常検出回路が異常を検出していないとき、前記電源回路から前記パワー半導体素子のゲート端子に通電するスイッチであることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

10

【請求項 8】

前記ゲートプルアップ回路は、一端が前記入力信号の入力端子に接続され、他端が前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記入力信号として前記パワー半導体素子をオンする信号が入力され、かつ、前記異常検出回路が異常を検出していないとき、前記オン信号により前記パワー半導体素子のゲート端子が通電されるスイッチであり、前記スイッチの一端と他端とは、前記パワー半導体素子をオフする信号が入力されたときに前記パワー半導体素子のゲート端子をエミッタ端子に通電するダイオードが接続されていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

20

【請求項 9】

前記ゲートプルダウン回路は、一端が前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、他端が前記スイッチに接続され、前記入力信号として前記パワー半導体素子をオフする信号が入力され、または、前記異常検出回路が異常を検出しているとき、前記パワー半導体素子のゲート端子から前記スイッチに通電するトランジスタであることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の半導体装置。

【請求項 10】

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、  
前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、  
前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、  
前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、  
前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、  
前記パワー半導体素子のゲート端子に接続されてゲート電圧を検出する電圧検出回路と

30

、  
前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続された

40

スイッチ回路と、  
を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるゲート電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

【請求項 11】

前記電圧検出回路は、前記微小電流回路を兼ねることを特徴とする請求項 10 記載の半導体装置。

50

**【請求項 12】**

パワー半導体素子と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続されてゲート電圧を検出する電圧検出回路と

10

、  
前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるゲート電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

**【請求項 13】**

20

前記電圧検出回路は、前記微小電流回路を兼ねることを特徴とする請求項 12 記載の半導体装置。

**【請求項 14】**

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

30

前記パワー半導体素子のセンスエミッタ端子に接続されてパワー半導体素子のコレクタ電流を電圧に変換した値を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電流に相当する電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

40

**【請求項 15】**

パワー半導体素子と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

50

前記パワー半導体素子のセンスエミッタ端子に接続されてパワー半導体素子のコレクタ電流を電圧に変換した値を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記スイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電流に相当する電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記スイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

10

【請求項 16】

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

前記パワー半導体素子のコレクタ端子に接続されてコレクタ電圧を検出する電圧検出回路と、

20

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されて通常動作時には導通される第1のスイッチ回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続され、前記第1のスイッチ回路に比して抵抗の大きな第2のスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記第1のスイッチ回路を遮断し、前記第2のスイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電圧の上昇が設定値を超えたことを前記電圧検出回路が検出すると、前記第2のスイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

30

【請求項 17】

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

40

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続されてゲート電圧を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されて通常動作時には導通される第1のスイッチ回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続され、前記第1のスイッチ回路に比して抵抗の大きな第2のスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記第1のスイッチ回路を遮断し、前記第2のスイッチ回

50

路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるゲート電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記第2のスイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

【請求項18】

前記電圧検出回路は、前記微小電流回路を兼ねることを特徴とする請求項17記載の半導体装置。

【請求項19】

パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置であって、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいて前記ゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、

前記パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、

前記パワー半導体素子のゲート端子に接続され、前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、

前記パワー半導体素子のセンスエミッタ端子に接続されてパワー半導体素子のコレクタ電流を電圧に変換した値を検出する電圧検出回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されて通常動作時には導通される第1のスイッチ回路と、

前記ゲートプルダウン回路と前記パワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続され、前記第1のスイッチ回路に比して抵抗の大きな第2のスイッチ回路と、

を備え、

前記異常検出回路が異常を検出したとき、前記ゲートプルアップ回路を遮断し、前記ゲートプルダウン回路を導通し、前記第1のスイッチ回路を遮断し、前記第2のスイッチ回路を介して前記パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、前記電荷の引き抜きによるコレクタ電流に相当する電圧の低下が設定値を下回ったことを前記電圧検出回路が検出すると、前記第2のスイッチ回路を遮断して前記微小電流回路による電荷の引き抜きを行うことを特徴とする半導体装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、自動車用内燃機関の点火装置に用いられる半導体装置に関し、特に、異常発生時に自己遮断を行う機能を備えた半導体装置に関する。

【背景技術】

【0002】

自動車用内燃機関の点火装置は、主に高電圧を発生させる点火コイルと、この点火コイルの一次側電流をスイッチング制御する点火用集積回路（以下、集積回路をIC（Integrated Circuit）という。）と、点火プラグとを備えている。この点火用ICは、点火コイルの一次コイルに直列に接続されたパワー半導体素子と、エンジンコントロールユニット（以下、ECU（Engine Control Unit）という。）からの信号に基づいてパワー半導体素子を駆動するドライブ回路とを有している。点火用ICは、また、点火用ICまたはパワー半導体素子に何らかの異常が発生した場合に、パワー半導体素子をオフして点火コイルに流れている電流を遮断する自己遮断回路を備えている。点火用ICおよびパワー半導体素子の異常としては、ドライブ回路が所定時間を超えてパワー半導体素子を連続通電してしまう異常、パワー半導体素子が過熱状態になってしまう異常などがある。

【0003】

自己遮断回路は、そのような異常が検出されると、パワー半導体素子をオフ制御して点火コイルに流れている電流を遮断する。このため、点火コイルに流れている電流がECUの信号に関係なく急激に変化し、それにより、点火コイルの二次側電圧が急激に変化し、

正規のタイミング以外のところで点火プラグが放電してしまうことがある。この場合、エンジンが異常燃焼を起こすなどして壊れてしまうことがある。

【0004】

これに対し、異常が検出されて自己遮断を行うときには、点火コイルの一次側電流の変化を緩やかにして遮断することで、どのようなタイミングでも点火プラグが誤放電することのないようにするソフトオフ制御が知られている（たとえば、特許文献1，2参照）。

【0005】

特許文献1の技術では、パワー半導体素子のゲート端子に抵抗および定電流回路を接続し、異常検出時にオン制御しているゲート電圧を漸減させるようにしている。また、特許文献2の技術では、ダイオードの逆方向リーク抵抗とコンデンサとで構成した積分回路の出力で自己遮断用トランジスタを制御することによりパワー半導体のゲート電圧を漸減させるようにしている。このように、パワー半導体素子のゲート電圧を漸減させる緩遮断を実行することにより、点火コイルの一次側電流の変化が緩やかになり、その結果、点火コイルの二次側電流の変化も緩やかになって、点火プラグの異常点火を防止することができる。

10

【0006】

ここで、以上のような自己遮断の機能を備えた点火用ICの具体的な構成例について説明する。

図19は従来の点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を例示する図、図20は従来の自動車用内燃機関の点火用ICの動作波形例を示す図である。

20

【0007】

自動車用内燃機関の点火装置は、図19に示したように、点火装置の全体を制御するECU1、イグニタを構成する点火用IC2、鉄芯に一次コイル31および二次コイル32が巻回された点火コイル3、電源（バッテリー）4および点火プラグ5を備えている。点火用IC2では、点火コイル3の一次側電流をオン・オフ制御するパワー半導体素子として絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ（以下、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）という。）24を用いている。

【0008】

点火用IC2は、点火コイル3と接続されるC端子（コレクタ端子）、グランド電位と接続されるE端子（エミッタ端子）、ECU1と接続されるIN端子（入力端子）および電源4と接続されるB端子（電源端子）を有している。

30

【0009】

点火用IC2のC端子は、点火コイル3の一次コイル31の一方の端子に接続され、一次コイル31の他方の端子は、電源4の正極端子に接続されている。点火用IC2のE端子は、グランドに接続されている。点火コイル3の二次コイル32は、その一方の端子が点火プラグ5の一方の電極に接続され、二次コイル32の他方の端子は、電源4の正極端子に接続されている。点火プラグ5の他方の電極および電源4の負極端子は、それぞれグランドに接続されている。

【0010】

点火用IC2は、また、IGBT24を駆動するドライブ回路22と、自己遮断回路21と、電源回路23とを有している。ドライブ回路22は、NAND回路221と、ゲートプルアップ回路としてのトランジスタM1と、ゲートプルダウン回路としてのトランジスタM2とを有している。ここで、トランジスタM1は、p型のMOSFET（Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor）であり、トランジスタM2は、n型のMOSFETであって、それぞれスイッチの機能を有する。NAND回路221は、その一方の入力端子がIN端子に接続され、NAND回路221の出力端子は、コンプリメンタリ回路によってインバータを構成しているトランジスタM1，M2の制御端子であるゲート端子に接続されている。トランジスタM1，M2のドレイン端子は、IGBT24のゲート端子に接続されている。トランジスタM1のソース端子は、電源回路23の出力端子に接続されている。

40

50

## 【 0 0 1 1 】

電源回路 2 3 は、電源 4 の電圧（たとえば、1 4 ボルト（V））を降圧した電圧（たとえば、5 V）に変換するものであり、ドライブ回路 2 2 および自己遮断回路 2 1 の電源となる。

## 【 0 0 1 2 】

自己遮断回路 2 1 は、自己遮断信号源 2 1 1 と、インバータ 2 1 2 と、n 型の MOS F E T で構成してスイッチ回路として機能するトランジスタ M 3 と、抵抗 2 1 3 とを有している。自己遮断信号源 2 1 1 は、I G B T 2 4 の通電状態の異常を検出する異常検出回路であり、たとえば、I G B T 2 4 の異常通電および過熱を検出するタイマ機能および温度検知機能を有している。自己遮断信号源 2 1 1 の出力端子は、インバータ 2 1 2 の入力端子に接続され、インバータ 2 1 2 の出力端子は、ドライブ回路 2 2 の N A N D 回路 2 2 1 の他方の入力端子およびトランジスタ M 3 のゲート端子に接続されている。トランジスタ M 3 のドレイン端子は、ドライブ回路 2 2 のトランジスタ M 2 のソース端子に接続され、トランジスタ M 3 のソース端子は、点火用 I C 2 の E 端子に接続されている。抵抗 2 1 3 は、その一方の端子が I G B T 2 4 のゲート端子に接続され、他方の端子が点火用 I C 2 の E 端子に接続され、I G B T 2 4 のゲート容量に充電された電荷を引き抜く微小電流回路を構成している。

10

## 【 0 0 1 3 】

ここで、自動車用内燃機関の点火装置の動作について図 1 9 および図 2 0 を参照しながら説明する。E C U 1 は、点火用 I C 2 の I N 端子に、I G B T 2 4 のオン・オフを制御する信号 V i n を出力する。たとえば、I G B T 2 4 をオン制御するとき、E C U 1 は、V i n = 5 V（H レベル）の電圧のオン信号を I N 端子に出力する。また、I G B T 2 4 をオフ制御するときには、E C U 1 は、V i n = 0 V（L レベル）の電圧のオフ信号を I N 端子に出力する。なお、自己遮断回路 2 1 の自己遮断信号源 2 1 1 が出力する自己遮断信号 s 1 は、正常動作時に V s 1 = L レベル、異常動作時に V s 1 = H レベルとなる。このため、正常動作のとき、自己遮断信号 s 1 は、インバータにより反転されて、H レベルの信号が N A N D 回路 2 2 1 の他方の入力端子およびトランジスタ M 3 のゲート端子に供給されている。このため、N A N D 回路 2 2 1 は、E C U 1 から入力された信号に対してインバータとして動作し、トランジスタ M 3 は、正常時オン制御されている。

20

## 【 0 0 1 4 】

まず、点火用 I C 2 は、その I N 端子にオン信号が入力されると、N A N D 回路 2 2 1 の出力が L レベルとなり、トランジスタ M 1 がオンしてトランジスタ M 2 がオフする。これにより、ドライブ回路 2 2 は、I G B T 2 4 のゲート端子のゲート電圧 V g を 5 V にプルアップし、I G B T 2 4 をオンする。これにより、電源 4 から点火コイル 3 の一次コイル 3 1 を介して点火用 I C 2 の C 端子にコレクタ電流（以下、I c という。）が流れ始める。このコレクタ電流 I c は、一次コイル 3 1 のインダクタンスと印加電圧とで  $d I c / d t$  が決定され、一次コイル 3 1 の抵抗と I G B T 2 4 のオン抵抗と電源 4 の電圧とで決まる一定電流値（たとえば、1 7 アンペア（A））まで増加する。なお、点火用 I C 2 の C 端子のコレクタ電圧（以下、V c という。なお、ここで言うコレクタ電圧 V c は、コレクタ - エミッタ間電圧を簡単のためにコレクタ電圧 V c と言ったものである）は、I G B T 2 4 がオンされてコレクタ電流 I c が流れ始めると、印加されていた電源 4 の電圧が瞬間的に低下し、その後は、I G B T 2 4 のオン抵抗のために少しずつ上昇していく。

30

40

## 【 0 0 1 5 】

次に、点火用 I C 2 は、その I N 端子にオフ信号が入力されると、N A N D 回路 2 2 1 の出力が H レベルとなり、トランジスタ M 1 がオフしてトランジスタ M 2 がオンする。これにより、ドライブ回路 2 2 は、I G B T 2 4 のゲート端子のゲート電圧 V g を 0 V にプルダウンし、I G B T 2 4 をオフする。これにより、コレクタ電流 I c は、急激に減少し、コレクタ電圧 V c は、急激に上昇する。このコレクタ電流 I c の急激な変化により、一次コイル 3 1 の両端電圧は、急激に増加する。同時に、二次コイル 3 2 の両端電圧も急激に増加（たとえば、3 0 k V まで増加）し、その電圧が点火プラグ 5 に印加される。点火

50

プラグ5は、印加電圧が約10kV以上で放電する。その後、コレクタ電圧 $V_c$ は、電源4の電圧に戻る。以上が、図20において、「正常」で示した範囲の動作である。

【0016】

次に、ECU1のオン信号が所定時間より長く出力されたり、点火用IC2またはIGBT24が過熱したりして、点火コイル3または点火用IC2に焼損などの故障が発生するおそれのある場合、自己遮断回路21が動作して、コレクタ電流 $I_c$ を遮断する。しかし、コレクタ電流 $I_c$ を急激に遮断すると、点火プラグ5が設定外のタイミングで放電し、エンジンに損傷を与えるおそれがある。このため、自己遮断回路21は、点火プラグ5が誤放電しない範囲で $|dI_c/dt|$ を制御する必要がある(たとえば、1A/ms(ミリ秒)程度の電流変化)。

10

【0017】

次に、異常が発生する場合について説明する。この場合でも、最初は、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ 、コレクタ電流 $I_c$ およびコレクタ電圧 $V_c$ は、正常時の場合と同様な振る舞いをする。ゲート電圧 $V_g$ は、Hレベルの信号となり、コレクタ電流 $I_c$ は、所定の電流値まで上昇して一定の値(たとえば、17A)に保たれ、コレクタ電圧 $V_c$ は、徐々に上昇していく。

【0018】

ここで、自己遮断信号源211は、図示しないタイマ回路が所定時間以上のオン信号の長さを計時した場合、または、図示しない温度検知回路が過熱を検知した場合に、異常を表すHレベルの自己遮断信号 $s_1$ を出力する。自己遮断信号源211がHレベルの自己遮断信号 $s_1$ (図20において、 $V_{s1}$ =Hレベルの信号)を出力すると、インバータ212を介してLレベルの信号がNAND回路221の他方の入力端子およびトランジスタM3のゲート端子にそれぞれ印加される。これにより、NAND回路221の出力端子は、Hレベルの信号に固定され、トランジスタM1がオフしてトランジスタM2がオンする。このとき、トランジスタM2に直列に接続されたトランジスタM3は、Lレベルのゲート信号を受けてオフされているので、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、抵抗213を介して徐々に放電されることになる。これにより、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ が徐々に低下して所定の電圧以下になると、コレクタ電流 $I_c$ が低下し始めるとともに、コレクタ電圧 $V_c$ が上昇し始めるようになる。

20

【0019】

このように、たとえば、ECU1の信号 $V_{in}$ がオン固定であるような異常が発生した場合、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ は、自己遮断信号源211がHレベルの自己遮断信号 $s_1$ を出力してから一定の速度で低下していく。IGBT24のゲート電圧 $V_g$ が所定の電圧まで低下すると、コレクタ電流 $I_c$ が徐々に低下し始め、緩遮断が行われる。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0020】

【特許文献1】特開2008-45514号公報

【特許文献2】特開2006-37822号公報

【発明の概要】

40

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

上記の点火用IC2では、上述のように自己遮断信号 $s_1$ が出力されてからIGBT24のゲート容量に充電された電荷が徐々に放電されゲート電圧 $V_g$ が一定の速度で低下していく。これに伴いコレクタ電流 $I_c$ が低下していくがIGBTの電気的特性からその低下の仕方は一定ではない。すなわちゲート電圧 $V_g$ がある程度低下するまではコレクタ電流 $I_c$ はわずかしか低下せず、ゲート電圧 $V_g$ がある程度まで低下した後からコレクタ電流 $I_c$ が大きく低下するようになる。言い換えると、このゲート電圧 $V_g$ がある程度低下するまでの時間は、コレクタ電流 $I_c$ が実効的に低下し始めるまでの遅延時間のようになる。その遅延時間の間、IGBT24および一次コイル31は、これらに一定の大電流(

50

たとえば、17A近い電流)が流れ続けるので、熱破壊などのダメージを受けるおそれがある。これを避けるには、遅延時間を考慮してタイマ時間を短くする、過熱検知の温度を下げるなどして異常検出感度を上げる必要があるが、この場合、自己遮断が起きやすくなるという問題点がある。また、遅延時間の間に大電流が流れても、それによる発熱を抑えるようにするには、点火用IC2の熱抵抗を下げる必要があるが、その場合、チップサイズを大きくする必要がある。

#### 【0022】

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、自己遮断時において実際に一次コイルに流れる電流の低下を開始するまでの遅延時間を短くしてパワー半導体素子および点火コイルの一次コイルの発熱を抑制した半導体装置を提供することを目的とする。

10

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0023】

本発明では、上記の課題を解決するために、パワー半導体素子をスイッチング制御する半導体装置が提供される。この半導体装置は、パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいてゲート端子をプルアップするゲートプルアップ回路と、パワー半導体素子のゲート端子に接続され、入力信号に基づいてゲート端子をプルダウンするゲートプルダウン回路と、パワー半導体素子の通電状態の異常を検出する異常検出回路と、パワー半導体素子のゲート端子に接続され、パワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜く微小電流回路と、パワー半導体素子のコレクタ端子に接続されてコレクタ電圧を検出する電圧検出回路と、ゲートプルダウン回路とパワー半導体素子のエミッタ端子との間に接続されたスイッチ回路と、を備えている。異常検出回路が異常を検出したとき、ゲートプルアップ回路を遮断し、ゲートプルダウン回路を導通し、スイッチ回路を介してパワー半導体素子のゲート容量から電荷を引き抜き、電荷の引き抜きによるコレクタ電圧の上昇が設定値を超えたことを電圧検出回路が検出すると、スイッチ回路を遮断して微小電流回路による電荷の引き抜きを行う。

20

#### 【0024】

このような半導体装置によれば、異常検出回路が異常を検出したとき、まず、パワー半導体素子を急速遮断し、コレクタ電圧が上昇しようとするときから、緩遮断を行うようにした。これにより、異常検出回路が異常を検出した直後から緩遮断を開始する場合に比べて、実際に緩遮断を開始するまでの遅延時間を短縮することができる。

30

#### 【発明の効果】

#### 【0025】

上記構成の半導体装置は、異常発生時に、急速遮断をしてから緩遮断を開始するので、緩遮断を開始するまでの遅延時間を短縮できることから、遅延時間の間に生じていた発熱を抑制することができるようになる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0026】

【図1】第1の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図2】自動車用内燃機関の点火用ICの動作波形例を示す図である。

40

【図3】IGBTの電流・電圧特性図である。

【図4】自己遮断時の動作点の推移を示すタイムチャートである。

【図5】自己遮断信号源の構成を例示する回路図である。

【図6】リセット回路の動作波形を示す図である。

【図7】自己遮断信号源の動作波形を示す図である。

【図8】第2の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図9】第3の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図10】第4の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装

50

置を示す図である。

【図 1 1】第 4 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置の変形例を示す図である。

【図 1 2】第 5 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 3】第 6 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 4】第 7 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 5】第 8 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 6】第 9 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 7】第 1 0 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 8】第 1 1 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。

【図 1 9】従来の点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を例示する図である。

【図 2 0】従来の自動車用内燃機関の点火用 I C の動作波形例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0027】

以下、本発明の実施の形態について、自動車用内燃機関の点火装置に用いられて自己遮断機能を備えた点火制御用の I C に適用した場合を例に図面を参照して詳細に説明する。なお、以下の説明において、上記の図 1 9 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。また、各実施の形態は、矛盾のない範囲で複数の実施の形態を組み合わせることもできる。

【0028】

図 1 は第 1 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図、図 2 は自動車用内燃機関の点火用 I C の動作波形例を示す図、図 3 は I G B T の電流・電圧特性図、図 4 は自己遮断時の動作点の推移を示すタイムチャートである。

【0029】

第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 は、図 1 に示したように、図 1 9 に示したものと比較して、自己遮断回路 2 1 の構成が変更されている。すなわち、この自己遮断回路 2 1 は、基準電圧回路 2 1 5、コンパレータ 2 1 6、N A N D 回路 2 1 7、抵抗 2 1 8、2 1 9 およびツェナーダイオード 2 2 0 が追加されている。なお、図 1 9 に示したものと同様に、電源回路 2 3 は、ドライブ回路 2 2 および自己遮断回路 2 1 の電源となっている。

【0030】

基準電圧回路 2 1 5 の出力端子は、コンパレータ 2 1 6 の反転入力端子に接続され、コンパレータ 2 1 6 の出力端子は、N A N D 回路 2 1 7 の一方の入力端子に接続されている。N A N D 回路 2 1 7 の他方の入力端子は、自己遮断信号源 2 1 1 の出力端子に接続され、N A N D 回路 2 1 7 の出力端子は、トランジスタ M 3 のゲート端子に接続されている。抵抗 2 1 8 は、その一方の端子が点火用 I C の C 端子に接続され、他方の端子が抵抗 2 1 9 の一方の端子に接続されている。抵抗 2 1 9 の他方の端子は、点火用 I C の E 端子に接続されている。抵抗 2 1 8 と抵抗 2 1 9 との接続点は、コンパレータ 2 1 6 の非反転入力端子に接続され、さらに、ツェナーダイオード 2 2 0 のカソード端子に接続されている。ツェナーダイオード 2 2 0 のアノード端子は、点火用 I C の E 端子に接続されている。

【0031】

直列に接続された抵抗 2 1 8、2 1 9 は、分圧回路を構成し、たとえば同じ抵抗値を有して、C 端子におけるコレクタ電圧  $V_c$  の 50% の電圧値 ( $V_c / 2$ ) を出力する。

10

20

30

40

50

また、基準電圧回路215は、所定の基準電圧 $V_{ref}$ を出力している。これにより、抵抗218、219、基準電圧回路215、コンパレータ216およびNAND回路217は、コレクタ電圧 $V_c$ の電圧検出回路を構成している。ここで、コンパレータ216は、コレクタ電圧 $V_c$ が基準電圧 $V_{ref}$ に対応する所定値を超えた場合に、信号 $s_2$ を出力（図2において、 $V_{s2} = H$ レベルの信号を出力）する。

#### 【0032】

なお、コンパレータ216で直接コレクタ電圧 $V_c$ を検出するのではなく、コレクタ電圧 $V_c$ を抵抗218、219で分圧して検出するようにしているのは、コレクタ電圧 $V_c$ がコンパレータ216の耐電圧より高くなった場合でも検出動作が行えるようにするためである。また、ツェナーダイオード220はコンパレータ216などの回路保護のために設けられていて、コレクタ電圧 $V_c$ がコンパレータ216の耐電圧よりも高い電圧となった場合でもコンパレータ216などの回路を保護する。ツェナーダイオード220の逆耐電圧は、前述のコレクタ電圧 $V_c$ が基準電圧 $V_{ref}$ に対応する所定値よりも大きく設定してある。

#### 【0033】

以上の構成において、自己遮断信号源211が自己遮断信号 $s_1$ を出力していない、すなわち、図2において、 $V_{s1} = L$ レベルの信号を出力している正常の動作のとき、点火用IC2は、図19および図20を用いて説明した動作と同じ動作をする。

#### 【0034】

次に、たとえば、IGBT24がオン状態に固定されたような異常を自己遮断信号源211が検出して、自己遮断信号 $s_1$ を継続して出力（図2において、 $V_{s1} = H$ レベルの信号を出力）するときの動作について説明する。この場合、ECU1からオン信号（ $V_{in} = H$ レベルの信号）が入力された直後は、正常動作と同じ動作をする。オン信号が継続して入力されていると、やがて、コレクタ電流 $I_c$ が所定の電流値まで上昇して一定の値（たとえば、17A）に保たれ、これに伴いコレクタ電圧 $V_c$ は、徐々に上昇して一定になる。

#### 【0035】

ここで、自己遮断信号源211からHレベルの自己遮断信号 $s_1$ が出力されると、インバータ212を介してLレベルの信号がNAND回路221に入力される。このため、NAND回路221は、Hレベルの信号を出力し、トランジスタM1をオフしてトランジスタM2をオンする。このとき、自己遮断回路21では、自己遮断信号源211がHレベルの信号 $V_{s1}$ を出力しているが、コレクタ電圧 $V_c$ が基準電圧 $V_{ref}$ に対応する所定値に達していないので、トランジスタM3はオンのままである。トランジスタM2、M3がオンであるため、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、トランジスタM2、M3を介して放電され、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ が急速に低下し、これに伴って、コレクタ電圧 $V_c$ が急速に上昇する。

#### 【0036】

コレクタ電圧 $V_c$ が所定値を超えて上昇すると、コンパレータ216の出力端子は、Hレベルの信号 $V_{s2}$ を出力し、これにより、トランジスタM3は、オフになる。その後、IGBT24のゲート容量に充電された電荷が抵抗213を介して放電される緩遮断動作に移行する。

#### 【0037】

このように、この点火用IC2では、自己遮断回路21が異常を検出して自己遮断するときには、まず、通常遮断と同じ急速遮断を行い、その後、コレクタ電圧 $V_c$ が一定値を超えると、緩遮断を行うようにしている。このため、異常発生から緩遮断を開始するまでの遅延時間が極めて短いので、その間にIGBT24および点火コイル3にて生じる発熱を抑制することができる。

#### 【0038】

次に、緩遮断を開始するまでの間で急速遮断が可能な理由について説明する。まず、点火用IC2のパワー半導体素子として一般的な出力特性を持つIGBT24の電流・電圧

10

20

30

40

50

特性を図3に示している。この図3では、縦軸がコレクタ電流  $I_c$  を示し、横軸がコレクタ電圧  $V_c$  を示して、ゲート電圧  $V_g$  を変化させたときのコレクタ電流  $I_c$  およびコレクタ電圧  $V_c$  の関係を示している。また、この図3には、点火コイル3の負荷線も示してある。この負荷線は、たとえば、電源4が14V、一次コイル31の抵抗が0.7オーム( )とした場合の負荷線である。この負荷線と電流・電圧曲線との交点がIGBT24の動作点であり、たとえば、ゲート電圧  $V_g$  が5Vのとき、コレクタ電流  $I_c$  が1.7A、コレクタ電圧  $V_c$  が2Vである。負荷遮断時での動作点は、 $V_g = 5V$  からゲート閾値電圧の2Vまで、 $V_g$  の減少に従い負荷線上を右下に移動する。

#### 【0039】

IGBT24は、ゲート電圧  $V_g$  を変化させることで動作しているので、この負荷線上をゲート電圧  $V_g$  が一定速度で下がっていくイメージで表したのが図4のタイムチャートである。ゲート電圧  $V_g$  が一定速度で下がっていくイメージとは、図19の回路の場合のように、自己遮断のときにゲート容量の電荷を抵抗213で放電していくことに相当する。この図4において、縦軸がゲート電圧  $V_g$  およびコレクタ電流  $I_c$  であり、横軸が時間であり、ゲート電圧  $V_g$  の時間変化は破線で示し、コレクタ電流の時間変化は実線で示している。この図4によれば、自己遮断開始の時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までの間、すなわちゲート電圧  $V_g$  が5Vから3.2Vに低下するまでの間、コレクタ電流  $I_c$  の低下は、1A程度である。また、ゲート電圧  $V_g$  が3.2Vから2Vに低下する時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  までの間、コレクタ電流  $I_c$  は、およそ1.6A低下している。

#### 【0040】

ここで、自己遮断時において、点火プラグ5が点火に至らないコレクタ電流  $I_c$  の時間変化の条件である、 $|dI_c/dt| < 1A/ms$  について検討してみる。時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までの間は、コレクタ電流  $I_c$  が1A低下するのに24msも掛かっており、時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  までの間は、コレクタ電流  $I_c$  が1.6A低下するのに16ms掛かっている。つまり、時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  までの間のコレクタ電流  $I_c$  の低下率は、ほぼ上記の条件を満たしているのに対し、時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までは、時間が掛かり過ぎることになり、この時間は、図20で示される遅延時間に相当する。このことは、コレクタ電流  $I_c$  が1A低下するのに必要な時間は、ほぼ1msまで短縮可能であることを意味している。

#### 【0041】

本発明では、コレクタ電流  $I_c$  が1.7Aから1.6Aまで低下する時間 ( $t_1 - t_2$ ) を短縮し、図20でいう遅延時間を実質的になくしている。

これを説明するために、負荷を設定したパワー半導体のI-V特性において、ゲート電圧  $V_g$  の変化に対するコレクタ電流  $I_c$  の変化が小さい範囲と同じく大きい範囲について次のように規定する。すなわち、ゲート電圧  $V_g$  が低下してこの小さい範囲からこの大きい範囲に移行するゲート電圧とこのゲート電圧に対応するコレクタ電圧およびこのゲート電圧に対応するコレクタ電流をそれぞれゲート電圧しきい値  $V_{gth}$ 、コレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$ 、コレクタ電流しきい値  $I_{cth}$  とする。

#### 【0042】

これは具体例に即して説明すると、図4で時刻  $t_2$  におけるコレクタ電圧およびゲート電圧がそれぞれコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  およびゲート電圧しきい値  $V_{gth}$  に対応する。時刻  $t_1$  から  $t_2$  の間がゲート電圧  $V_g$  の変化に対するコレクタ電流  $I_c$  の変化が小さい範囲に対応し、時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  の間がゲート電圧  $V_g$  の変化に対するコレクタ電流  $I_c$  の変化が大きい範囲に対応する。なお、ここでゲート電圧  $V_g$  が低下するとコレクタ電圧  $V_c$  は増加することに留意する。

#### 【0043】

第1の実施の形態では、自己遮断信号源211からHレベルの自己遮断信号  $s_1$  が出力された後、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  までの間は急速遮断を行い、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えて後は緩遮断を行うものである。そのために、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えたか超えない

10

20

30

40

50

かを検出するよう、コレクタ電圧  $V_c$  の分圧を決める抵抗 218 および抵抗 219 の値の設定および基準電圧  $V_{ref}$  を設定するものである。すなわち、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  となった際に抵抗 218 および抵抗 219 の接続点に表れる電圧を基準電圧  $V_{ref}$  に設定する。これは基準電圧  $V_{ref}$  を設定した後、すなわち、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  となった際に抵抗 218 および抵抗 219 の接続点に表れる電圧がその基準電圧  $V_{ref}$  となるよう抵抗 218 および抵抗 219 の値を設定しても良い。

【0044】

言い換えると、時刻  $t_2$  に相当するコレクタ電流  $I_c$  は、図3の電流・電圧特性に基づきコレクタ電圧  $V_c$  に換算した値で検出するようにし、自己遮断開始からその換算値が検出されるまでは急速遮断を実施し、換算値の検出後は、緩遮断を実施している。具体的には、図3の例では、コレクタ電流  $I_c$  が16Aのときの負荷線上のコレクタ電圧  $V_c$  の値は、約2.4Vである。このため、コレクタ電圧  $V_c = 2.4V$  のときにコンパレータ216がHレベルの電圧  $V_{s2}$  を出力するよう、抵抗 218, 219 による分圧比および基準電圧回路215の基準電圧  $V_{ref}$  を設定している。上記の例では、この分圧比を1/2にしているので、基準電圧  $V_{ref}$  は、約1.2Vとなる。

10

【0045】

なお、ノイズ電圧でコンパレータ216が誤動作しないよう、基準電圧  $V_{ref}$  は、ノイズレベルよりも十分大きく設定することが望ましい。基準電圧  $V_{ref}$  は、電源回路23から供給される電圧よりも小さい。

20

【0046】

なお、この第1の実施の形態の制御は、IGBT24がオンし、コレクタ電流  $I_c$  が飽和するピンチオフに達した後、コレクタ電圧  $V_c$  が急に上がるという現象を利用し、コレクタ電圧が上がり始めた時点で緩遮断を始める制御でもある。

【0047】

図5は自己遮断信号源の構成を例示する回路図、図6はリセット回路の動作波形を示す図、図7は自己遮断信号源の動作波形を示す図である。

自己遮断信号源211は、リセット回路6と、ラッチ回路7とを備えている。リセット回路6は、IN端子とE端子との間に抵抗61, 62が直列接続され、抵抗61, 62の共通の接続点は、インバータ63, 64を介して抵抗65の一方の端子に接続されている。抵抗65の他方の端子は、コンデンサ66の一方の端子に接続され、コンデンサ66の他方の端子は、E端子に接続されている。抵抗65の他方の端子は、また、インバータ67の入力端子に接続され、インバータ67の出力端子は、リセット回路6のリセット信号Rを出力する出力端子を構成している。このリセット回路6については、ECU1からIN端子に入力されるオン信号 ( $V_{in} = H$ レベルの信号) がインバータ63, 64, 67の電源になっている。

30

【0048】

ラッチ回路7は、4つのNOR回路71, 72, 73, 74を備え、それぞれ電源回路23から給電されるように構成されている。ここで、NOR回路73, 74は、RSフリップフロップ回路を構成し、NOR回路71, 72は、RSフリップフロップ回路のセット信号を波形整形する回路を構成している。すなわち、NOR回路73の出力端子がNOR回路74の一方の入力端子に接続され、NOR回路74の出力端子がNOR回路73の一方の入力端子に接続され、NOR回路74の他方の入力端子は、リセット回路6の出力端子に接続されている。NOR回路74の出力端子は、自己遮断信号  $s_1$  を出力する出力端子に接続され、NOR回路73の他方の入力端子は、NOR回路72の出力端子に接続されている。NOR回路72の一方の入力端子は、NOR回路71の出力端子に接続され、NOR回路72の他方の入力端子は、NOR回路74がリセット信号を入力する端子に接続されている。NOR回路71は、入力端子71a, 71bを有している。この入力端子71a, 71bには、図示はしないが、タイマ回路および温度検知回路が接続されている。タイマ回路からは、ECU1からIN端子に入力されるオン信号 ( $V_{in} = H$ レベル

40

50

の信号)が所定時間を超えても継続して入力されている場合に、Hレベルの信号が入力される。また、温度検知回路からは、IGBT 24または点火用IC 2が所定温度を超えて昇温した場合に、Hレベルの信号が入力される。

【0049】

以上の構成の自己遮断信号源211において、リセット回路6は、IN端子にオン信号( $V_{in}$  = Hレベルの信号)が入力されてから所定時間後にリセット信号Rを出力するものである。IN端子にオン信号が入力されて電圧 $V_{in}$ が立ち上がる時のリセット回路6の動作を図6に時間軸を拡大して示している。なお、図6において、インバータ63, 64, 67の閾値電圧を $V_{thinv}$ 、抵抗61, 62の抵抗値を $R_{61}$ ,  $R_{62}$ 、インバータ63, 64, 67の出力電圧を $V_{out63}$ ,  $V_{out64}$ ,  $V_{out67}$ で示している。

10

【0050】

ここで、時刻 $t_{11}$ でオン信号が入力されて、電圧 $V_{in}$ がインバータ63, 64, 67の閾値電圧 $V_{thinv}$ に達する時刻 $t_{12}$ までは、すべてのインバータ63, 64, 67は、電圧 $V_{in}$ に等しい電圧を出力する。

【0051】

次に、電圧 $V_{in}$ が $V_{thinv}$ と $V_{thinv} \times (R_{61} + R_{62}) / R_{62}$ との間(時刻 $t_{12} - t_{13}$ )の場合、インバータ63の出力電圧 $V_{out63}$ がインバータ64の閾値電圧 $V_{thinv}$ を超えている。このため、インバータ64の出力だけ、 $V_{out64} = L$ レベル(たとえば、0V)になる。

20

【0052】

次に、電圧 $V_{in}$ が $V_{thinv} \times (R_{61} + R_{62}) / R_{62}$ より大きくなった直後に、インバータ64の出力電圧 $V_{out64}$ は、電圧 $V_{in}$ と等しくなる。しかし、インバータ64の出力に配置された抵抗65およびコンデンサ66の時定数によりインバータ67の入力電圧が閾値電圧 $V_{thinv}$ に達するまで時間が掛かり、時刻 $t_{14}$ でインバータ67の出力電圧 $V_{out67}$ は、Lレベル(たとえば、0V)になる。時刻 $t_{13}$ から時刻 $t_{14}$ までの遅延時間は、たとえば、 $10 \mu\text{sec}$ 程度である。

【0053】

したがって、このリセット回路6は、図7に示したように、IN端子にオン信号( $V_{in}$  = Hレベルの信号)が入力されるたびに、たとえば、オン幅が $10 \mu\text{sec}$ のリセット信号R(電圧 $V_r$ )を生成し、ラッチ回路7に出力する。

30

【0054】

ラッチ回路7は、リセット信号Rを受けると、NOR回路73, 74によるRSフリップフロップ回路がリセットされ、出力端子にLレベルの自己遮断信号 $s_1$ ( $V_{s1}$ )を出力する。このとき、NOR回路71の入力端子71a, 71bにタイマ回路または温度検知回路から正常を表すLレベルの信号を受けているとする。

【0055】

ここで、タイマ回路または温度検知回路が異常を検出してNOR回路71の入力端子71a, 71bに異常を表すHレベルの信号を受けた場合、その信号は、NOR回路72を介してNOR回路73に伝達される。これにより、NOR回路73, 74によるRSフリップフロップ回路がセットされ、ラッチ回路7は、その出力端子にHレベルの自己遮断信号 $s_1$ ( $V_{s1}$ )を出力する。

40

【0056】

図8は第2の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図8において、図1に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【0057】

この第2の実施の形態に係る点火用IC 2は、第1の実施の形態に係る点火用IC 2と比較して、自己遮断回路21におけるコネクタ電圧 $V_c$ の検出回路を変更している。すなわち、自己遮断回路21では、そのC端子とE端子との間にツェナーダイオード225お

50

よび抵抗 219 が直列に接続されている。ツェナーダイオード 225 および抵抗 219 の接続点は、抵抗 224 を介してコンパレータ 216 の非反転入力端子に接続され、ツェナーダイオード 220 は、コンパレータ 216 の非反転入力端子と E 端子との間に接続されている。

【0058】

ツェナーダイオード 225 の逆方向耐圧は、基準電圧  $V_{ref}$  を介して検出したいコレクタ電圧  $V_c$  よりも小さくかつその電圧の近傍に設定できる。ツェナーダイオード 220 は、高電圧からコンパレータ 216 を保護するものであって、その逆方向耐圧は基準電圧  $V_{ref}$  よりも十分大きく、コンパレータ 216 の耐電圧よりも十分小さく設定されている。抵抗 224 は、ツェナーダイオード 220 を過電流から保護するものである。

10

【0059】

この点火用 IC 2 によれば、コレクタ電圧  $V_c$  が上昇してツェナーダイオード 225 の逆方向耐圧を超えると、抵抗 219 に電流が流れ、抵抗 219 に電圧が発生する。この電圧がコンパレータ 216 の非反転入力端子に印加される。ここで、抵抗 219 は、ツェナーダイオード 225 を過電流から保護する機能も持っている。

【0060】

この点火用 IC 2 のその他の動作は、図 1 に示した点火用 IC 2 とコレクタ電圧  $V_c$  の検出方法を除いて同じである。第 2 の実施の形態においても検出すべきコレクタ電圧  $V_c$  は、第 1 の実施の形態で述べたものと同じくコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  である。

【0061】

第 2 の実施の形態におけるコレクタ電圧  $V_c$  の検出方法は次のようなものである。すなわち、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えると、ツェナーダイオード 225 が導通し、抵抗 219 に電流が流れ始める。その電流により、ツェナーダイオード 225 と抵抗 219 との接続点に電圧が発生する。この発生した電圧をコンパレータ 216 が基準電圧  $V_{ref}$  と比較することで、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えたことを検出するものである。

20

【0062】

すなわち、そのために、たとえばツェナーダイオード 225 の逆方向耐圧を、基準電圧  $V_{ref}$  を介して検出したいコレクタ電圧  $V_c$  ないしその近傍、すなわちコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  ないしその近傍に設定することができる。

30

【0063】

ツェナーダイオード 225 の逆方向耐圧をコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  に設定した場合のコンパレータ 216 の検出動作は次のようになる。すなわち、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えると、ツェナーダイオード 225 が導通し、抵抗 219 に電流が流れ始める。ここで、抵抗 219 の両端に電圧が発生し、その電圧がコンパレータ 216 の非反転入力端子に印加される。基準電圧  $V_{ref}$  は、この抵抗 219 の両端に発生する電圧ないしその電圧よりも小さく定めることができる。たとえばこのようにすることで、コレクタ電圧  $V_c$  がコレクタ電圧しきい値  $V_{cth}$  を超えた時に、それをコンパレータ 216 が検出できる。抵抗 219 の値は、ツェナーダイオード 225 に小さな電流が流れた場合でも、その検出ができるよう高抵抗であることが望ましい。なお、ノイズ電圧でコンパレータ 216 が誤動作しないよう、基準電圧  $V_{ref}$  は、ノイズレベルよりも十分大きく設定することが望ましい。

40

【0064】

図 9 は第 3 の実施の形態に係る点火用 IC の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図 9 において、図 1 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【0065】

この第 3 の実施の形態に係る点火用 IC 2 は、第 1 の実施の形態に係る点火用 IC 2 と比較して自己遮断回路 21 におけるコレクタ電圧  $V_c$  の検出部分を変更している。すなわち、第 1 の実施の形態の自己遮断回路 21 にある抵抗 218 を De p M O S F E T ( (De

50

pression Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) 以下、DepMOS という。) 226に置き換えている。DepMOSFET226のドレインはIGBT24のコレクタに接続されている。DepMOSFET226のゲートはDepMOSFET226のソースと接続されている。DepMOSFET226のソースは、抵抗219の一端と接続されていて、抵抗219の另一端は、第1の実施の形態の場合と同様に自己遮断回路21のE端子と接続されている。

#### 【0066】

次に、この自己遮断回路21の動作を説明する。この回路では、このDepMOSFET226は抵抗として動作する。そのため、コレクタ電圧 $V_c$ は、DepMOS226のオン抵抗と抵抗219とで分圧され、コンパレータ216の非反転入力端子に正の電圧が印加される。そのため、第1の実施の形態の抵抗218がこのDepMOSFET226に置き換わったと考えて、基本的な動作は第1の実施の形態の場合と同じである。ツェナーダイオード220がコンパレータ216の過電圧保護素子として用いられている点も第1の実施の形態の場合と同じである。ここで、第1の実施の形態の場合と異なるのは、DepMOS226がツェナーダイオード220の過電流保護も行う点である。すなわち、コレクタ電圧が大きくなっていくと、このDepMOS226は、飽和し、DepMOS226の飽和ドレイン電流値(たとえば、 $100\mu A$ )を流すようになり、ツェナーダイオード220を過電流から保護するようになるのである。

#### 【0067】

図10は第4の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図10において、図1に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

#### 【0068】

この第4の実施の形態に係る点火用IC2は、第1の実施の形態に係る点火用IC2が緩遮断開始のタイミングをコレクタ電圧 $V_c$ に基づいて検出しているのに対し、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ に基づいて検出している。すなわち、この点火用IC2の自己遮断回路21によれば、IGBT24のゲート端子とE端子との間に直列接続された抵抗218, 219を配置し、この抵抗218, 219の共通の接続点をコンパレータ216の反転入力端子に接続している。なお、この自己遮断回路21では、基準電圧回路215の出力は、コンパレータ216の非反転入力端子に接続されている。また、第1の実施の形態に係る点火用IC2の自己遮断回路21で必要であった、コンパレータ216の過電圧保護用のツェナーダイオード220は、除かれている。

#### 【0069】

この実施の形態においては、前述のように緩遮断開始のタイミングをIGBT24のゲート電圧 $V_g$ に基づいて検出している。すなわち、第1の実施の形態の説明において述べたゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ を用いて説明すると次のようになる。

#### 【0070】

自己遮断信号源211からHレベルの自己遮断信号 $s_1$ が出力された後、ゲート電圧 $V_g$ が低下してきてゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ に至るまでの間は急速遮断を行い、ゲート電圧 $V_g$ がゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ を下回った後は緩遮断を行うものである。そのため、ゲート電圧 $V_g$ がゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ を下回ったか下回っていないかを検出するよう、ゲート電圧 $V_g$ の分圧を決める抵抗218および抵抗219の値と基準電圧 $V_{ref}$ とが設定される。

#### 【0071】

この自己遮断回路21によれば、IGBT24のゲート電圧 $V_g$ は、抵抗218と抵抗219とで分圧されてコンパレータ216の反転入力端子に印加される。ゲート電圧 $V_g$ が小さくなり、コンパレータ216の反転入力端子の電圧が基準電圧回路215の基準電圧より小さくなると、コンパレータ216の出力信号 $s_2$ は、Hレベルとなり、緩遮断を開始することができるようになる。図4に示す例では、ゲート電圧 $V_g$ が5Vから3.2Vまで低下した時点で、コンパレータ216は、その論理出力が反転し、トランジスタM

10

20

30

40

50

3をオフして緩遮断が開始される。この点火用IC2のその他の動作は、図1に示した点火用IC2と同じである。すなわち図1においてコレクタ電圧による検出動作をゲート電圧Vgによる検出動作に置き換えたものとして理解することができる。

【0072】

図11は第4の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置の変形例を示す図である。

この変形例では、図10にあった抵抗213をなくし、抵抗213が担っていた微小電流を流すための微小電流回路を抵抗218と抵抗219が担うようにしたものである。抵抗218と抵抗219の合成抵抗が第4の実施の形態における抵抗213を兼ねたものである。このように構成することで抵抗を一つ減らすことができ、この抵抗を点火用IC2のチップに作り込む場合はチップ面積を低減でき、結果としてコスト低減にも寄与する。

10

【0073】

図12は第5の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図12において、図1に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【0074】

この第5の実施の形態に係る点火用IC2は、第1の実施の形態に係る点火用IC2が緩遮断開始のタイミングをコレクタ電圧Vcに基づいて検出しているのに対し、コレクタ電流Icに基づいて検出している。

【0075】

すなわち、この点火用IC2では、IGBT24は、主電流が流れるメイン素子とこのメイン素子の電流を検出する電流センス素子とを有し、コレクタ端子同士およびゲート端子同士を接続した構成のものを使用している。IGBT24のメイン素子のエミッタ端子は、E端子に接続され、電流センス素子のエミッタ端子は、抵抗219の一方の端子に接続され、抵抗219の他方の端子は、E端子に接続されている。電流センス素子のエミッタ端子と抵抗219との接続点は、コンパレータ216の反転入力端子に接続され、コンパレータ216の非反転入力端子は、基準電圧Vrefを発生する基準電圧回路215の出力に接続されている。

20

【0076】

本実施の形態に係る点火用ICにおける緩遮断開始のタイミング検出を、第1の実施の形態の説明において述べたコレクタ電流しきい値Vcthを用いて説明すると次のようになる。

30

【0077】

自己遮断信号源211からHレベルの自己遮断信号s1が出力された後、コレクタ電流Icが低下してきてコレクタ電流しきい値Icthに至るまでの間は急速遮断を行い、コレクタ電流Icがコレクタ電流しきい値Icthを下回った後は緩遮断を行うものである。そのために、コレクタ電流Icがコレクタ電流しきい値Icthを下回ったか下回っていないかを検出するよう、メイン素子のコレクタ電流Icに対応する電流センス素子のエミッタ電流Iseを検出する抵抗219の値と基準電圧Vrefとが設定される。

【0078】

すなわち、この自己遮断回路21では、IGBT24の電流センス素子のエミッタ端子から出力された電流を抵抗219で電圧に変換してコンパレータ216の反転入力端子に印加される。この抵抗219により変換された電圧は、コレクタ電流Icに比例した値を有している。このため、この自己遮断回路21は、IGBT24のコレクタ電流Icに基づいて緩遮断開始のタイミングを検出していることになる。

40

【0079】

この自己遮断回路21によれば、コレクタ電流Icが小さくなって、コンパレータ216の反転入力端子の電圧が基準電圧回路215の基準電圧より小さくなると、コンパレータ216の出力信号s2は、Hレベルとなり、緩遮断を開始することができるようになる。図4に示す例では、コレクタ電流Icが飽和電流の17Aから16Aまで低下した時点

50

で、コンパレータ 2 1 6 は、その論理出力が反転し、トランジスタ M 3 をオフして緩遮断が開始される。この点火用 I C 2 のその他の動作は、図 1 に示した点火用 I C 2 と同じである。

【 0 0 8 0 】

図 1 3 は第 6 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図 1 3 において、図 1 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【 0 0 8 1 】

この第 6 の実施の形態に係る点火用 I C 2 は、第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 と比較して、緩遮断時に、ゲート容量に充電された電荷を放電する素子を抵抗 2 1 3 から定電流源 2 2 7 に変更している。したがって、この点火用 I C 2 は、緩遮断時に、ゲート容量に充電された電荷を定電流源 2 2 7 で放電することを除き、第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 と同じ動作をする。

【 0 0 8 2 】

図 1 4 は第 7 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図 1 4 において、図 1 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【 0 0 8 3 】

この第 7 の実施の形態に係る点火用 I C 2 は、第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 から電源回路 2 3 および B 端子を除き、新たにダイオード 2 2 8 を追加している。このダイオード 2 2 8 は、アノード端子を I G B T 2 4 のゲート端子に接続し、カソード端子を I N 端子に接続している。I N 端子は、また、ドライブ回路 2 2 のトランジスタ M 1 のソース端子に接続されている。なお、図示はしないが、自己遮断回路 2 1 およびドライブ回路 2 2 内で使われている自己遮断信号源 2 1 1、基準電圧回路 2 1 5、コンパレータ 2 1 6、N A N D 回路 2 1 7、2 2 1、インバータ 2 1 2、などの回路要素の正極の電源端子も I N 端子に接続されている。すなわち、点火用 I C 2 はその電源を I N 端子に加えられる信号によっているものである。ワンチップイグナイタと呼ばれる点火用 I C では、このように I N 端子に加えられる信号を電源とすることがある。

【 0 0 8 4 】

この点火用 I C 2 によれば、I N 端子にオン信号 ( $V_{in} = H$  レベルの信号) が入力されたときに、ダイオード 2 2 8 のカソードには点火用 I C の電源となる I N 端子に印加されている電圧が加えられていて、ダイオード 2 2 8 のアノードにはその電圧より低い電圧が印加されている。この場合、ダイオード 2 2 8 は特に機能することはなく、点火用 I C 2 としては第 1 の実施の形態に係る回路と同じ動作をする。

【 0 0 8 5 】

一方、I N 端子にオフ信号 ( $V_{in} = L$  レベルの信号) が入力されたときには、点火用 I C 2 内の回路の電源電圧がゼロになる。この電源電圧がゼロになった場合において、ダイオード 2 2 8 が I G B T 2 4 のゲート容量に充電された電荷を I N 端子側に急速に放電する。したがって、この点火用 I C 2 は、その電源を I N 端子に加えられる信号から取るものであっても第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 と同じ動作をする。

【 0 0 8 6 】

第 7 の実施の形態で述べた点火用 I C 2 から電源回路 2 3 および B 端子を除き、新たにダイオード 2 2 8 を追加している形態は、第 1 の実施の形態に限らず第 2 の実施の形態ないし第 6 の実施の形態にも適用できて同様の効果を奏する。

【 0 0 8 7 】

図 1 5 は第 8 の実施の形態に係る点火用 I C の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図 1 5 において、図 1 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【 0 0 8 8 】

この第 8 の実施の形態に係る点火用 I C 2 は、第 1 の実施の形態に係る点火用 I C 2 に

10

20

30

40

50

新たに抵抗 2 1 4 と、トランジスタ M 4 を追加している（トランジスタ M 4 は、正常動作時に導通し、異常検出時に遮断する第 1 のスイッチ回路を構成）。抵抗 2 1 4 は、一方の端子がトランジスタ M 2 のソース端子に接続され、抵抗 2 1 4 の他方の端子がトランジスタ M 3 のドレイン端子に接続されている（抵抗 2 1 4 およびトランジスタ M 3 は、第 2 のスイッチ回路を構成）。トランジスタ M 4 はゲート端子がインバータ 2 1 2 の出力端子に接続され、トランジスタ M 4 のドレイン端子がトランジスタ M 2 のソース端子に接続され、トランジスタ M 4 のソース端子が点火用 IC 2 のエミッタ端子に接続されている。

【 0 0 8 9 】

この第 8 の実施の形態に係る点火用 IC 2 は、IN 端子に正常なオン信号が入力された後、IN 端子にオフ信号（ $V_{in} = L$  レベルの信号）が入力されたときに、IGBT 2 4 のゲート容量に充電された電荷がトランジスタ M 2 , M 4 を介して急速に放電される。

10

【 0 0 9 0 】

次に、自己遮断信号源 2 1 1 が自己遮断信号 s 1 を継続して出力する場合、図 4 の自己遮断開始の時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までの間、IGBT 2 4 のゲート容量に充電された電荷は、トランジスタ M 2 と、抵抗 2 1 4 と、トランジスタ M 3 を介して放電される。この放電時間は、抵抗 2 1 4 の抵抗値により正常動作時の急速遮断時間（たとえば、 $10 \mu s$ ）よりは長く、緩遮断時間（たとえば、 $16 ms$ ）よりは十分短くなるように調整される。図 4 の自己遮断開始の時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  までの間は、第 1 の実施の形態の場合と同様に、トランジスタ M 3 がオフし、IGBT 2 4 のゲート容量に充電された電荷は、抵抗 2 1 3 により徐々に放電され緩遮断する。

20

【 0 0 9 1 】

正常動作のとき、IGBT 2 4 のゲート容量に充電された電荷の放電時間は、短い方が点火プラグ 5 に大きい電圧を印加できる。しかし、図 4 の自己遮断時の時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  の間における IGBT 2 4 のゲート電圧  $V_g$  の低下速度が、コレクタ電圧  $V_c$  の検出からトランジスタ M 3 の遮断までの回路動作の遅延時間に対して短すぎると、IGBT 2 4 は、緩遮断に移行する前に完全に遮断してしまい、点火プラグ 5 が誤点火する可能性がある。

【 0 0 9 2 】

第 1 の実施の形態に係る点火用 IC 2 では、正常遮断時における点火プラグ 5 の印加電圧と、自己遮断時における点火プラグ 5 の誤点火とは相反する関係にある。この第 8 の実施の形態に係る点火用 IC 2 では、抵抗 2 1 4 により図 4 の自己遮断開始の時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までの時間を、正常動作時の急速遮断時間（たとえば、 $10 \mu s$ ）より長い、たとえば、 $100 \mu s$  にしている。これにより、正常遮断時における点火プラグ 5 の印加電圧を大きくしながら、自己遮断時における点火プラグ 5 の印加電圧は、大きくならないようにして、点火プラグ 5 の誤点火を防いでいる。

30

【 0 0 9 3 】

第 8 の実施の形態で述べた点火用 IC 2 の正常遮断時と、図 4 の自己遮断開始の時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  までの間と、時刻  $t_2$  から時刻  $t_3$  までの間とで、IGBT 2 4 のゲート容量に充電された電荷を放電する経路を切り替える形態は、第 1 の実施の形態に限らず第 2 の実施の形態および第 3 の実施の形態にも適用できて同様の効果を奏する。

40

【 0 0 9 4 】

図 1 6 は第 9 の実施の形態に係る点火用 IC の構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図 1 6 において、図 1 0 および図 1 5 に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

【 0 0 9 5 】

この第 9 の実施の形態に係る点火用 IC 2 は、第 8 の実施の形態に係る点火用 IC 2 が緩遮断開始のタイミングをコレクタ電圧  $V_c$  に基づいて検出しているのに対し、IGBT 2 4 のゲート電圧  $V_g$  に基づいて検出している。すなわち、この点火用 IC 2 の自己遮断回路 2 1 によれば、図 1 0 に示した第 4 の実施の形態と同様に、IGBT 2 4 のゲート電圧  $V_g$  を IGBT 2 4 のゲート端子と E 端子との間に直列接続された抵抗 2 1 8 , 2 1 9

50

によって検出し、これをコンパレータ216にてゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ に相当する基準電圧回路215の基準電圧 $V_{ref}$ と比較される。したがって、この実施の形態においては、緩遮断開始のタイミングは、ゲート電圧 $V_g$ が低下してきて、ゲート電圧 $V_g$ がゲート電圧しきい値 $V_{gth}$ を下回ったことをコンパレータ216が検出したときとなる。

#### 【0096】

この場合においても、自己遮断信号源211が自己遮断信号 $s_1$ を継続して出力する場合、図4の自己遮断開始の時刻 $t_1$ から時刻 $t_2$ までの間、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、トランジスタM2と、抵抗214と、トランジスタM3を介して放電される。そして、図4の自己遮断開始の時刻 $t_2$ から時刻 $t_3$ までの間は、トランジスタM3がオフし、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、抵抗213により徐々に放電され緩遮断する。

10

#### 【0097】

図17は第10の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図17において、図12および図15に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

#### 【0098】

この第10の実施の形態に係る点火用IC2は、第8の実施の形態に係る点火用IC2が緩遮断開始のタイミングをコレクタ電圧 $V_c$ に基づいて検出しているのに対し、コレクタ電流 $I_c$ に基づいて検出している。すなわち、この点火用IC2の自己遮断回路21によれば、図12に示した第5の実施の形態と同様に、コレクタ電流を電流センス素子および抵抗219により電圧に変換して検出し、これをコンパレータ216にてコレクタ電流しきい値 $I_{cth}$ に相当する基準電圧回路215の基準電圧 $V_{ref}$ と比較される。したがって、この実施の形態においては、緩遮断開始のタイミングは、コレクタ電流 $I_c$ が低下してきて、コレクタ電流 $I_c$ がコレクタ電流しきい値 $I_{cth}$ を下回ったことをコンパレータ216が検出したときとなる。

20

#### 【0099】

この場合においても、自己遮断信号源211が自己遮断信号 $s_1$ を継続して出力する場合、図4の自己遮断開始の時刻 $t_1$ から時刻 $t_2$ までの間、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、トランジスタM2と、抵抗214と、トランジスタM3を介して放電される。そして、図4の自己遮断開始の時刻 $t_2$ から時刻 $t_3$ までの間は、トランジスタM3がオフし、IGBT24のゲート容量に充電された電荷は、抵抗213により徐々に放電され緩遮断する。

30

#### 【0100】

図18は第11の実施の形態に係る点火用ICの構成例を含む自動車用内燃機関の点火装置を示す図である。この図18において、図1に示した構成要素と同じまたは均等の構成要素については同じ符号を付してその詳細な説明は省略する。

#### 【0101】

この第11の実施の形態に係る点火用IC2は、第1の実施の形態に係る点火用IC2と比較して、ドライブ回路22を変更している。すなわち、ドライブ回路22では、トランジスタM1がp型のMOSFETからn型のMOSFETのトランジスタM1aに変更され、さらに、NAND回路221の出力端子とトランジスタM1aのゲート端子との間にインバータ222を追加している。トランジスタM1aのドレイン端子は、電源回路23の出力端子に接続されている。トランジスタM1aのソース端子は、IGBT24のゲート端子およびトランジスタM2のドレイン端子と接続されている。インバータ222は、NAND回路221の出力の論理値を反転して出力する。

40

#### 【0102】

点火用IC2は、IN端子にオン信号が入力されると、NAND回路221の出力がLレベルとなり、インバータ222の出力がHレベルとなり、トランジスタM1aがオンしてトランジスタM2がオフする。逆に、IN端子にオフ信号が入力されると、NAND回

50

路 2 2 1 の出力が H レベルとなり、インバータ 2 2 2 の出力が L レベルとなり、トランジスタ M 1 a がオフしてトランジスタ M 2 がオンする。

【 0 1 0 3 】

この点火用 I C 2 のその他の動作は、図 1 に示した点火用 I C 2 と同じである。

トランジスタ M 1 を p 型の M O S F E T から n 型の M O S F E T のトランジスタ M 1 a に変更してインバータ 2 4 2 を追加する形態では、トランジスタ M 1 a , M 2 およびその他の論理回路を構成する M O S F E T のすべてを n 型の M O S F E T のみで構成することができる。これらの n 型の M O S F E T は、具体的には、n 型半導体層をドリフト層とする I G B T 2 4 と同一基板内に、n 型半導体層の表面層に p 型の半導体領域を形成する。その p 型の半導体領域の表面層に n 型の M O S F E T を構成する n 型のソース領域および p 型のソース領域を形成する。ソース領域とドレイン領域の間の n 型半導体層上にゲート絶縁膜を介してゲート電極を形成する。

10

【 0 1 0 4 】

本実施の形態は、第 1 の実施の形態に限らず第 2 の実施の形態ないし第 1 0 の実施の形態にも適用できて同様の効果を奏する。

【 符号の説明 】

【 0 1 0 5 】

- 1 E C U
- 2 点火用 I C
- 3 点火コイル
- 4 電源
- 5 点火プラグ
- 6 リセット回路
- 7 ラッチ回路
- 2 1 自己遮断回路
- 2 2 ドライブ回路
- 2 3 電源回路
- 2 4 I G B T
- 3 1 一次コイル
- 3 2 二次コイル
- 6 1 , 6 2 抵抗
- 6 3 , 6 4 インバータ
- 6 5 抵抗
- 6 6 コンデンサ
- 6 7 インバータ
- 7 1 , 7 2 , 7 3 , 7 4 N O R 回路
- 7 1 a , 7 1 b 入力端子
- 2 1 1 自己遮断信号源
- 2 1 2 インバータ
- 2 1 3 , 2 1 4 抵抗
- 2 1 5 基準電圧回路
- 2 1 6 コンパレータ
- 2 1 7 N A N D 回路
- 2 1 8 , 2 1 9 抵抗
- 2 2 0 ツェナーダイオード
- 2 2 1 N A N D 回路
- 2 2 2 インバータ
- 2 2 4 抵抗
- 2 2 5 ツェナーダイオード
- 2 2 6 D e p M O S

20

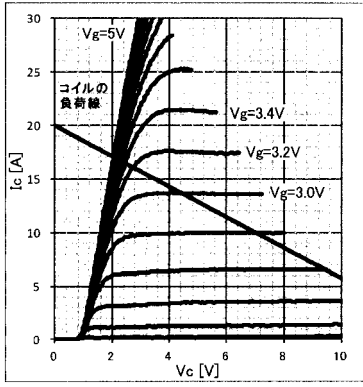
30

40

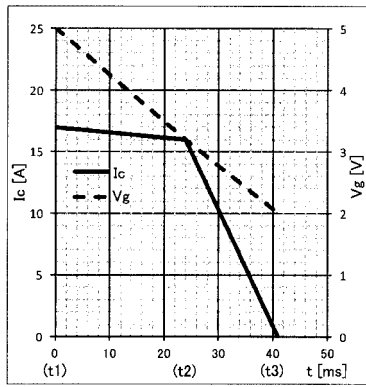
50



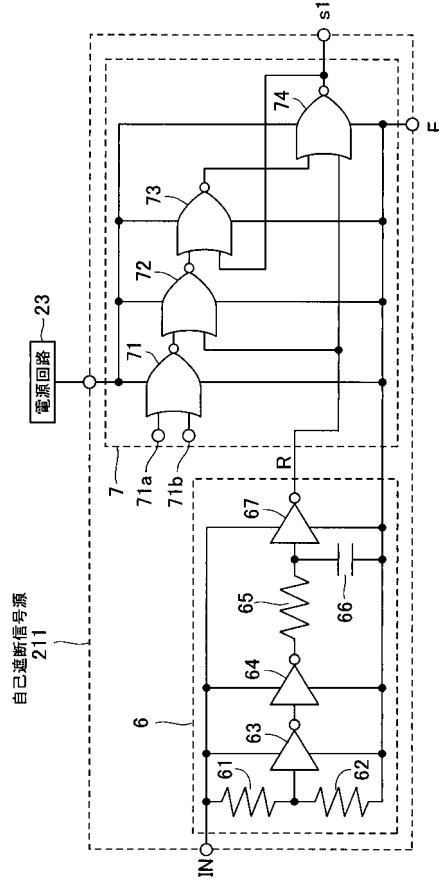
【 図 3 】



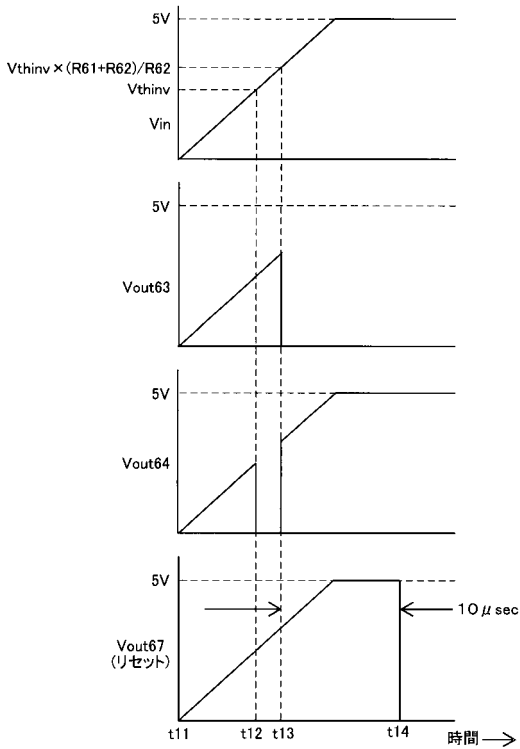
【 図 4 】



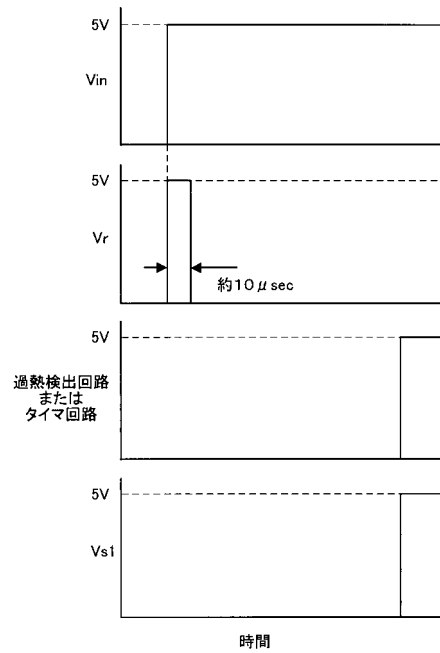
【 図 5 】



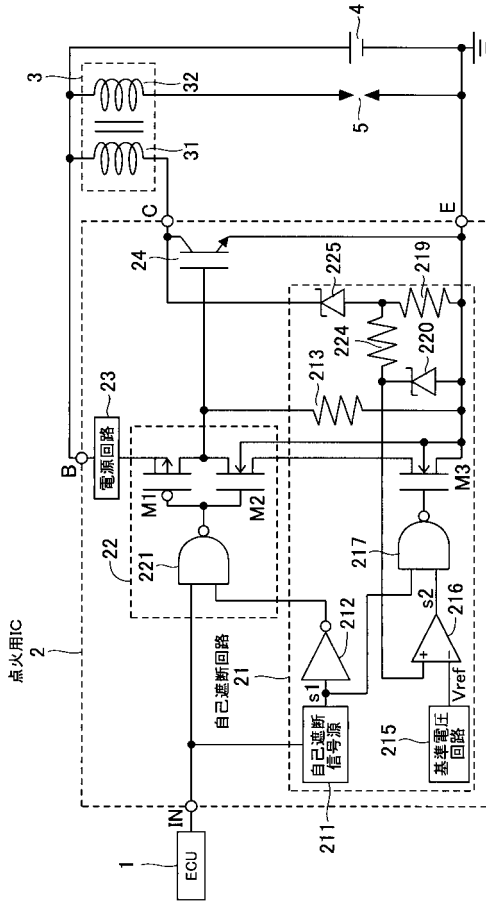
【 図 6 】



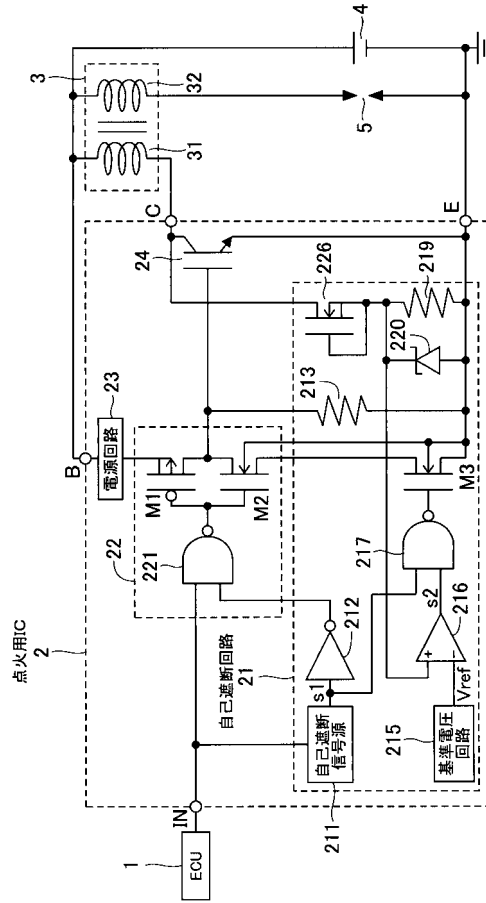
【 図 7 】



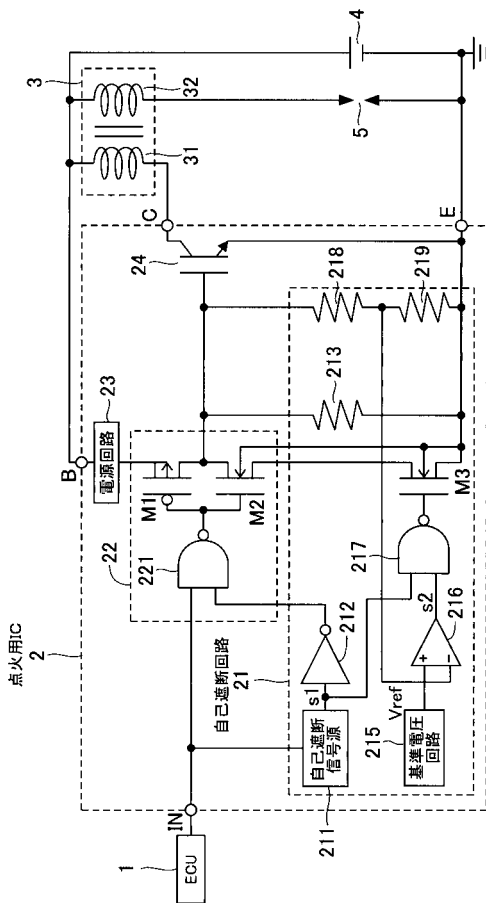
【 図 8 】



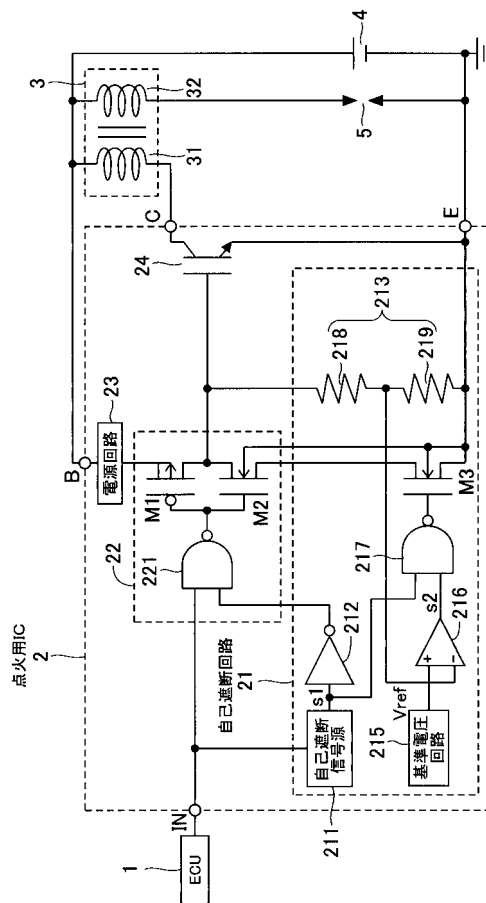
【 図 9 】



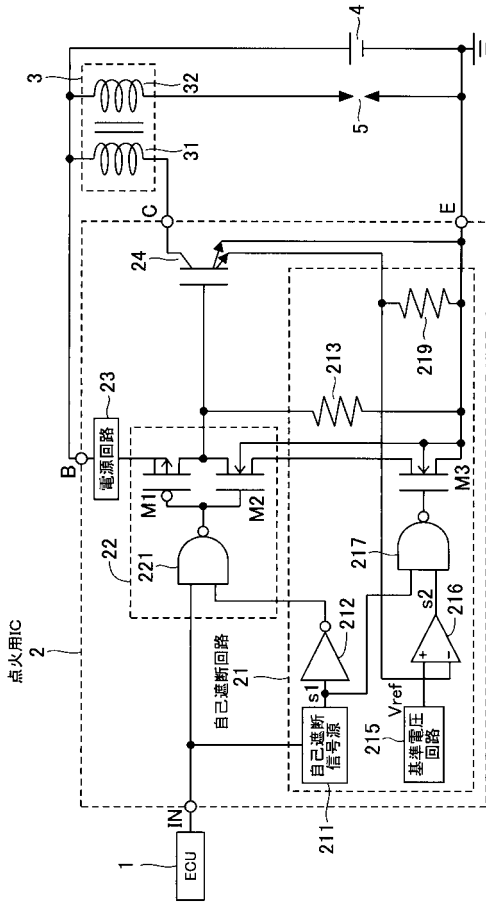
【 図 1 0 】



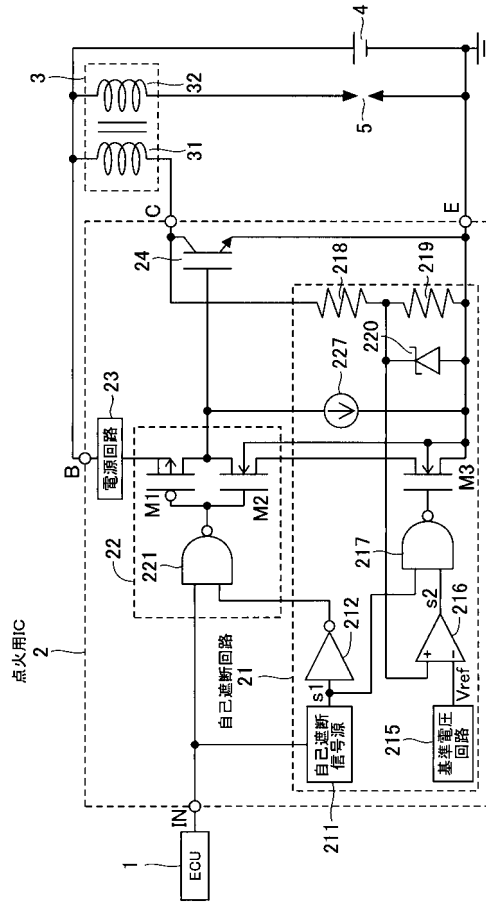
【 図 1 1 】



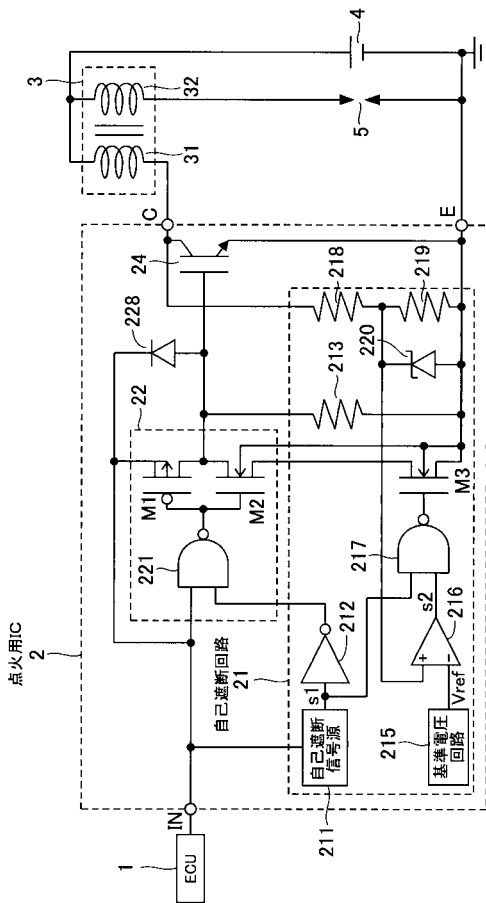
【 図 1 2 】



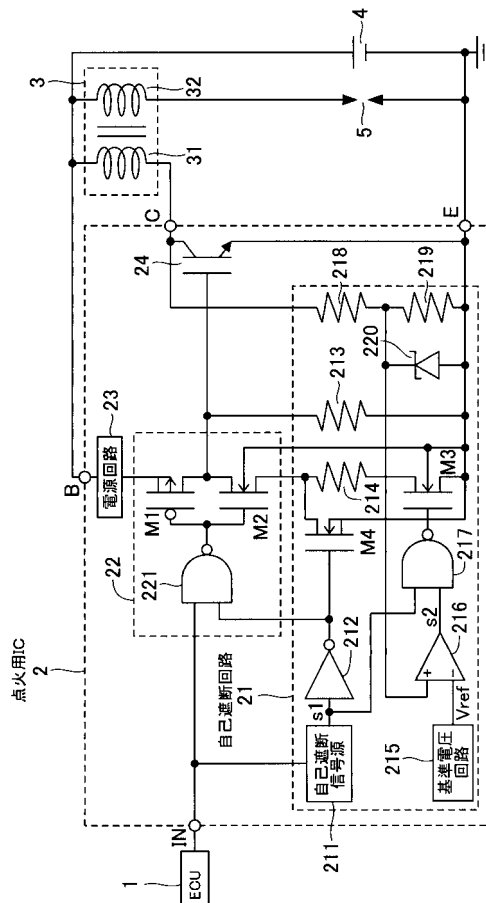
【 図 1 3 】



【 図 1 4 】



【 図 1 5 】





【 図 20 】

