

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2014 年 3 月 6 日(06.03.2014)

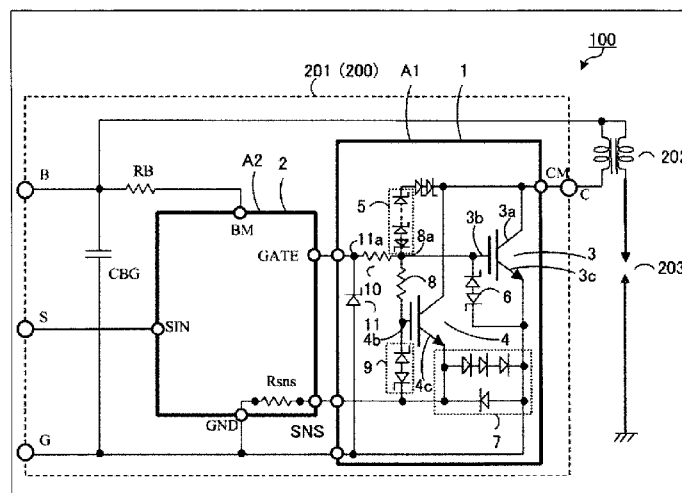


(10) 国際公開番号
WO 2014/034895 A1

- (51) 国際特許分類:
F02P 3/04 (2006.01) H01L 29/739 (2006.01)
H01L 27/04 (2006.01) H01L 29/78 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/073431
- (22) 国際出願日: 2013 年 8 月 30 日(30.08.2013)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2012-190385 2012 年 8 月 30 日(30.08.2012) JP
特願 2013-166406 2013 年 8 月 9 日(09.08.2013) JP
- (71) 出願人: 富士電機株式会社(FUJI ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒2109530 神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者: 内藤 達也(NAITO, Tatsuya); 〒2109530 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 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 酒井 昭徳(SAKAI, Akinori); 〒1006020 東京都千代田区霞が関 3 丁目 2 番 5 号 霞が関ビルディング 20 階 酒井総合特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: IGNITER, IGNITER CONTROL METHOD, AND INTERNAL COMBUSTION ENGINE IGNITION APPARATUS

(54) 発明の名称: イグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置



(57) Abstract: In an igniter (200) with no depression IGBT, the distance between a main IGBT (3) and a sense IGBT (4) is set to be not less than 100 μm and not more than 700 μm and preferably not less than 100 μm and not more than 200 μm . The igniter (200) is controlled such that a sense current of the sense IGBT (4) is saturated before an overcurrent in the main IGBT (3) reaches a predetermined upper-limit value. Thus, a small-size igniter (200) in which overshoot of a collector current of the main IGBT (3) during current limitation is prevented, and a small-size internal combustion engine ignition apparatus (100) equipped with the igniter (200) to prevent erroneous ignition can be provided.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2014/034895 A1



イグナイタ（２００）は、デプレッションＩＧＢＴを設けずに、メインＩＧＢＴ（３）とセンスＩＧＢＴ（４）との間の距離を１００μｍ以上７００μｍ以下、好ましくは１００μｍ以上２００μｍ以下とする。イグナイタ（２００）は、メインＩＧＢＴ（３）の過電流が所定の上限值に達する前に、センスＩＧＢＴ（４）のセンス電流を飽和させるように制御される。これにより、電流制限時にメインＩＧＢＴ（３）のコレクタ電流のオーバーシュートを防止した小型のイグナイタ（２００）と、このイグナイタ（２００）を搭載して小型で誤点火を防止した内燃機関用点火装置（１００）とを提供することができる。

明 細 書

発明の名称：

イグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置

技術分野

[0001] この発明は、イグナイタ、イグナイタの制御方法およびこのイグナイタを搭載した内燃機関用点火装置に関する。

背景技術

[0002] 近年の自動車の「安全性」「快適性」「環境性」の向上に対する要求は、ますます強まってきている。自動車の電子化の加速により、車1台あたりの半導体使用量が増加し、車載用半導体製品には、「高信頼性」「小型化」「低価格化」が求められる。内燃機関用点火装置においても同様に、小型化によるエンジンの省スペース化や高エネルギー化による燃費・環境性向上を狙っており、内燃機関用点火装置を構成するイグナイタにも小型化や性能面での高電流・高耐圧化が要求されている。

[0003] 従来のイグナイタでは、点火コイルの一次側に流れる一次電流を遮断する絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ（IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor、以下、メインIGBTとする）に直列に接続した電流検出用シャント抵抗の電圧降下に基づいて電流を検出する電流検出方式が主流である。しかし、コレクタ・エミッタ間の飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ と電流検出用シャント抵抗で発生した電圧とを加えた電圧が大きくなり、イグナイタの損失が増大する。

[0004] 一方、メインIGBTに並列に接続したセンスIGBTによって電流の検出・制御を行うセンスIGBT方式では、電流検出用シャント抵抗（センス抵抗）をセンスIGBTに直列に接続するため、メインIGBTに直列に接続する電流検出用シャント抵抗は不要になる。このようにメインIGBTに直列に接続する電流検出用シャント抵抗が不要になることで、イグナイタの損失の増大は生じない。したがって、現在はセンスIGBT方式が広く使わ

れている。

[0005] 次に、従来の内燃機関用点火装置の構成について説明する。図9は、従来の内燃機関用点火装置500の要部の回路構成を示す回路図である。図9に示す従来の内燃機関用点火装置500は、イグナイタ600、点火コイル202、点火プラグ203を備える。イグナイタ600は、IGBT部51、制御IC部52、バッテリー抵抗RB、コンデンサCBGを備える。イグナイタ600は、半導体チップD1と半導体チップD2とからなるマルチチップイグナイタ601である。

[0006] 半導体チップD1に形成されるIGBT部51は、メインIGBT3、センスIGBT4、デプレッション型IGBT20、GC間ツェナーダイオード5（Gはゲート、Cはコレクタを指す）、サージ保護用のGE間ツェナーダイオード6（Eはエミッタを指す）、ダイオード7、抵抗8、サージ保護用のセンスGE間ツェナーダイオード9、サージ保護用の抵抗10、サージ保護用のツェナーダイオード11を備える。センスIGBT4は、メインIGBT3と共通のコレクタ3aを有する。

[0007] デプレッション型IGBT20は、メインIGBT3のコレクタ3aとゲート3bとの間に接続されている。デプレッション型IGBT20は、メインIGBT3のゲート電位を持ち上げてメインIGBT3のコレクタ電流Icの振動を抑制する機能を有する。GC間ツェナーダイオード5は、メインIGBT3のゲート3bとコレクタ3aとの間に接続されている。GC間ツェナーダイオード5は、センスIGBT4およびメインIGBT3のコレクタ電圧VCEをクランプする機能を有する。GE間ツェナーダイオード6は、メインIGBT3のゲート3bとエミッタ3cとの間に接続されている。

[0008] ダイオード7は、メインIGBT3のエミッタ3cとセンスIGBT4のエミッタ4cとの間に接続されている。ダイオード7は、センスIGBT4のエミッタ電圧をメインIGBT3のエミッタ電圧より高くする機能を有する。このダイオード7は、直列数の異なるツェナーダイオードが逆並列接続された非対称双方向ツェナーダイオードである。抵抗8は、メインIGBT

3のゲート3bとセンスIGBT4のゲート4bとの間に接続されている。
抵抗8は、センスIGBT4のゲート電圧をメインIGBT3のゲート電圧より低くする機能を有する。

[0009] センスGE間ツェナーダイオード9は、センスIGBT4のゲート4bとエミッタ4cとの間に接続されている。抵抗10の一端は、メインIGBT3のゲート3bとGC間ツェナーダイオード5と抵抗8との接続点8aに接続されている。ツェナーダイオード11は、抵抗10の他端とグランドとの間に接続されている。抵抗10とツェナーダイオード11との接続点11aは、制御IC部52のゲート端子GATEに接続されている。また、センスIGBT4のエミッタ4cは、制御IC部52のセンス端子SNSに接続されている。

[0010] 半導体チップD2に形成される制御IC部52は、センス抵抗 R_{sns} 、センス端子SNS、ゲート端子GATE、バッテリー端子BM、制御端子SINおよびグランド端子GNDなどを備える。この制御IC部52には、図示しない電流制限回路、過熱検出回路などが形成される。センス抵抗 R_{sns} にセンス電流 I_{sns} が流れることによってセンス電圧 V_{sns} が発生する。

[0011] バッテリー端子BMは、バッテリー抵抗RBを介してマルチチップイグナイタ601のバッテリー端子Bに接続されている。バッテリー抵抗RBとコンデンサCBGとの接続点は、点火コイル202の一端に接続されている。制御IC部52の制御端子SINは、マルチチップイグナイタ601の制御端子Sに接続されている。制御IC部52のグランド端子GNDは、マルチチップイグナイタ601のグランド端子Gに接続されている。

[0012] メインIGBT3のコレクタ3aは、IGBT部51のコレクタ端子CMに接続されている。コレクタ端子CMは、マルチチップイグナイタ601のコレクタ端子Cに接続されている。マルチチップイグナイタ601のコレクタ端子Cは、点火コイル202の一次側の他端に接続されている。点火コイル202の二次側の他端は、点火プラグ203の一端に接続されている。点

火プラグ203の他端はグラウンドに接続されている。

[0013] 次に、従来のマルチチップイグナイタ601（従来品）を構成するIGBT部51のメインIGBT3およびセンスIGBT4の配置について説明する。図10は、図9のメインIGBT3およびセンスIGBT4の平面配置を示す平面図である。図10には、2つの従来品（以下、従来品N°1、N°2とする）を示す。従来品N°1、N°2は、センスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lが異なる。図10では、センスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lの違いを明確にするために従来品N°1、N°2を1図に図示しているが、従来品N°1、N°2はそれぞれ異なるマルチチップイグナイタ601の一例を示している。すなわち、従来品N°1、N°2はともにセンスIGBT4とメインIGBT3とを1つずつ配置した構成であり、図10中の2つのセンスIGBT4のうち、右側が従来品N°1のセンスIGBT4であり、左側が従来品N°2のセンスIGBT4である。

[0014] 図10に示すように、メインIGBT3は、例えば、少なくとも1つの内角が180度よりも大きい角度（凹角）をなす凹多角形の平面形状を有する。センスIGBT4は、メインIGBT3の凹角をなす内角をつくる2つの辺に対向して配置されている。従来品N°1、N°2はともに、センスIGBT4は、メインIGBT3の、凹角をなす内角をつくる一方の辺から所定の距離Lで離れて配置され、凹角をなす内角をつくる他方の辺に近接して配置されている。従来品N°1では、センスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lが800 μ mである。従来品N°2では、センスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lが1000 μ mである。

[0015] また、図10では、メインIGBT3からセンスIGBT4に過大に流れ込む正孔電流を抜き取りセンス比（＝コレクタ電流 I_c ／センス電流 I_{sns} ）を上げるために、センスIGBT4の周囲を囲むように点線で示すp⁺引き抜き領域4eを設ける場合もある。

[0016] 次に、図9の内燃機関用点火装置500の動作を説明する。バッテリー端

子Bから制御IC部52に電圧が印加される。この電圧は、制御IC部52の電源電圧となる。また、点火コイル202およびIGBT部51のコレクタ端子CMを介して、メインIGBT3にバッテリー端子Bから電圧が印加される。

[0017] まず、内燃機関用点火装置500の正常動作について説明する。内燃機関用点火装置500を構成するマルチチップイグナイタ601の制御端子Sに図示しないECU (Engine Control Unit) からオンの制御信号が入力されると、この制御信号が制御IC部52の制御端子SINに印加される。制御端子SINに制御信号が入力されると、制御IC部52で信号処理され、制御IC部52のゲート端子GATEから、IGBT部51の抵抗10を介してメインIGBT3のゲート3bにゲート信号が入力されるとともに、抵抗8を介してセンスIGBT4のゲート4bにゲート信号が入力される。

[0018] メインIGBT3およびセンスIGBT4に同時にゲート信号が入力されることにより、メインIGBT3およびセンスIGBT4は同時にオンする。これにより、バッテリー端子Bから点火コイル202を経由してメインIGBT3に主電流であるコレクタ電流 I_c が流れるとともに、センスIGBT4にセンス電流 I_{sns} が流れる。センス電流 I_{sns} はセンス抵抗 R_{sns} を通してグランドへ流れるため、センス抵抗 R_{sns} の両端にセンス電圧 V_{sns} が発生する。このセンス電圧 V_{sns} は制御IC部52に入力され、図示しないロジック回路で処理されて、ゲート端子GATEから最適なゲート信号が出力される。

[0019] 一方、マルチチップイグナイタ601の制御端子Sにオフの制御信号が印加されると、メインIGBT3とセンスIGBT4とが共にオフする。メインIGBT3がオフすると、点火コイル202を通してメインIGBT3に流れているコレクタ電流 I_c が遮断され、点火コイル202のインダクタンス L と電流変化率 dI_c/dt とによる誘導起電力 ($=L \times dI_c/dt$) により、点火コイル202の二次側に高い電圧が発生する。この高い電圧が

点火プラグ203に印加されると、点火プラグ203は放電を起こして図示省略する燃料室内の混合気に点火する。点火コイル202に蓄えられているエネルギーが発散されると、点火プラグ203の消炎作用により消火される。

[0020] 次に、内燃機関用点火装置500の異常動作について後述の図12を用いて説明する。何らかの異常でメインIGBT3に過電流が流れた場合、制御IC部52のセンス抵抗 R_{sns} に発生するセンス電圧 V_{sns} が大きくなる。このため、このセンス電圧 V_{sns} を制御IC部52の図示しない電流制限回路により処理して、ゲート端子GATEから出力されるゲート電圧 V_{GE} を低下させて、メインIGBT3に流れるコレクタ電流 I_c を過電流制限電流値 I_o に抑制する。

[0021] このとき、コレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o を超えて流れていると、ゲート電圧 V_{GE} の低下でコレクタ電流 I_c はピーク値 I_p を経て過電流制限電流値 I_o まで急激に低下する。このピーク値 I_p と過電流制限電流値 I_o との差（落差）が大きい場合、コレクタ電流 I_c の落ち込み（オーバーシュート）が大きくなり、コレクタ電圧 V_{CE} は大きく振動する。このコレクタ電圧 V_{CE} の大きな振動により、点火コイル202の二次側電圧が跳ね上がり、点火プラグ203は誤点火する。

[0022] このコレクタ電圧 V_{CE} の振動の原因となる、コレクタ電流 I_c のオーバーシュートを抑制するために、図9に示すように、従来のイグナイタ600ではデプレッション型IGBT20を設けている（例えば、下記特許文献1参照）。このデプレッション型IGBT20を定電流回路として用いることで、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} が持ち上げられる。このゲート電圧 V_{GE} の持ち上げによって、過電流制限電流値 I_o が持ち上げられてメインIGBT3のコレクタ電流 I_c のオーバーシュートが小さくなり、コレクタ電圧 V_{CE} の振動が抑制される。したがって、点火コイル202の二次側電圧が抑制されて、点火プラグ203の誤点火が防止される。

[0023] 尚、デプレッション型IGBT20は、ゲートとエミッタとを短絡するこ

とで定電流回路を構成する。また、図9で示すマルチチップイグナイタ601では、IGBT部51と制御IC部52とは異なる半導体チップD1、D2で形成され、これらの半導体チップD1、D2は図示省略するリードフレームや導電パターン付セラミック基板などに固着される。

[0024] 次に、イグナイタに関して記載した特許文献について説明する。まず、下記特許文献1には次の内容が記載されている。保護回路を有するイグナイタにおいて、過電流といった異常時にIGBTを遮断する際に、IGBTのコレクタ電流をセンスIGBTを経由してセンス抵抗に分流させ、その電位差を検知する。そして、検知した電位差が一定値より高くなったときに、IGBTのゲート電圧を下げて、IGBTの電流増加を抑える。

[0025] その際、IGBTのようなMOSゲート（金属－酸化膜－半導体からなる絶縁ゲート）型素子では、飽和電流がコレクタ電圧に対して一定のため、ゲート電圧を下げると、IGBTの電流が下げたゲート電圧に対応する電流まで急激に低下する。この急激な電流の低下によって、コイルに誘導起電力が発生し、IGBTのコレクタ電圧が急増する。この急増したコレクタ電圧により、今度はIGBTの電流は減少する。このIGBTの電流の減少を検知し、今度はIGBTに電流を流すべく、ゲート電圧が再度増加する。これに応じて、今度はコレクタ電圧が急減する。この繰り返しが、コレクタ電圧の振動となる。この発振時のコレクタ電圧に応じて、点火プラグの電圧が放電電圧を超え、誤点火を起こす。

[0026] このような問題を防止するために、IGBTのコレクターゲート間に、定電流源となるデプレッション型IGBTを挿入する。これにより、過電流検知時にゲート電圧を下げようとするとき、定電流源が、コレクタ電圧の増加に応じて、ゲート電圧を引き上げるので、ゲート電圧の低下を補うようになる。すなわち、ゲート電圧の低下幅が小さくなり、ゲート電圧の低下も緩やかになる。これにより、IGBTの電流の低下幅が小さくなり、電流の減少も緩やかになるため、コレクタ電圧の発振が抑えられる。そのため、点火プラグの誤点火を防ぐことができる。

[0027] また、下記特許文献2には次の内容が記載されている。メインIGBT、センスIGBT、デプレッション型IGBT、保護回路（図9の制御IC部に相当する）を1チップに搭載した1チップイグナイタがある。センスIGBTがメインIGBTに近い位置（＝800 μ m）に配置されている場合、異常発生時（過電流発生時等）に、メインIGBTの電流がセンスIGBTに流れ、センス抵抗の電圧降下が高めの値となり、メインIGBTの電流が実際の電流値よりも過大に検出される。この場合、過大に検出されたセンス抵抗の電圧降下により、メインIGBTの所定の電流値以下の電流で、保護回路からメインIGBTのゲート端子に、メインIGBTの電流を絞るようにゲート電圧を小さくする作用が働く。

[0028] メインIGBTのゲート電圧が小さくなると、メインIGBTの電流が小さくなるので、センスIGBTに流れる電流も小さくなる。これによって、今度はセンス抵抗の電圧降下が小さめの値となるので、メインIGBTの電流を増やすよう、保護回路がメインIGBTのゲート電圧を上げるため、メインIGBTの電流が増加する。この帰還動作が繰り返され、メインIGBTのコレクタ電流が振動するようになる。コレクタ電流が振動することで、点火コイルのインダクタンスにより誘導起電力が発生するため、コレクタ電圧が大きな振幅で振動するようになり、点火プラグが誤点火を起こす。

[0029] これに対して、メインIGBTとセンスIGBTとの間を1500 μ m以上離すことで、異常発生時に、メインIGBTの電流がセンスIGBTに流れてセンス抵抗の電圧降下が重畳されることがなくなる。これにより、コレクタ電圧の振動が生じなくなるため、点火プラグの誤点火をなくすることができる。

[0030] また、センスIGBTへのメインIGBTからの電流（正孔電流）の流れ込みが少なくなり、ソフトターンオフ時の電流波形の振動が抑制される。ソフトターンオフとは、過電流発生等の異常発生時に、メインIGBTのコレクタ電流をゆるやかにオフさせて、コレクタ電圧の急増を抑えることである。

[0031] また、下記特許文献3には次の内容が記載されている。メインIGBTは、過電流検知機能を備えたセンスIGBTを有する。センスIGBTは、ホール引き抜き用pウェル領域に囲まれている。特に下記特許文献3に記載される図2では、複数のセンスIGBTが配置された略矩形状の平面形状を有するセンスIGBT領域の3辺からそれぞれ垂直に離れる3方向では、センスIGBT領域は、メインIGBTとは最短距離だけ離れて隣り合っている。センスIGBT領域の残りの1辺から垂直に離れる1方向では、センスIGBT領域は、メインIGBTとの最短距離よりも十分長い距離を隔てて、かつpウェル領域を介してメインIGBTと隣り合っている。メインIGBTと最短距離を100 μ m以上とすることで、センス比の電圧依存性を一定としている。

先行技術文献

特許文献

[0032] 特許文献1：特開平9-280147号公報

特許文献2：特開2009-117786号公報

特許文献3：特開平7-245394号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0033] しかしながら、上述した従来技術では、次の問題が生じる。図9に示すように、デプレッション型IGBT20を付加することで、図10に示すようにセンスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lを1000 μ m程度離しても、電流制限時にメインIGBT3のコレクタ電流I_cのオーバーシュートは小さく抑制される。

[0034] しかし、イグナイタ600の小型化への要求を満たすために、IGBT部51が配置された半導体チップD1の面積を低減する必要があり、半導体チップD1にデプレッション型IGBT20を設けることは小型化の妨げになっている。デプレッション型IGBT20は、上記のようにコレクタ電流I

cのオーバーシュートを抑制するという優れた効果を有するものの、半導体チップD1の平面上において、デプレッション型IGBT20の占有面積は比較的大きいからである。

[0035] そこで、小型化、さらにはコストダウンを図るために、メインIGBT3を備えたマルチチップイグナイタ601に、デプレッション型IGBT20を設けずにチップ面積を小さくすることが必要である。しかしながら、デプレッション型IGBT20を設けない場合、前記したように、異常発生時、すなわちコレクタ電極に過電流が流れたときに、コレクタ電流I_cの減少と、それに伴うコレクタ電圧V_{CE}の急増を抑えられなくなる。したがって、デプレッション型IGBT20に代わる保護機能を、チップ面積の増加を伴うことなく、新たに備える必要がある。

[0036] この発明は、上述した従来技術による問題点を解消するため、電流制限時でのコレクタ電流のオーバーシュートを抑制することができ、かつ小型化を図ることができるイグナイタおよびイグナイタの制御方法を提供することを目的とする。また、この発明は、上述した従来技術による問題点を解消するため、電流制限時でのコレクタ電流のオーバーシュートを抑制することができるイグナイタを搭載して誤点火を防止することができ、かつ小型化を図ることができる内燃機関用点火装置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

[0037] 上述した課題を解決し、本発明の目的を達成するため、この発明にかかるイグナイタの制御方法は、メイン絶縁ゲート型トランジスタ、センス絶縁ゲート型トランジスタおよび制御回路を備えたイグナイタの制御方法であって、次の特徴を有する。前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、主たる電流の通電または遮断を制御する。前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知する。前記制御回路は、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電

流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する。そして、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れて当該過電流の値が所定の上限值に達する前に、前記制御回路によって、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限值になるように前記ゲート電圧を低下させる。

[0038] また、この発明にかかるイグナイタの制御方法は、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの前記過電流が所定の上限值に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流を飽和させてもよい。

[0039] また、上述した課題を解決し、本発明の目的を達成するため、この発明にかかるイグナイタは、次の特徴を有する。主たる電流の通電または遮断を制御するメイン絶縁ゲート型トランジスタが設けられている。前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知するセンス絶縁ゲート型トランジスタが設けられている。前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する制御回路が設けられている。前記制御回路は、当該制御回路から出力される前記ゲート電圧を減少させて前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに流れる過電流を制限する。そして、前記制御回路によって前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限值になるときの前記ゲート電圧の電圧値に前記ゲート電圧が減少された時点において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流が飽和領域にある。

[0040] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと前記センス絶縁ゲート型トランジスタとの間隔が $100\mu\text{m}$ 以上 $700\mu\text{m}$ 以下であってもよい。

[0041] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタの周囲は、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタから前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流入するキャリアを引き抜くキャリア引き抜き層で矩形状に囲まれていてもよい。

[0042] また、上述した課題を解決し、本発明の目的を達成するため、この発明にかかるイグナイタは、メイン絶縁ゲート型トランジスタおよびセンス絶縁ゲート型トランジスタを備え、次の特徴を有する。前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、第1導電型の第1半導体層の第1主面側の表面層に選択的に設けられた第2導電型の第2半導体層と、前記第2半導体層の内部に選択的に設けられた第1導電型の第3半導体層と、前記第2半導体層の、前記第3半導体層と前記第1半導体層とに挟まれた部分の表面上に第1ゲート絶縁膜を介して設けられた第1ゲート電極と、前記第2半導体層および前記第3半導体層に電氣的に接続された第1主電極と、を有する。前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記第1半導体層の第1主面側の表面層に、前記第2半導体層と離して選択的に設けられた第2導電型の第4半導体層と、前記第4半導体層の内部に選択的に設けられた第1導電型の第5半導体層と、前記第4半導体層の、前記第5半導体層と前記第1半導体層とに挟まれた部分の表面上に第2ゲート絶縁膜を介して設けられた第2ゲート電極と、前記第1主電極、前記第4半導体層および前記第5半導体層に電氣的に接続された第2主電極と、を有する。そして、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと前記センス絶縁ゲート型トランジスタとの間の距離は、 $100\mu\text{m}$ 以上 $700\mu\text{m}$ 以下である。

[0043] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記距離は、 $100\mu\text{m}$ 以上 $200\mu\text{m}$ 以下であってもよい。

[0044] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記セン

ス絶縁ゲート型トランジスタの周囲は、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタから前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流入するキャリアを引き抜くキャリア引き抜き層で矩形状に囲まれていてもよい。

[0045] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、前記センス絶縁ゲート型トランジスタの周囲の一部を囲むように当該センス絶縁ゲート型トランジスタに対向する隣り合う2辺からなるL字状部分または隣り合う3辺からなる凹状部分をもつ多角形状の平面形状を有してもよい。

[0046] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記第1半導体層の第1主面側の表面上に、前記第2ゲート電極と前記第1主電極との間に接続されるサージ保護用のセンスツェナーダイオードと、前記第1主電極と前記第2主電極との間に接続され、前記第2主電極の電位を前記第1主電極の電位よりも高くする非対称双方向ダイオードと、をさらに備える。そして、前記センスツェナーダイオードおよび前記非対称双方向ダイオードは、それぞれ、前記センス絶縁ゲート型トランジスタの、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに対向していない部分に対向するように配置されていてもよい。

[0047] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記第1主電極と前記第2主電極とが前記非対称双方向ダイオードの電極を介して接続されるように配置されていてもよい。

[0048] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記センスツェナーダイオードの平面上の面積は、前記非対称双方向ダイオードの平面上の面積よりも大きいてもよい。

[0049] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、少なくとも前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタが形成される第1半導体チップと、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタを制御する制御回路が形

成される第2半導体チップと、で構成されるマルチチップイグナイタであってもよい。

[0050] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、少なくとも前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと、前記センス絶縁ゲート型トランジスタと、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタを制御する制御回路とを同一の半導体チップに形成したワンチップイグナイタであってもよい。

[0051] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記第1半導体層の第2主面側に設けられた第2導電型の第6半導体層と、前記第6半導体層に電氣的に接続された第3主電極を備えた絶縁ゲート型バイポーラトランジスタであってもよい。

[0052] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記第1半導体層の第2主面側に設けられた第1導電型の第6半導体層と、前記第6半導体層に電氣的に接続された第3主電極を備えた絶縁ゲート型電界効果トランジスタであってもよい。

[0053] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、プレーナ型ゲート構造、または、前記第3半導体層および前記第2半導体層を貫通して前記第1半導体層に達するトレンチの内部に前記第1ゲート絶縁膜を介して前記第1ゲート電極が設けられたトレンチゲート構造であってもよい。

[0054] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、プレーナ型ゲート構造、または、前記第5半導体層および前記第4半導体層を貫通して前記第1半導体層に達するトレンチの内部に第2ゲート絶縁膜を介して前記第2ゲート電極が設けられたトレンチゲート構造であってもよい。

[0055] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイ

ン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を減少させて前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに流れる過電流を制限する制御回路をさらに備え、前記制御回路によって前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるときの前記ゲート電圧の電圧値に前記ゲート電圧が減少された時点において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流が飽和領域にあってもよい。

[0056] また、この発明にかかるイグナイタは、上述した発明において、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れて当該過電流の値が所定の上限値に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるように前記メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を低下させる制御回路をさらに備えることを特徴とする。

[0057] また、この発明にかかる内燃機関用点火装置は、上述したイグナイタを搭載することを特徴とする。

[0058] また、上述した課題を解決し、本発明の目的を達成するため、この発明にかかる内燃機関用点火装置は、メイン絶縁ゲート型トランジスタ、センス絶縁ゲート型トランジスタおよび制御回路を備えたイグナイタを搭載し、次の特徴を有する。前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、主たる電流の通電または遮断を制御する。前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知する。前記制御回路は、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する。そして、前記イグナイタを制御して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れ

て当該過電流の値が所定の上限値に達する前に、前記制御回路によって、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるように前記ゲート電圧を低下させる。

[0059] また、この発明にかかる内燃機関用点火装置は、上述した発明において、前記イグナイタを制御して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの前記過電流が所定の上限値に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流を飽和させてもよい。

発明の効果

[0060] 本発明にかかるイグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置によれば、デプレッション型 IGBT を設けなくても、電流制限時にメイン IGBT のコレクタ電流のオーバーシュートを防止することができるという効果を奏する。

[0061] また、本発明にかかるイグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置によれば、デプレッション型 IGBT を設けないことでイグナイタの小型化を図り、かつメイン IGBT のコレクタ電流のオーバーシュートの抑制を可能とし、小型で誤点火を防止した内燃機関用点火装置を提供することができるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0062] [図1]図1は、この発明の実施例1にかかる内燃機関用点火装置100の要部の回路構成を示す回路図である。

[図2]図2は、図1のマルチチップイグナイタ201を構成するIGBT部1のメインIGBT3およびセンスIGBT4の平面配置を示す平面図である。

[図3]図3は、本発明品N o 1の電流制限時の動作波形を示す特性図である。

[図4]図4は、本発明品N o 1のメインIGBT3のコレクタ電圧VCEーコレクタ電流Icの動作軌跡B2を示す特性図である。

[図5]図5は、本発明品N o 1のセンスIGBT4のコレクタ電圧VCEーセンス電圧V s n sの動作軌跡C 2を示す特性図である。

[図6]図6は、メインIGBT3ーセンスIGBT4間の距離Lとセンス電流I s n sとの関係を示す特性図である。

[図7]図7は、メインIGBT3ーセンスIGBT4間の距離LとICL o s cとの関係を示す特性図である。

[図8]図8は、この発明の第2実施例にかかる内燃機関用点火装置300の要部の構成図とこの内燃機関用点火装置300に搭載されるワンチップイグナイタ401の要部の回路構成を示す回路図である。

[図9]図9は、従来の内燃機関用点火装置500の要部の回路構成を示す回路図である。

[図10]図10は、図9のメインIGBT3およびセンスIGBT4の平面配置を示す平面図である。

[図11]図11は、実験用のマルチチップイグナイタ801を搭載した実験用の内燃機関用点火装置700の構成を示す説明図である。

[図12]図12は、実験品N o 1の電流制限時の動作波形を示す特性図である。

[図13]図13は、実験品N o 1のメインIGBT3のコレクタ電圧VCEーコレクタ電流I cの動作軌跡E 2を示す特性図である。

[図14]図14は、実験品N o 1のセンスIGBT4のコレクタ電圧VCEーセンス電圧V s n sの動作軌跡F 2を示す特性図である。

[図15]図15は、本発明のイグナイタ200を構成するIGBT部1の要部の平面配置を示す平面図である。

[図16]図16は、本発明のイグナイタ200を構成するIGBT部1の別の一例の要部の平面配置を示す平面図である。

[図17]図17は、本発明にかかるイグナイタ200を構成するIGBTの構成を示す断面図である。

発明を実施するための形態

[0063] 添付図面を参照して、この発明にかかるイグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置の好適な実施の形態を以下の実施例で詳細に説明する。本明細書および添付図面においては、 n または p を冠記した層や領域では、それぞれ電子または正孔が多数キャリアであることを意味する。また、 n や p に付す $+$ および $-$ は、それぞれそれが付されていない層や領域よりも高不純物濃度および低不純物濃度であることを意味する。なお、以下の実施例の説明および添付図面において、同様の構成には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。本発明において従来と同一部位の箇所には同一の符号を付した。また、本明細書の「飽和する」、「飽和領域」といった用語は、周知のMOSFETの「飽和領域」である。すなわち、チャネルの空乏層がピンチオフして、コレクターエミッタ間（CE間）電圧の増加に対してコレクタ電流が一定となること、および一定になっている領域のことである。一方、本明細書の「線形領域」という用語は、CE間電圧の増加に対してコレクタ電流が増加する領域のことであり、コレクタ電流が前述の飽和領域に達するまでの領域のことである。

[0064] <実施例1>

実施例1にかかる内燃機関用点火装置の構成について説明する。図1は、この発明の実施例1にかかる内燃機関用点火装置100の要部の回路構成を示す回路図である。図1には、内燃機関用点火装置100に搭載されるマルチチップイグナイタ201の要部回路図も示した。ここでは、IGBT部1を構成する素子としてメインIGBT3およびセンスIGBT4を挙げて説明するが、これらは共に絶縁ゲート型電界効果トランジスタ（MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）であっても構わない。この場合、後述する p^+ コレクタ層およびコレクタ電極に代えて、 n^+ ドレイン層（第6半導体層）およびドレイン（第3主電極）電極を設ければよい。また、マルチチップイグナイタ201はイグナイタ200の一種であり2つの半導体チップA1、A2で構成される。

[0065] この内燃機関用点火装置100は、イグナイタ200（総称）、点火コイル202および点火プラグ203を備える。イグナイタ200は、IGBT部1、制御IC部（制御回路）2、バッテリー抵抗RBおよびコンデンサCBGを有する。

[0066] 図1において、半導体チップA1に形成されるIGBT部1は、メインIGBT3、センスIGBT4、GC間ツェナーダイオード5を備える。メインIGBT3は、点火コイル202の一次側に流れる一次電流を遮断する機能を有する。センスIGBT4は、メインIGBT3に流れる電流を検出（検知）する。センスIGBT4は、メインIGBT3と共通のコレクタ3aを有する。GC間ツェナーダイオード5は、センスIGBT4およびメインIGBT3のコレクタ3aと、メインIGBT3のゲート3bとの間に接続されている。GC間ツェナーダイオード5は、センスIGBT4およびメインIGBT3のコレクタ電圧VCEをクランプする機能を有する。

[0067] 図17に、イグナイタ200の半導体チップA1のIGBT部1に形成されるIGBTの単位セルの構成を示す。図17は、本発明にかかるイグナイタ200を構成するIGBTの構成を示す断面図である。メインIGBT3およびセンスIGBT4は、同一の半導体チップA1に、例えば同一構造の単位セルが並列に配置されてなる。単位セルの構造について、具体的に説明する。p⁺コレクタ層（第6半導体層）40となる高濃度半導体基板のおもて面上に、n⁺バッファ層41およびn⁻ドリフト層（第1半導体層）42がエピタキシャル層として順に形成される。n⁻ドリフト層42の、n⁺バッファ層41側に対して反対側の表面層には、pベース層（第2、4半導体層）43が選択的に形成されている。pベース層43の内部には、n⁺エミッタ層44が選択的に形成されている。

[0068] 互いに隣接するn⁺エミッタ層（第3、5半導体層）44、pベース層43、n⁻ドリフト層42をそれぞれ跨ぐようにこれらの表面上に形成されたゲート絶縁膜（第1、2ゲート絶縁膜）45と、ゲート絶縁膜45上に形成されたゲート電極46（第1、2ゲート電極）と、を備えた周知のMOSゲート

構造が設けられている。エミッタ電極（第1、2主電極）47は、 n^+ エミッタ層44およびpベース層43に接し、かつ層間絶縁膜49によってゲート電極46と電氣的に絶縁されている。コンタクト抵抗低減のために、pベース層43の内部にp型の高濃度コンタクト層を形成し、エミッタ電極47と接させてもよい。p⁺コレクタ層40の表面（高濃度半導体基板の裏面）にはコレクタ電極（第3主電極）48が形成される。n⁻ドリフト層42の厚さおよび不純物濃度は、例えば素子の定格電圧から決められる。定格電圧は、例えば400V～600Vである。

[0069] 図1に戻り、IGBT部1は、さらに、サージ保護用のGE間ツェナーダイオード6、ダイオード7（非対称双方向ツェナーダイオード）、抵抗8、サージ保護用のセンスGE間ツェナーダイオード9、サージ保護用の抵抗10、サージ保護用のツェナーダイオード11を備える。GE間ツェナーダイオード6は、メインIGBT3のゲート3bとエミッタ3cとの間に接続されている。ダイオード7は、メインIGBT3のエミッタ3cとセンスIGBT4のエミッタ4cとの間に接続されている。ダイオード7は、センスIGBT4のエミッタ電圧をメインIGBT3のエミッタ電圧より高くする機能を有する。

[0070] 抵抗8は、メインIGBT3のゲート3bとセンスIGBT4のゲート4bとの間に接続されている。抵抗8は、センスIGBT4のゲート電圧をメインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} より低くする機能を有する。センスGE間ツェナーダイオード9は、センスIGBT4のゲート4bとエミッタ4cとの間に接続されている。抵抗10の一端は、メインIGBT3のゲート3bとGC間ツェナーダイオード5と抵抗8との接続点8aに接続されている。ツェナーダイオード11は、抵抗10の他端とグラウンドとの間に接続されている。抵抗10とツェナーダイオード11との接続点11aは、制御IC部2のゲート端子GATEに接続されている。また、センスIGBT4のエミッタ4cは、制御IC部2のセンス端子SNSに接続されている。これらIGBT部1を構成するダイオードや抵抗は、例えば半導体チップA1のお

もて面上に配置される。

[0071] 半導体チップA2に形成される制御IC部2は、センス抵抗 R_{sns} 、センス端子SNS、ゲート端子GATE、バッテリー端子BM、制御端子SINおよびグランド端子GNDなどを備える。この制御IC部2には、図示しない電流制限回路、過熱検出回路などが形成される。

[0072] 前記のバッテリー端子BMは、バッテリー抵抗RBを介してマルチチップイグナイタ201のバッテリー端子Bに接続されている。また、バッテリー抵抗RBとコンデンサCBGとの接続点は、点火コイル202の一端に接続されている。

[0073] 制御IC部2の制御端子SINは、マルチチップイグナイタ201の制御端子Sに接続されている。制御IC部2のグランド端子GNDは、マルチチップイグナイタ201のグランド端子Gに接続されている。メインIGBT3のコレクタ3aは、IGBT部1のコレクタ端子CMに接続されている。IGBT部1のコレクタ端子CMは、マルチチップイグナイタ201のコレクタ端子Cに接続されている。

[0074] マルチチップイグナイタ201のコレクタ端子Cは、点火コイル202の一次側の他端に接続されている。点火コイル202の二次側の他端は、点火プラグ203の一端に接続されている。点火プラグ203の他端はグランドに接続されている。

[0075] マルチチップイグナイタ201のバッテリー端子Bは、外部のバッテリーに接続されている。マルチチップイグナイタ201の制御端子Sは、図示しないECU（エンジン・コントロール・ユニット）に接続されている。マルチチップイグナイタ201のグランド端子Gは、外部のグランドに接続されている。

[0076] 次に、マルチチップイグナイタ201（本発明品）を構成するIGBT部1のメインIGBT3およびセンスIGBT4の配置について説明する。図2は、図1のマルチチップイグナイタ201を構成するIGBT部1のメインIGBT3およびセンスIGBT4の平面配置を示す平面図である。図2

には、2つの本発明品（以下、本発明品N o 1, N o 2とする）を示す。本発明品N o 1, N o 2は、センスI G B T 4とメインI G B T 3との間の距離Lが異なる。図2では、センスI G B T 4とメインI G B T 3との間の距離Lの違いを明確にするために本発明品N o 1, N o 2を1図に示しているが、本発明品N o 1, N o 2はそれぞれ異なるマルチチップイグナイト201の一例を示している。すなわち、本発明品N o 1, N o 2はともにセンスI G B T 4とメインI G B T 3とを1つずつ配置した構成であり、図2中の4つのセンスI G B T 4のうち、最も右側が本発明品N o 1のセンスI G B T 4であり、本発明品N o 1の左側が本発明品N o 2のセンスI G B T 4である。

[0077] 図2に示すように、メインI G B T 3は、例えば、少なくとも1つの内角が180度よりも大きい角度（凹角）をなし、当該内角をつくる2辺31, 32によって内側に凹んだL字状部分を有する凹多角形状の平面形状を有する。本発明品N o 1, N o 2において、センスI G B T 4は、メインI G B T 3の凹角をなす内角をつくる2つの辺に対向して近接配置されている。具体的には、本発明品N o 1においては、例えば、センスI G B T 4と、メインI G B T 3の凹角をなす内角をつくる一方の辺との距離Lは150 μ m程度である。本発明品N o 2においては、例えば、センスI G B T 4と、メインI G B T 3の凹角をなす内角をつくる一方の辺との距離Lは400 μ m程度である。

[0078] 図2には、参考までに、後述する図11(b)の実験品N o 1, N o 2を点線で示す。図2中の4つのセンスI G B T 4のうち、本発明品N o 2の左側が実験品N o 1のセンスI G B T 4であり、最も左側が実験品N o 2のセンスI G B T 4である。実験品N o 1では、センスI G B T 4と、メインI G B T 3の凹角をなす内角をつくる一方の辺との距離Lは800 μ mである。実験品N o 2では、センスI G B T 4と、メインI G B T 3の凹角をなす内角をつくる一方の辺との距離Lが1000 μ mである。すなわち、本発明品N o 1, N o 2のセンスI G B T 4はともに、実験品N o 1, N o 2より

も、メイン IGBT 3 の凹角をなす内角をつくる 2 つの辺に近接配置されている。

[0079] 図 15 には、図 1 のマルチチップイグナイタ 201 のうち、半導体チップ A1 に形成される各構成部の配置の一例を示す。図 15 は、本発明のイグナイタ 200 を構成する IGBT 部 1 の要部の平面配置を示す平面図である。図 15 には本発明品 No 1 を示す。センス IGBT 4 は、メイン IGBT 3 の凹角をなす内角をつくる 2 つの辺 31, 32 (2 辺) に対向して近接配置されている。メイン IGBT 3 の 2 つの辺 31, 32 とセンス IGBT 4 との距離 L はともに例えば 150 μm 程度である。このように、センス IGBT 4 をメイン IGBT 3 の 2 辺 (または 1 辺) に対向して近接配置することは、センス比 (=コレクタ電流 I_c / センス電流 I_{sns}) の安定化を図る上で効果がある。

[0080] 図 16 には、図 1 のマルチチップイグナイタ 201 のうち、半導体チップ A1 に形成される各構成部の配置の別の一例を示す。図 16 は、本発明のイグナイタ 200 を構成する IGBT 部 1 の別の一例の要部の平面配置を示す平面図である。図 16 では、ダイオード 7 およびセンス GE 間ツェナーダイオードを図示省略する。図 16 には本発明品 No 3 を示す。本発明品 No 3 は、センス IGBT 4 とメイン IGBT 3 との位置関係が図 15 に示す本発明品 No 1 のセンス IGBT 4 と異なる。具体的には、メイン IGBT 3 は、例えば、少なくとも隣り合う 2 つの内角が凹角をなし、当該 2 つの内角をつくる 3 辺 31, 32, 33 によって内側に凹んだ凹状部分を有する凹多角形状の平面形状を有する。センス IGBT 4 は、メイン IGBT 3 の凹角をなす隣り合う 2 つの内角をつくる 3 つの辺 31, 32, 33 に対向して近接配置されている。メイン IGBT 3 の 3 辺 31, 32, 33 とセンス IGBT 4 との距離 L は、それぞれ例えば 150 μm 程度である。

[0081] メイン IGBT 3 の 3 つの辺 31, 32, 33 とセンス IGBT 4 とを近接させると、センス電流 I_{sns} が多く流れるようになり、センス比が小さくなる。センス比の低減によりコレクタ電流 I_c のピーク値 I_p を減らすこ

とができるため、点火コイル 202 の二次側電圧（オーバーシュート電圧）も低減することができるが、メイン IGBT 3 からセンス IGBT 4 へのキャリアの流入も多くなるため、センス比が安定しない虞がある。そこで、メイン IGBT 3 の 3 つの辺 31, 32, 33 とセンス IGBT 4 とを近接させる場合は、特に、 n^+ バッファ層 41（図 17 参照）の不純物濃度を、比較的高濃度とするとよい。具体的には、 n^+ バッファ層 41 の不純物濃度は、例えば $5 \times 10^{16} / \text{cm}^3$ 以上、 p^+ コレクタ層 40 の不純物濃度未満、好ましくは $1 \times 10^{18} / \text{cm}^3$ 以下とする。また、 n^+ バッファ層 41 の厚さは、例えば $15 \mu\text{m}$ 以上 $30 \mu\text{m}$ 以下程度とする。 n^+ バッファ層 41 を高不純物濃度かつこのような厚さとすることで、 p^+ コレクタ層 40 からの正孔の注入が抑えられ、センス IGBT 4 への正孔電流の流入が低減される。これにより、センス比を安定化することができる。

[0082] また、センス IGBT 4 の周囲には、正孔を引き抜く p^+ 引き抜き領域 4e が例えば $50 \mu\text{m}$ 以上 $100 \mu\text{m}$ 以下程度の幅で配置されている。 p^+ 引き抜き領域 4e は例えば矩形状の平面形状を有し、例えば図 15 に示すマルチチップイグナイト 201 の場合、 p^+ 引き抜き領域 4e の、矩形状の平面形状を構成する隣り合う 2 辺は、それぞれメイン IGBT 3 の 2 つの辺 31, 32 と対向する。また、例えば図 16 に示すマルチチップイグナイト 201 の場合、 p^+ 引き抜き領域 4e の、矩形状の平面形状を構成する隣り合う 3 辺は、それぞれメイン IGBT 3 の 3 つの辺 31, 32, 33 と対向する。センス IGBT 4 の周囲に p^+ 引き抜き領域 4e を配置することは、センス比を 100 以上とするために有効である。また、センス IGBT 4 に多量の正孔が流れ込んでセンス IGBT 4 がラッチアップするのを防止する効果もある。 p^+ 引き抜き領域 4e は、センス比を重要視しない用途やラッチアップが起こりにくい用途では配置されなくてもよい。

[0083] 図 15 において、センス GE 間ツェナーダイオード 9 は、センス IGBT 4 のゲート 4b（ゲート電極）とエミッタ 4c とに接続されている。このセンス GE 間ツェナーダイオード 9 の占有面積は、ダイオード 7 の占有面積よ

り大きい。また、図1に示すように、センスIGBT4のエミッタ4cに一端とダイオード7の一端とは、ともにセンスIGBT4のエミッタ4cに接続されている。ダイオード7の他端は、メインIGBT3のエミッタ3cに接続されている。そのため、メインIGBT3、センスIGBT4、センスGE間ツェナーダイオード9およびダイオード7はそれぞれ近接配置する必要がある。すなわち、ダイオード7およびセンスGE間ツェナーダイオード9は、それぞれ、センスIGBT4の、メインIGBT3に対向していない部分に対向するように配置される。センスIGBT4に近接して配置されるセンスGE間ツェナーダイオード9およびダイオード7は、例えばセンスIGBT4の保護回路を構成する。

[0084] 次に、上記した本発明のイグナイタ200の動作を説明するにあたって、まず、比較対象となる実験用のマルチチップイグナイタ801およびマルチチップイグナイタ801の動作について説明する。本発明者は、従来のマルチチップイグナイタ601（図10の従来品N○1，N○2）からデプレッション型IGBT20を取り除いた構成の実験用のマルチチップイグナイタ801を作製（製造）した。マルチチップイグナイタ801は、従来品N○1に対応する実験品N○1および従来品N○2に対応する実験品N○2の2つの実験品を用意した。実験品N○1，N○2は、デプレッション型IGBT20を設けていない点を除いて、それぞれ従来品N○1，N○2と同様の構成を有する。

[0085] 図11は、実験用のマルチチップイグナイタ801（実験品）を搭載した実験用の内燃機関用点火装置700の構成を示す説明図である。図11（a）には、内燃機関用点火装置700の要部の回路構成を示す。図11（b）には、マルチチップイグナイタ801を構成するIGBT部61のメインIGBT3とセンスIGBT4の平面配置を示す。図11（b）では、センスIGBT4とメインIGBT3との間の距離Lの違いを明確にするために実験品N○1，N○2を1図に図示しているが、実験品N○1，N○2はそれぞれ異なるマルチチップイグナイタ801の一例を示している。図11中の

2つのセンスIGBT4のうち、右側が実験品No1のセンスIGBT4であり、左側が実験品No2のセンスIGBT4である。図11中の符号で61はIGBT部、62は制御IC部、800はイグナイタ（総称）、801はマルチチップイグナイタである。デプレッション型IGBT20は設けられていない。

[0086] 図12は、実験品No1の電流制限時の動作波形（電流・電圧波形）を示す特性図である。図12には、実験品No1の電流制限時のメインIGBT3のコレクタ電流 I_c 、センスIGBT4のセンス電流 I_{sns} とセンス抵抗 R_{sns} との積で発生するセンス電圧 V_{sns} 、メインIGBT3のコレクタ電圧 V_{CE} 、および、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} の各動作波形を示す。図12には、実験品No1の動作中の任意の時点をと、時間経過に沿って順に符号a, z, e, f, m, gと示す（図13についても同様）。

[0087] 実験品No1のメインIGBT3では、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が飽和を開始した動作開始から約6ms後の時点f（コレクタ電流 I_c のピーク値 I_p 付近）において、センス電圧 V_{sns} は上昇しており、その後 V_{sns0} で飽和する。この飽和したセンス電圧（以下、飽和センス電圧とする） V_{sns0} は、制御IC部62内の電流制限回路（不図示）を構成するオペアンプに入力され、オペアンプの比較電圧 V_{ref} と比較される。そして、オペアンプの比較電圧 V_{ref} と飽和センス電圧 V_{sns0} との比較により、コレクタ電流 I_c の過電流制限電流値 I_o が算出され、過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧（以下、ゲート電圧特定値とする） V_{GE0} が決定される。メインIGBT3のコレクタ電流 I_c は、過電流制限電流値 I_o に到達した時点zでは出力特性E1（または後述する図13の動作軌跡E2）の線形領域にあり、その後も過電流制限電流値 I_o を超えて上昇を続ける。過電流制限電流値 I_o に到達した時点zでゲート電圧 V_{GE} を絞る指令が制御IC部62から出力される。

[0088] ゲート電圧 V_{GE} が2.7Vに低下した時点fで、コレクタ電流 I_c はこの2.7Vのゲート電圧 V_{GE} で抑制されて上昇を停止しピーク値 I_p にな

る。その後、ゲート電圧 V_{GE} は、過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GEo} ($=2.6V$)まで低下する。また、ゲート電圧 V_{GE} が $2.7V$ となった時点 f からゲート電圧特定値 V_{GEo} まで低下する時点 m までの期間で、コレクタ電流 I_c は、ピーク値 I_p から過電流制限電流値 I_o に急激に低下して、時点 m 以降一定になり過電流制限電流値 I_o を維持する（飽和する）。コレクタ電流 I_c のピーク値 I_p から過電流制限電流値 I_o への低下（落差）が、コレクタ電流 I_c のオーバーシュート ($ICLoSc$) になる。

[0089] コレクタ電流 I_c が飽和を開始した動作開始から約 $6ms$ 後の時点 f のときに、電流制限時のコレクタ電流 I_c のオーバーシュート ($ICLoSc$) は $2.17A$ ($=$ ピーク値 I_p －過電流制限電流値 I_o) である。点火コイル 202 のインダクタンス L は $2.2mH$ であり、コレクタ電流 I_c の電流変化率 dI_c/dt は $1A/\mu s$ ($=$ (ピーク値 I_p －過電流制限電流値 I_o) / $2.17\mu s$) となる。このため、点火コイル 202 の二次側電圧は、点火コイル 202 のインダクタンス L と電流変化率 dI_c/dt とによる誘導起電力 ($=L \times dI_c/dt$) により $2.2kV$ となる。このように、点火コイル 202 の二次側電圧は、点火プラグ 203 が放電を起こす $1kV$ を超えている。このため、点火プラグ 203 は誤点火を起こし、エンジンを誤動作させる。

[0090] さらに、デプレッション型 $IGBT20$ を設けないことによるイグナイタ 800 の動作への影響を説明する。デプレッション型 $IGBT20$ を設けていない実験品 $N01$ では、メイン $IGBT3$ のコレクタ電圧 V_{CE} が増加するときに、デプレッション型 $IGBT20$ によるメイン $IGBT3$ のゲート電圧 V_{GE} の持ち上げがなくなる。そのため、コレクタ電流 I_c の電流制限時には、ゲート電圧 V_{GE} は過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GEo} まで低下する。しかし、ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GEo} に低下する時点 m に至るまでは、点火コイル 202 のインダクタンスとバッテリー電源の電圧とで決まる電流増加率にしたがい

、メイン IGBT 3 のコレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o を超えて流れる。そのため、ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GEo} に低下した時点 m で、コレクタ電流 I_c はピーク値 I_p を経て急激に過電流制限電流値 I_o まで低下する。したがって、コレクタ電流 I_c の落差は大きくなり、コレクタ電流 I_c のオーバーシュートは大きくなる。その結果、点火コイル 202 の二次側電圧が放電電圧 (1000 V) を超えて誤点火を起こす。

[0091] 次に、メイン IGBT 3 のコレクタ電流 I_c がオーバーシュートするメカニズムについて説明する。図 13 は、実験品 N o 1 のメイン IGBT 3 のコレクタ電圧 V_{CE} - コレクタ電流 I_c の動作軌跡 E 2 を示す特性図である。図 13 には、実験品 N o 1 のメイン IGBT 3 の出力特性 E 1 に、メイン IGBT 3 のコレクタ電圧 V_{CE} - コレクタ電流 I_c の動作軌跡 E 2 を重ね合わせて示す。この動作軌跡 E 2 は、メイン IGBT 3 の電流制限時のコレクタ電流 I_c およびコレクタ電圧 V_{CE} を同時刻でプロットしたものである。図 13 の中に記載した符号 a , z , e , f , m , g は、図 12 の各時点 a , z , e , f , m , g である (図 14 においても同様)。図 13 には、メイン IGBT 3 の動作時の各時点 a , e , f , g でのゲート電圧 V_{GE} も数値で示した。

[0092] 図 13 に示すように、実験品 N o 1 の動作軌跡 E 2 において、時点 a を経由して、時点 z でゲート電圧 V_{GE} を絞る指令が制御 IC 部 62 から出力される。それにより、時点 e でゲート電圧 V_{GE} が 5.0 V から低下し始めてコレクタ電流 I_c が飽和を開始する。時点 f でゲート電圧 V_{GE} が 2.7 V に低下するが、時点 f になるまではメイン IGBT 3 はまだ線形領域にあるため、コレクタ電流 I_c は増加を続ける。この時点 f でのコレクタ電流 I_c が、コレクタ電流 I_c のピーク値 I_p となる。その後、ゲート電圧 V_{GE} は出力特性 E 1 により過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GEo} ($= 2.6$ V) に低下するため、コレクタ電流 I_c は減少する。そして、ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GEo} ($= 2.6$ V) になる時点 m で、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o になり一定

値となる（飽和する）。ゲート電圧 V_{GE} は、時点 a ～時点 e までの期間は 5.0 V であり、時点 e で絞られ時点 f で 2.7 V になり、その後、時点 m で 2.6 V に低下して一定になる（飽和する）。

[0093] このように、実験品 $N o 1$ の動作軌跡 $E 2$ によれば、実験品 $N o 1$ の場合、電流制限を開始する時点 z においてメイン $I G B T 3$ は線形領域にあり、時点 z から時点 e までの期間においてもコレクタ電流 I_c は上昇を続ける。そして、制御 $I C 部 6 2$ からの信号でメイン $I G B T 3$ のゲート電圧 V_{GE} が絞られ、ゲート電圧 V_{GE} が 2.7 V に低下した時点 f のときに初めて、コレクタ電流 I_c は上昇をやめる。その後、ゲート電圧 V_{GE} が過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 $V_{GE o}$ である 2.6 V にまで低下する間に、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o まで大きく低下する。すなわち、コレクタ電流 I_c は、ゲート電圧 V_{GE} が 2.7 V のときにピーク値 I_p となり、その後、ゲート電圧 V_{GE} が 2.7 V から 2.6 V に低下するまでの期間にピーク値 I_p から過電流制限電流値 I_o へ低下する。この落差（＝ピーク値 I_p －過電流制限電流値 I_o ）がコレクタ電流 I_c のオーバーシュート（ $I C L o s c$ ）となり、その値は大きい。

[0094] ゲート電圧 V_{GE} の低下を指令するのはセンス電圧 $V_{s n s}$ である。過電流レベルであると判定するセンス判定電圧（飽和センス電圧 $V_{s n s o}$ ）にセンス電圧 $V_{s n s}$ が達すると、その信号が制御 $I C 部 5 2$ で処理されて、 $G A T E$ 端子からゲート電圧 V_{GE} 低下の指令が発せられる。ゲート電圧 V_{GE} は、この指令に基づいて、この指令から多少遅れて低下を開始し過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 $V_{GE o}$ まで低下する。過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 $V_{GE o}$ を決めているのは、センス電圧 $V_{s n s}$ の飽和値である飽和センス電圧 $V_{s n s o}$ である。

[0095] 図 $1 4$ は、実験品 $N o 1$ のセンス $I G B T 4$ のコレクタ電圧 V_{CE} －センス電圧 $V_{s n s}$ の動作軌跡 $F 2$ を示す特性図である。図 $1 4$ には、実験品 $N o 1$ のセンス $I G B T 4$ の出力特性 $F 1$ に、センス $I G B T 4$ のコレクタ電

圧 V_{CE} —センス電圧 V_{sns} の動作軌跡 $F2$ を重ね合わせて示す。センス電圧 V_{sns} は、センス抵抗 R_{sns} ×センス電流 I_{sns} である。図14には、センスIGBT4の動作時の各時点 e 、 f 、 g でのゲート電圧 V_{GE} も数値で示した。時点 e でゲート電圧 V_{GE} は5.0Vから絞られ、センスIGBT4のコレクタ電流 I_c の上昇は鈍化する。時点 f でゲート電圧 V_{GE} は2.7Vとなり、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c がピーク値 I_p になる。この時点 f でもセンス電圧 V_{sns} は飽和せずに上昇過程、すなわち線形領域にある。このように、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c のピーク値 I_p の時点 f では、センス電圧 V_{sns} はまだ上昇する線形領域にあり飽和しておらず、ゲート電圧 V_{GE} は2.7Vである。時点 g では、ゲート電圧 V_{GE} が2.6Vになり、センス電圧 V_{sns} は上昇し、飽和センス電圧 V_{sns0} で飽和する。メインIGBT3のコレクタ電流 I_c は大幅に低下して過電流制限電流値 I_o で落ち着く。その後、ゲート電圧 V_{GE} はゲート電圧特定値 V_{GE0} の2.6Vで一定になる。

[0096] 以上のようにゲート電圧 V_{GE} が2.7Vから2.6Vとなることで、コレクタ電流 I_c が2.17Aだけ急激に減少してから飽和する理由をまとめると、以下ようになる。異常発生時に、メインIGBT3がある値（過電流制限電流値 I_o ）以上にならないように、制御IC部62は、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} を5Vから減少させ始める。具体的には、センス抵抗 R_{sns} から決まるセンス電圧 V_{sns} （＝センス抵抗 R_{sns} ×センス電流 I_{sns} ）が所定の値（ V_{sns1} ）となったら、制御IC部62はメインIGBT3のコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o （＜ピーク値 I_p ）に達したと判断し、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} を減少させ始める。

[0097] さらに、制御IC部62は、センス電圧 V_{sns} を検知し続けて、センス電圧 V_{sns} が所定の値 V_{sns2} （＞ V_{sns1} ）となったら、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o となったと判断し、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} の減少を停止し、そのときの値を保持す

る。

[0098] このとき、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o にて飽和し始めるためには、同一チップ上に近接して配置されるセンスIGBT4の電流（センス電流 I_{sns} ）も飽和しているか、少なくとも飽和し始めなければならない。そうでなければ、コレクタ電圧 V_{CE} が増加したときにはセンス電流 I_{sns} は線形領域にあるため、センス電流 I_{sns} も増加する。これによって、制御IC部62はさらにゲート電圧 V_{GE} を絞ろうとする。

[0099] 特に、センスIGBT4がメインIGBT3から十分離れていると、たとえ基本的な構造が同じでも、センスIGBT4を流れる電流の密度は、メインIGBT3に流れている電流の密度よりも小さい。そのため、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が仮に飽和したとしても、センス電流 I_{sns} はまだ飽和していないので、上記のようにメインIGBT3のコレクタ電圧 V_{CE} が増加するとセンス電流 I_{sns} も増加し、制御IC部62はさらにゲート電圧 V_{GE} を絞ろうとする。

[0100] 特に図12の場合、上記の理由でゲート電圧 V_{GE} が2.7Vとなってコレクタ電流 I_c が減少を始めるときには、少なくとも飽和し始めるべきセンス電流 I_{sns} が飽和していない。そのため、コレクタ電圧 V_{CE} が増加し始めると、コレクタ電圧 V_{CE} の増加に応じて、センス電流 I_{sns} は増加する。すると、制御IC部62はさらにゲート電圧 V_{GE} を絞ろうとする。これが、時点fから時点mに至るときのゲート電圧 V_{GE} の減少分-0.1V（2.7V→2.6V）となり、それに応じて、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c は2.17A減少する。

[0101] メインIGBT3に直列に接続している点火コイル202のインダクタンスはとても大きい。このため、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が2.17A減少するときの電流減少率に比例して、コレクタ電圧 V_{CE} は14V以上（図12）となり、点火コイル202の2次側に接続されている点火プラグ203は、誤点火する。

[0102] 次に、本発明の実施例1にかかるイグナイタ200の動作について説明する。図3は、本発明品N o 1の電流制限時の動作波形を示す特性図である。図3には、本発明品N o 1の電流制限時のメインIGBT3のコレクタ電流 I_c 、センス抵抗 R_{sns} で発生するセンス電圧 V_{sns} 、メインIGBT3のコレクタ電圧 V_{CE} 、および、メインIGBT3のゲート電圧 V_{GE} の各動作波形を示す。また、図3には、本発明品N o 1の動作中の任意の時点 t を、時間経過に沿って順に符号a（またはP）、b、c、d1（またはQ）、d2（またはR）と示す（図4、5についても同様）。 I_{CLosc} （＝0.35A）は、電流制限時のメインIGBT3のコレクタ電流 I_c のオーバーシュートである。本発明品N o 2の動作波形は図示省略するが、本発明品N o 2についても本発明品N o 1と類似した動作波形になる。

[0103] 図3に示すように、本発明品N o 1において、コレクタ電流 I_c のオーバーシュート（ I_{CLosc} ）が0.35Aで、点火コイル202の二次側電圧（オーバーシュート電圧）は、0.5kVとなる。このように、センスIGBT4をメインIGBT3から150 μ mの位置に配置することで、コレクタ電流 I_c のオーバーシュート（ I_{CLosc} ）および点火コイル202の二次側電圧を実験品よりも大幅に低減することができる。

[0104] 図3を用いて、本発明の実施例1にかかるイグナイタ200の動作を詳しく説明する。何らかの異常（例えば過電流）が発生したとき、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o より小さく正常動作電流より大きな所定の電流（異常と判断される電流）に達した時点Pで、センス電圧 V_{sns} に基づいて制御IC部2からのゲート電圧 V_{GE} の低下の指令が発せられる。この指令に基づいて、ゲート電圧 V_{GE} は、過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GEo} に低下する（時点Q）。このとき、センス電圧 V_{sns} は、ゲート電圧特定値 V_{GEo} を決めている飽和センス電圧 $V_{sns o}$ まで上昇して、時点Q以降一定になりほぼ飽和センス電圧 $V_{sns o}$ を維持する（飽和する）。この時点Qでは、コレクタ電流 I_c は飽和領域になく線形領域にある。コレクタ電流 I_c は、ゲー

ト電圧特定値 V_{GE0} で抑えられる過電流制限電流値 I_o まで上昇してこの過電流制限電流値 I_o で一定になる（飽和する）。そのために、従来品のようにコレクタ電流 I_c には電流制限時に落差がほぼ生じず、オーバーシュート（ $ICLo_{sc}$ ）が実験品よりも抑制される。

[0105] このことから、次のことがわかる。メインIGBT3のコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o で一定になる（飽和する）前に、センス電圧 V_{sns} が飽和センス電圧 V_{sns0} で一定になる（飽和する）。さらに、このセンス電圧 V_{sns} が飽和する前に、ゲート電圧 V_{GE} の低下の指令が制御IC部2から与えられ（時点P）、ゲート電圧 V_{GE} は5.0Vから低下して過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GE0} （=2.6V）になり一定になる。ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GE0} （=2.6V）に低下した時点Qでは、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c はまだ線形領域にあり、ゲート電圧特定値 V_{GE0} で抑制されないため上昇を続ける。コレクタ電流 I_c がゲート電圧特定値 V_{GE0} で抑えられる過電流制限電流値 I_o に達した時点Rで、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o となり一定となる（飽和する）。そのため、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c のオーバーシュート（ $ICLo_{sc}$ ）は極めて小さくなる。

[0106] 本発明品でこのような現象が起こるのは、メインIGBT3のコレクタ電流 I_c の一部（正孔電流）がセンスIGBT4へ流れ込むためである。この流れ込みによって、センスIGBT4に流れる電流が大きくなり、センスIGBT4が飽和電流（飽和センス電圧 V_{sns0} に相当するセンス電流 I_{sns} ）に到達する時点Qが早まる。その結果、時点Qでは、ゲート電圧 V_{GE} はゲート電圧特定値 V_{GE0} に低下するが、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o に達する前であり、かつ飽和領域にある。そのため、ゲート電圧特定値 V_{GE0} で抑制される過電流制限電流値 I_o までコレクタ電流 I_c は上昇を続ける。その後、コレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o に達した段階（時点R）で一定になる。そのため、コレクタ電流 I_c のオーバーシ

ュートは小さくなる。このことは、センス IGBT 4 をメイン IGBT 3 に近づけるほど効果が大きくなる（図 6、図 7 参照）。

[0107] 次に、上記の本発明品 N o 1 の作用効果について説明する。図 4 は、本発明品 N o 1 のメイン IGBT 3 のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡 B 2 を示す特性図である。図 4 において、本発明品 N o 1 のメイン IGBT 3 およびセンス IGBT 4 の出力特性をそれぞれ B 1, C 1 とし、実験品 N o 1 のメイン IGBT 3 およびセンス IGBT 4 の出力特性をそれぞれ E 1, F 1 とする。そして、電流制限時の本発明品のメイン IGBT 3 およびセンス IGBT 4 のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡をそれぞれ B 2、C 2 とする。実験品 N o 1 のメイン IGBT 3 およびセンス IGBT 4 のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡をそれぞれ E 2, F 2 とする。

[0108] 図 4 には、本発明品 N o 1 のメイン IGBT 3 の出力特性 B 1 に、電流制限時のメイン IGBT 3 のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡 B 2 を重ね合わせて示す。また、図 4 には、実験品 N o 1（図 13 参照）のセンス IGBT 4 のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡 E 2 も参考までに点線で示した。また、ゲート電圧 V_{GE} も数値で示した。

[0109] 図 4 の本発明品 N o 1 は、上述したようにメイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L は $150\mu m$ である。一方、図 13 の実験品 N o 1 は、上述したようにメイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L は $800\mu m$ である。このように、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L は本発明品 N o 1 と実験品 N o 1 とでそれぞれ異なるが、メイン IGBT 3 の出力特性 B 1、E 1 は本発明品 N o 1 と実験品 N o 1 とで殆ど同じである。

[0110] ここで、線形領域での本発明品 N o 1 の出力特性 B 1 と電流制限時のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡 B 2 とに若干のずれがあることの理由を説明する。本発明品 N o 1 の出力特性 B 1 は、メイン IGBT 3 のみを半導体チップの状態でプロービング (probing) して測定して

いる。一方、電流制限時のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡 B_2 は、メインIGBT3の半導体チップと制御IC部2の半導体チップとを組み合わせモールドパッケージにパッケージングした上で測定している。すなわち、出力特性と電流制限時のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡とは、測定系、パッケージなどに起因する接触抵抗や寄生容量、寄生インダクタンスが異なるためであり、これらの条件を厳密に合わせれば出力特性と電流制限時のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡との値は十分近くなる。なお、出力特性および電流制限時のコレクタ電圧 V_{CE} －コレクタ電流 I_c の動作軌跡を測定するときにはゲート電圧 V_{GE} も同時に測定した。

[0111] 本発明品N o 1の動作軌跡 B_2 において、ゲート電圧 V_{GE} は、時点a（ゲート電圧 V_{GE} 低下開始時）で5.0Vであり、時点bから時点cまでの期間で2.7Vであり、時点d1、d2では2.6V（＝ゲート電圧特定値 V_{GEo} ）である。時点cでコレクタ電流 I_c は実験品N o 1よりも小さなピーク値 I_p となる。

[0112] 一方、点線で示す実験品N o 1の動作軌跡 F_2 において、ゲート電圧 V_{GE} は、時点aから時点eまでの期間で5.0Vであり、時点fで2.7Vであり、時点gで2.6V（＝ゲート電圧特定値 V_{GEo} ）である。また、時点eでゲート電圧 V_{GE} が低下を開始し、時点fでコレクタ電流 I_c はピーク値 I_p となる。

[0113] 実験品N o 1の動作軌跡 E_2 では、時点fにおいてゲート電圧 V_{GE} が2.7Vであり、コレクタ電流 I_c が出力特性 E_1 により抑えられてピーク値 I_p となる。その後、ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GEo} （＝2.6V）に低下して、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o まで急激に低下して一定になる（飽和する）。すなわち、コレクタ電流 I_c は、ゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧特定値 V_{GEo} （＝2.6V）になる時点mではなく、その直前の時点fの2.7Vで抑えられる。この抑えられたコレクタ電流 I_c がピーク値 I_p となり、それに続いてゲート電圧 V_{GE} がゲート電圧

特定値 V_{GE0} ($= 2.6\text{ V}$) に低下して、コレクタ電流 I_c はピーク値 I_p から過電流制限電流値 I_o に急激に低下し、その後一定になる（飽和する）。このとき、ゲート電圧特定値 V_{GE0} を決めるセンス電圧 V_{sns} は、飽和センス電圧 V_{sns0} になり一定になる（飽和する）。そのため、コレクタ電流 I_c は、ピーク値 I_p から過電流制限電流値 I_o まで大きく急激に低下する。すなわち、大きなオーバーシュート ($ICLo_{sc}$) が発生する。

[0114] 一方、本発明品 $N01$ の動作軌跡 $B2$ においては、過電流が流れてコレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o に達すると、それに対応するセンス電圧 V_{sns} に基づいて、ゲート電圧 V_{GE} を低下させる指令を発する（時点 a ）。この指令に基づいて、ゲート電圧 V_{GE} は、図3からもわかるように過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GE0} ($= 2.6\text{ V}$) まで低下して一定になる（飽和する。時点 $d1$ ）。しかし、このゲート電圧特定値 V_{GE0} に低下した時点 $d1$ ではコレクタ電流 I_c は線形領域にあり、コレクタ電圧 V_{CE} が増加を始めてもコレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o を超えて流れ続ける。コレクタ電流 I_c が、このゲート電圧特定値 V_{GE0} ($= 2.6\text{ V}$) で流れる過電流制限電流値 I_o に達した時点 $d2$ で、出力特性 $B1$ によりコレクタ電流 I_c は一定になる（飽和する。ピーク値 $I_p \equiv$ 過電流制限電流値 I_o)。コレクタ電流 I_c が一定になる時点 $d2$ では小さな振動が発生するが、コレクタ電流 I_c の落差は殆どなくオーバーシュート ($ICLo_{sc}$) は 0.35 A に抑制される。また、ゲート電圧 V_{GE} が低下して一定になった時点 $d1$ で、ゲート電圧特定値 V_{GE0} ($= 2.6\text{ V}$) を決めるセンス電圧 V_{sns} は飽和センス電圧 V_{sns0} に上昇し一定になる（飽和する）。

[0115] 図5は、本発明品 $N01$ のセンスIGBT4のコレクタ電圧 V_{CE} －センス電圧 V_{sns} の動作軌跡 $C2$ を示す特性図である。図5には、本発明品 $N01$ のセンスIGBT4の出力特性 $C1$ に、センスIGBT4のコレクタ電圧 V_{CE} －センス電圧 V_{sns} の動作軌跡 $C2$ を重ね合わせて示す。図5の

動作軌跡C 2の時点a～d 1、d 2は、図4の動作軌跡B 2の時点a～d 1、d 2の時点と一致する。コレクタ電流 I_c が一定になる時点d 2（メインIGBT 3のコレクタ電流 I_c のピーク値 I_p の時点）には、センス電圧 V_{sns} は、すでに飽和領域（飽和センス電圧 V_{sns0} ）にあり、ゲート電圧 V_{GE} はゲート電圧特定値 V_{GE0} （＝2.6V）に維持されている。

[0116] 前記したように、図12において、実験品No 1では、コレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o を超えて上昇し、コレクタ電流 I_c が過電流制限電流値 I_o になる時点mまでセンス電圧 V_{sns} も上昇している。そのため、メインIGBT 3のコレクタ電流 I_c は過電流制限電流値 I_o を大きく超えて流れ、その後、過電流制限電流値 I_o まで絞られる。そのため、コレクタ電流 I_c は、ピーク値 I_p から大幅に落ち込んで低下し過電流制限電流値 I_o に落ち着く。すなわち、コレクタ電流 I_c が大きくオーバーシュートすることになる。

[0117] それに対して、図4および図5に示すように、本発明品No 1のメインIGBT 3の出力特性B 1、センスIGBT 4の出力特性C 1およびそれぞれの動作軌跡B 2、C 2から、本発明品No 1においては、ゲート電圧 V_{GE} が出力特性B 1により過電流制限電流値 I_o のコレクタ電流 I_c を流すゲート電圧特定値 V_{GE0} に低下して一定になった（飽和した）後、すなわち、センス電圧 V_{sns} が飽和センス電圧 V_{sns0} で飽和した直後、メインIGBT 3は線形領域にあり飽和していない。このため、センス電圧 V_{sns} が飽和センス電圧 V_{sns0} で飽和した直後もコレクタ電流 I_c は上昇を続けて、ゲート電圧特定値 V_{GE0} で流せる過電流制限電流値 I_o に達した時点でコレクタ電流 I_c は一定になる（飽和する）。そのため、コレクタ電流 I_c の増加から一定の過電流制限電流値 I_o への移行が滑らかに行なわれ、メインIGBT 3のコレクタ電流 I_c の落ち込みが極めて小さくなる。その結果、コレクタ電流 I_c のオーバーシュート（ I_{CLosc} ）は極めて小さくなる。

[0118] 以上より、本発明品のイグナイタ200で、オーバーシュート（ I_{CLo} ）

s c) が抑えられる理由をまとめると、以下ようになる。センス IGBT 4 とメイン IGBT 3 とを十分近づけると、メイン IGBT 3 のコレクタ電流 I_c が飽和すれば、センス IGBT 4 のセンス電流 I_{sns} も飽和する。したがって、制御 IC 部 2 が V_{sns1} でゲート電圧 V_{GE} を絞り始めて、 V_{sns2} にてコレクタ電流 I_c が飽和値（過電流制限電流値 I_o ）となったと判断してゲート電圧 V_{GE} の減少を止めたときは、センス電流 I_{sns} は飽和しているか、少なくとも飽和し始める。すると、メイン IGBT 3 のコレクタ電流 I_c は飽和しつつ、コレクタ電圧 V_{CE} も増加を始めるが、センス電流 I_{sns} は既に飽和領域にあるので、コレクタ電圧 V_{CE} が増加しても、センス電流 I_{sns} が増加することは殆ど無く、センス電圧 V_{sns} も殆ど増加しない。よって、制御 IC 部 2 はさらにゲート電圧 V_{GE} を絞る必要はなく、あっても極めて少量が減少するだけである。そのため、メイン IGBT 3 のコレクタ電流 I_c が飽和値（過電流制限電流値 I_o ）に達するべく減少する量（ I_{CLosc} ）とその電流減少率とはわずかとなり、点火コイル 202 の誘導起電力によるコレクタ電圧 V_{CE} の増加も抑えられ、点火コイル 202 の二次側電圧は点火プラグ 203 の点火閾値以下となる。

[0119] 次に、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L について説明する。図 6 は、メイン IGBT 3－センス IGBT 4 間の距離（メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離） L とセンス電流 I_{sns} との関係を示す特性図である。メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L が $50\mu m \sim 1000\mu m$ の範囲の複数の試料を作製してそれぞれセンス電流 I_{sns} を測定した結果を図 6 に示す。図 6 に示す結果より、センス IGBT 4 とメイン IGBT 3 との距離 L を小さくすることで、センス電流 I_{sns} が大きくなることが確認された。

[0120] これは、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 とはコレクタ 3a が共通でかつ並列に配置していることから、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L を近づけるとメイン IGBT 3 の電流がセンス IGBT 4 へ流れ込みセンス電流 I_{sns} が増加するためである。その結果、前記に説明し

たように、メインIGBT3のオーバーシュートが抑制される。

[0121] 図7は、メインIGBT3－センスIGBT4間の距離 L と $ICLo_{sc}$ との関係を示す特性図である。メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L が $50\mu m \sim 1000\mu m$ の範囲の複数の試料を作製してそれぞれ $ICLo_{sc}$ を測定した結果を図7に示す。図7に示す結果より、メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L を小さくすることで、オーバーシュート($ICLo_{sc}$)は小さくなることが確認された。これは、前述したように、このメインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L を近づけると、センス電圧 V_{sns} の飽和が早まり、センス電圧 V_{sns} の飽和後にメインIGBT3が飽和するようになるためである。センス電圧 V_{sns} がメインIGBT3より前に飽和するため、コレクタ電流 I_c はメインIGBT3の低いゲート電圧特定値 V_{GE0} で抑えられる過電流制限電流値 I_o まで上昇した後に一定になる(飽和する)。その結果、コレクタ電流 I_c のオーバーシュートは極めて少なくなる。さらに、本発明品No3の場合、センスIGBT4をメインIGBT3の3辺に近接配置している。そのため、センス電流 I_{sns} は本発明品No1の2辺の近接配置よりもさらに減少し、これによりオーバーシュートをより一層低減することができる。

[0122] 図7に示す結果から、メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L を $700\mu m$ 以下にすることにより、オーバーシュートが実験品No1より小さくなることが確認された。また、メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L を $200\mu m$ 以下とすることにより、大幅にオーバーシュートは小さくなる。その結果、点火プラグ203の誤点火を防止することができる。

[0123] しかし、メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L を $100\mu m$ 未満にすると、オーバーシュート($ICLo_{sc}$)は逆に急激に大きくなり、メインIGBT3のコレクタ電圧 V_{CE} は逆に発振するようになる。これは、メインIGBT3とセンスIGBT4との間の距離 L が近すぎてセンスIGBT4にメインIGBT3から流れ込む電流が極めて大きくなり、見

かけ上、センス IGBT 4 のゲイン（＝コレクタ電流／ゲート電圧）が大きくなるためと推測される。

[0124] そのため、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との距離 L を $100\mu\text{m}$ 以上 $700\mu\text{m}$ 以下にするとよい。好ましくは、メイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L を $100\mu\text{m}$ 以上 $200\mu\text{m}$ 以下にするとよい。上述したメイン IGBT 3 とセンス IGBT 4 との間の距離 L が近すぎることで生じるコレクタ電圧 V_{CE} の発振現象は、制御 IC 部 2 を調整することで防止することが可能である。

[0125] <実施例 2>

次に、実施例 2 にかかる内燃機関用点火装置の構成について説明する。図 8 は、この発明の実施例 2 にかかる内燃機関用点火装置 300 の要部の構成を示す回路図である。図 8 には、内燃機関用点火装置 300 に搭載されるワンチップイグナイタ 401 の要部回路図も示す。

[0126] 実施例 2 にかかる内燃機関用点火装置 300 が実施例 1 にかかる内燃機関用点火装置 100 と異なる点は、IGBT 部 1 と制御 IC 部 2 とを同一の半導体基板 30（一つの半導体チップ）に形成している点である。この場合も、図 8 のワンチップイグナイタ 401 によって、図 1 のマルチチップイグナイタ 201 の場合と同じ効果が得られる。

[0127] 図 8 のワンチップイグナイタ 401 は内燃機関用点火装置 300 に搭載される。このような内燃機関用点火装置 300 においても、実施例 1 の内燃機関用点火装置 100 と同様の効果を得ることができる。

[0128] 以上、説明したように、本発明によれば、デプレッション型 IGBT を設けなくても、電流制限時にメイン IGBT のコレクタ電流のオーバーシュートを防止することができる。また、本発明によれば、デプレッション型 IGBT を設けないことでイグナイタの小型化を図り、かつメイン IGBT のコレクタ電流のオーバーシュートの抑制を可能とし、小型で誤点火を防止した内燃機関用点火装置を提供することができる。

[0129] 以上において本発明は種々変更可能であり、上述した各実施の形態におい

て、たとえば各部の寸法や表面濃度等は要求される仕様等に応じて種々設定される。また、上述した各実施例では、プレーナ型ゲート構造の I G B T を例に説明しているが、これに限るものではなく本発明はトレンチ型ゲート構造の I G B T にも適用可能である。また、本発明は、導電型を反転させても同様に成り立つ。

産業上の利用可能性

[0130] 以上のように、本発明にかかるイグナイタ、イグナイタの制御方法および内燃機関用点火装置は、自動車のイグナイタなどに使用されるパワー半導体装置に有用である。

符号の説明

- [0131]
- 1 I G B T 部
 - 2 制御 I C 部
 - 3 メイン I G B T
 - 3 a コレクタ
 - 3 b, 4 b ゲート
 - 3 c, 4 c エミッタ
 - 4 センス I G B T
 - 4 e p^+ 引き抜き領域
 - 5 G C 間ツェナーダイオード
 - 6 G E 間ツェナーダイオード
 - 7 ダイオード
 - 8, 10 抵抗
 - 8 a, 11 a 接続点
 - 9 センス G E 間ツェナーダイオード
 - 11 ツェナーダイオード
 - 40 p^+ コレクタ層
 - 41 n^+ バッファ層
 - 42 n^- ドリフト層

4 3 p ベース層
4 4 n^+ エミッタ層
4 5 ゲート絶縁膜
4 6 ゲート電極
4 7 エミッタ電極
4 8 コレクタ電極
4 9 層間絶縁膜
1 0 0, 3 0 0 内燃機関用点火装置
2 0 0 イグナイタ
2 0 1 マルチチップイグナイタ
2 0 2 点火コイル
2 0 3 点火プラグ
4 0 1 ワンチップイグナイタ
A 1, A 2 半導体チップ
B M, B バッテリー端子
B 1, C 1 出力特性
B 2, C 2 動作軌跡
C, C M コレクタ端子
C B G コンデンサ
G, G N D グランド端子
 I_c コレクタ電流
 I_o コレクタ電流の過電流制限電流値
 I_p コレクタ電流のピーク値
 I_{sns} センス電流
R B バッテリー抵抗
R s_{sns} センス抵抗
S I N, S 制御端子
S N S センス端子

V_{CE} コレクタ電圧

V_{GE} ゲート電圧

V_{GEo} 過電流制限電流値のコレクタ電流を流すゲート電圧特定値

V_{sns} センス電圧

$V_{sns o}$ 飽和センス電圧

請求の範囲

[請求項1] 主たる電流の通電または遮断を制御するメイン絶縁ゲート型トランジスタと、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知するセンス絶縁ゲート型トランジスタと、

前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する制御回路と、

を備えるイグナイタの制御方法であって、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れて当該過電流の値が所定の上限値に達する前に、前記制御回路によって、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるように前記ゲート電圧を低下させることを特徴とするイグナイタの制御方法。

[請求項2] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの前記過電流が所定の上限値に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流を飽和させることを特徴とする請求項1に記載のイグナイタの制御方法。

[請求項3] 主たる電流の通電または遮断を制御するメイン絶縁ゲート型トランジスタと、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知するセンス絶縁ゲート型トラン

ジスタと、

前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する制御回路と、

を備え、

前記制御回路は、当該制御回路から出力される前記ゲート電圧を減少させて前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに流れる過電流を制限し、

前記制御回路によって前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるときの前記ゲート電圧の電圧値に前記ゲート電圧が減少された時点において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流が飽和領域にあることを特徴とするイグナイタ。

[請求項4] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと前記センス絶縁ゲート型トランジスタとの間隔は、 $100\mu\text{m}$ 以上 $700\mu\text{m}$ 以下であることを特徴とする請求項3に記載のイグナイタ。

[請求項5] 前記センス絶縁ゲート型トランジスタの周囲は、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタから前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流入するキャリアを引き抜くキャリア引き抜き層で矩形状に囲まれていることを特徴とする請求項3に記載のイグナイタ。

[請求項6] 第1導電型の第1半導体層と、
前記第1半導体層の第1主面側の表面層に選択的に設けられた第2導電型の第2半導体層と、

前記第2半導体層の内部に選択的に設けられた第1導電型の第3半導体層と、

前記第2半導体層の、前記第3半導体層と前記第1半導体層とに挟

まれた部分の表面上に第1ゲート絶縁膜を介して設けられた第1ゲート電極と、

前記第2半導体層および前記第3半導体層に電氣的に接続された第1主電極と、を有するメイン絶縁ゲート型トランジスタと、

前記第1半導体層の第1主面側の表面層に、前記第2半導体層と離して選択的に設けられた第2導電型の第4半導体層と、

前記第4半導体層の内部に選択的に設けられた第1導電型の第5半導体層と、

前記第4半導体層の、前記第5半導体層と前記第1半導体層とに挟まれた部分の表面上に第2ゲート絶縁膜を介して設けられた第2ゲート電極と、

前記第1主電極、前記第4半導体層および前記第5半導体層に電氣的に接続された第2主電極と、を有するセンス絶縁ゲート型トランジスタと、

を備え、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと前記センス絶縁ゲート型トランジスタの間の距離は、 $100\mu\text{m}$ 以上 $700\mu\text{m}$ 以下であることを特徴とするイグナイト。

[請求項7] 前記距離は、 $100\mu\text{m}$ 以上 $200\mu\text{m}$ 以下であることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項8] 前記センス絶縁ゲート型トランジスタの周囲は、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタから前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流入するキャリアを引き抜くキャリア引き抜き層で矩形状に囲まれていることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項9] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、前記センス絶縁ゲート型トランジスタの周囲の一部を囲むように当該センス絶縁ゲート型トランジスタに対向する隣り合う2辺からなるL字状部分または隣り合う3辺からなる凹状部分をもつ多角形状の平面形状を有することを特徴

とする請求項6に記載のイグナイタ。

[請求項10]

前記第1半導体層の第1主面側の表面上に、

前記第2ゲート電極と前記第1主電極との間に接続されるサージ保護用のセンスツェナーダイオードと、

前記第1主電極と前記第2主電極との間に接続され、前記第2主電極の電位を前記第1主電極の電位よりも高くする非対称双方向ダイオードと、をさらに備え、

前記センスツェナーダイオードおよび前記非対称双方向ダイオードは、それぞれ、前記センス絶縁ゲート型トランジスタの、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに対向していない部分に対向するように配置されていることを特徴とする請求項6に記載のイグナイタ。

[請求項11]

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、前記第1主電極と前記第2主電極とが前記非対称双方向ダイオードの電極を介して接続されるように配置されていることを特徴とする請求項10に記載のイグナイタ。

[請求項12]

前記センスツェナーダイオードの平面上の面積は、前記非対称双方向ダイオードの平面上の面積よりも大きいことを特徴とする請求項10に記載のイグナイタ。

[請求項13]

少なくとも前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタが形成される第1半導体チップと、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタを制御する制御回路が形成される第2半導体チップと、で構成されるマルチチップイグナイタであることを特徴とする請求項6に記載のイグナイタ。

[請求項14]

少なくとも前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと、前記センス絶縁ゲート型トランジスタと、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタを制御する制御回路とを同一の半導体チップに形成したワンチップイグナイタであることを特徴

とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項15] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、

前記第1半導体層の第2主面側に設けられた第2導電型の第6半導体層と、

前記第6半導体層に電氣的に接続された第3主電極を備えた絶縁ゲート型バイポーラトランジスタであることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項16] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタおよび前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、

前記第1半導体層の第2主面側に設けられた第1導電型の第6半導体層と、

前記第6半導体層に電氣的に接続された第3主電極を備えた絶縁ゲート型電界効果トランジスタであることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項17] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタは、プレーナ型ゲート構造、または、前記第3半導体層および前記第2半導体層を貫通して前記第1半導体層に達するトレンチの内部に前記第1ゲート絶縁膜を介して前記第1ゲート電極が設けられたトレンチゲート構造であることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項18] 前記センス絶縁ゲート型トランジスタは、プレーナ型ゲート構造、または、前記第5半導体層および前記第4半導体層を貫通して前記第1半導体層に達するトレンチの内部に第2ゲート絶縁膜を介して前記第2ゲート電極が設けられたトレンチゲート構造であることを特徴とする請求項6に記載のイグナイト。

[請求項19] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を減少させて前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに流れる過電流を制限する制御回路をさらに備え、

前記制御回路によって前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるときの前記ゲート電圧の電圧値に前記ゲート電圧が減少された時点において、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流が飽和領域にあることを特徴とする請求項6に記載のイグナイタ。

[請求項20] 前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れて当該過電流の値が所定の上限値に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるように前記メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を低下させる制御回路をさらに備えることを特徴とする請求項6に記載のイグナイタ。

[請求項21] 請求項3～20のいずれか一つに記載のイグナイタを搭載することを特徴とする内燃機関用点火装置。

[請求項22] 主たる電流の通電または遮断を制御するメイン絶縁ゲート型トランジスタと、

前記メイン絶縁ゲート型トランジスタと同一の半導体基板に、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタに並列に配置され、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を検知するセンス絶縁ゲート型トランジスタと、

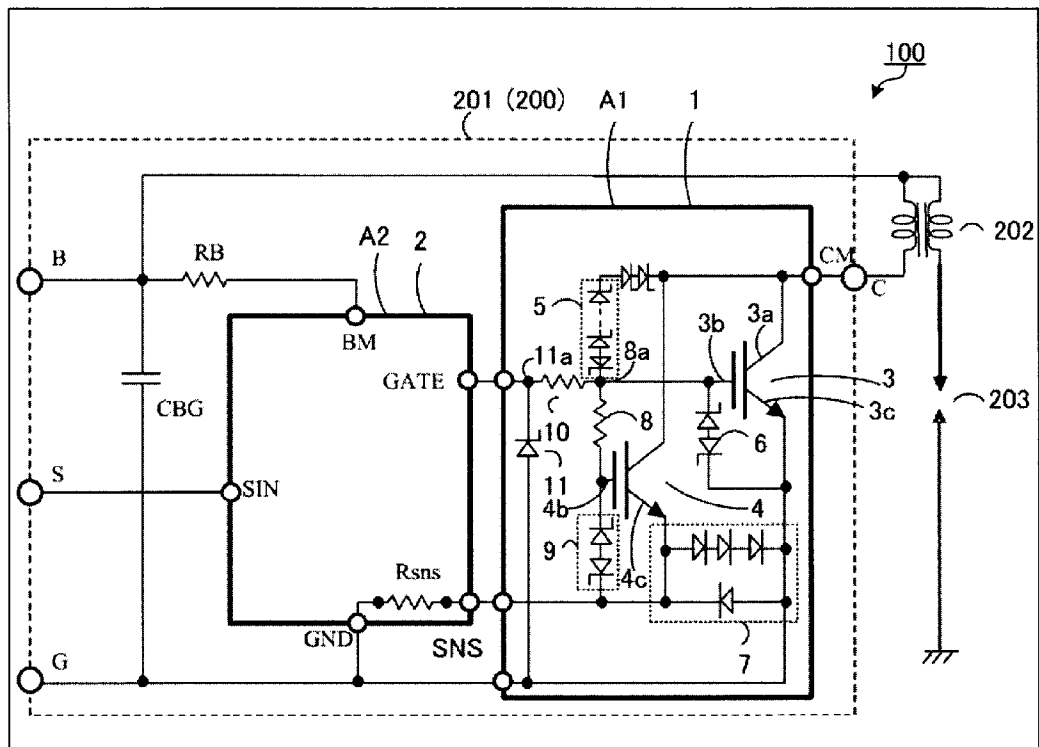
前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出し、当該算出された前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値に応じて当該メイン絶縁ゲート型トランジスタのゲート電圧を制御することにより前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流を制御する制御回路と、を備えたイグナイタを搭載し、

前記イグナイタを制御して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタに過電流が流れて当該過電流の値が所定の上限値に達する前に、前記

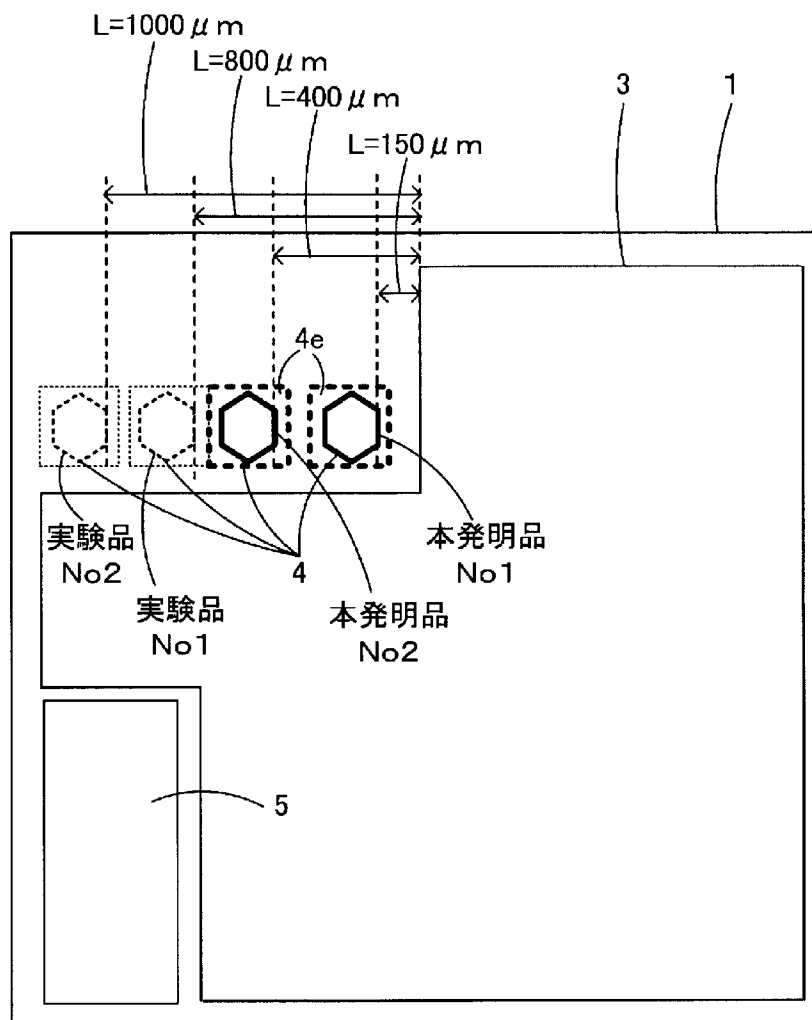
制御回路によって、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流値から前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流値を算出して、当該メイン絶縁ゲート型トランジスタの電流が前記過電流の所定の上限値になるように前記ゲート電圧を低下させることを特徴とする内燃機関用点火装置。

[請求項23] 前記イグナイタを制御して、前記メイン絶縁ゲート型トランジスタの前記過電流が所定の上限値に達する前に、前記センス絶縁ゲート型トランジスタに流れるセンス電流を飽和させることを特徴とする請求項22に記載の内燃機関用点火装置。

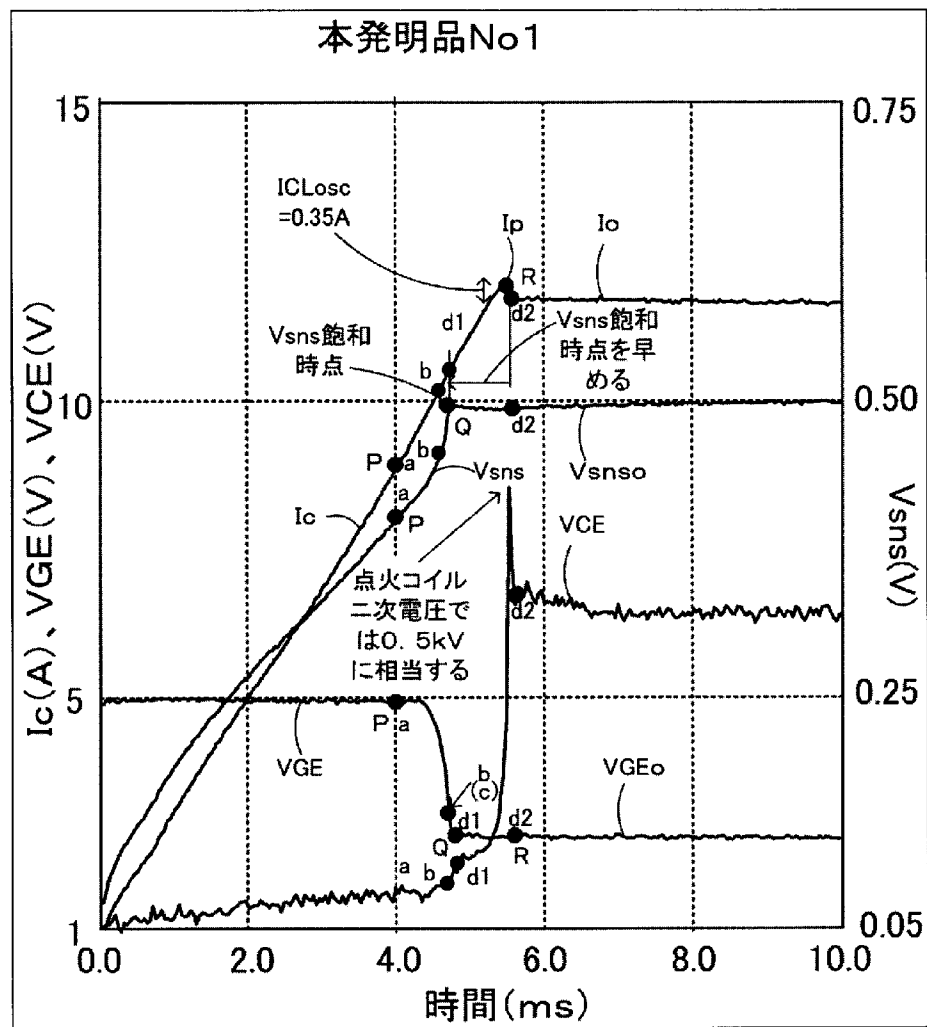
[図1]



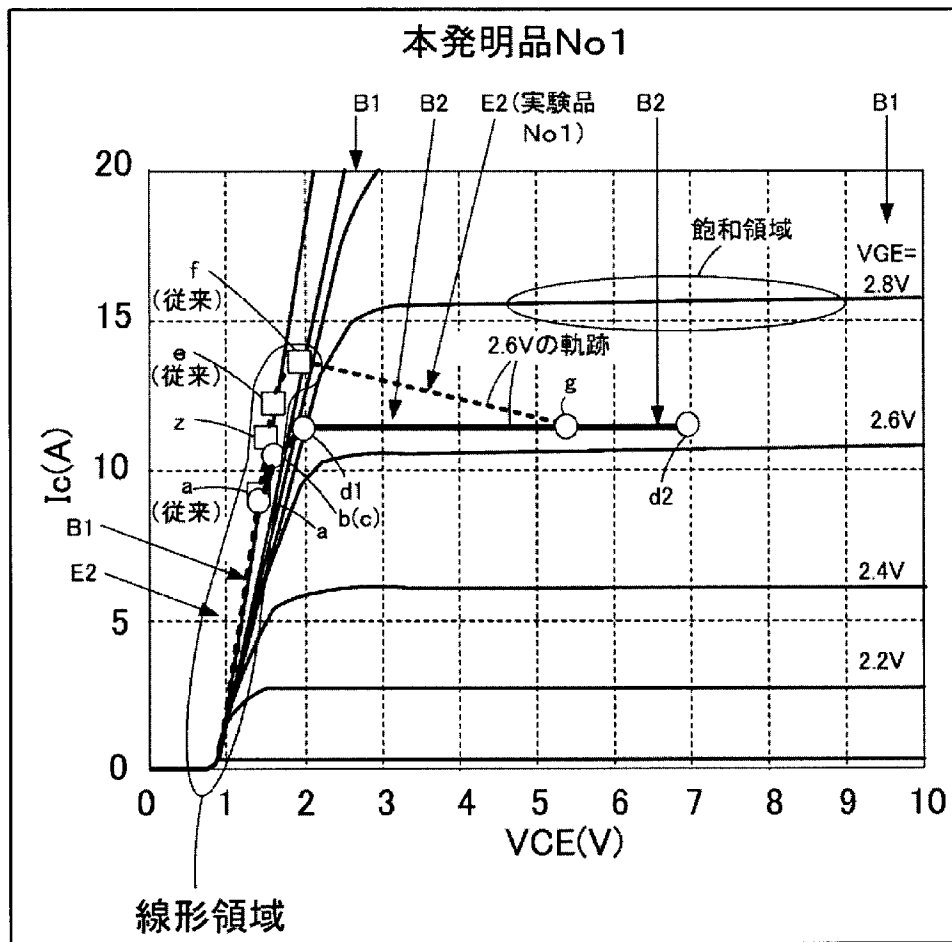
[図2]



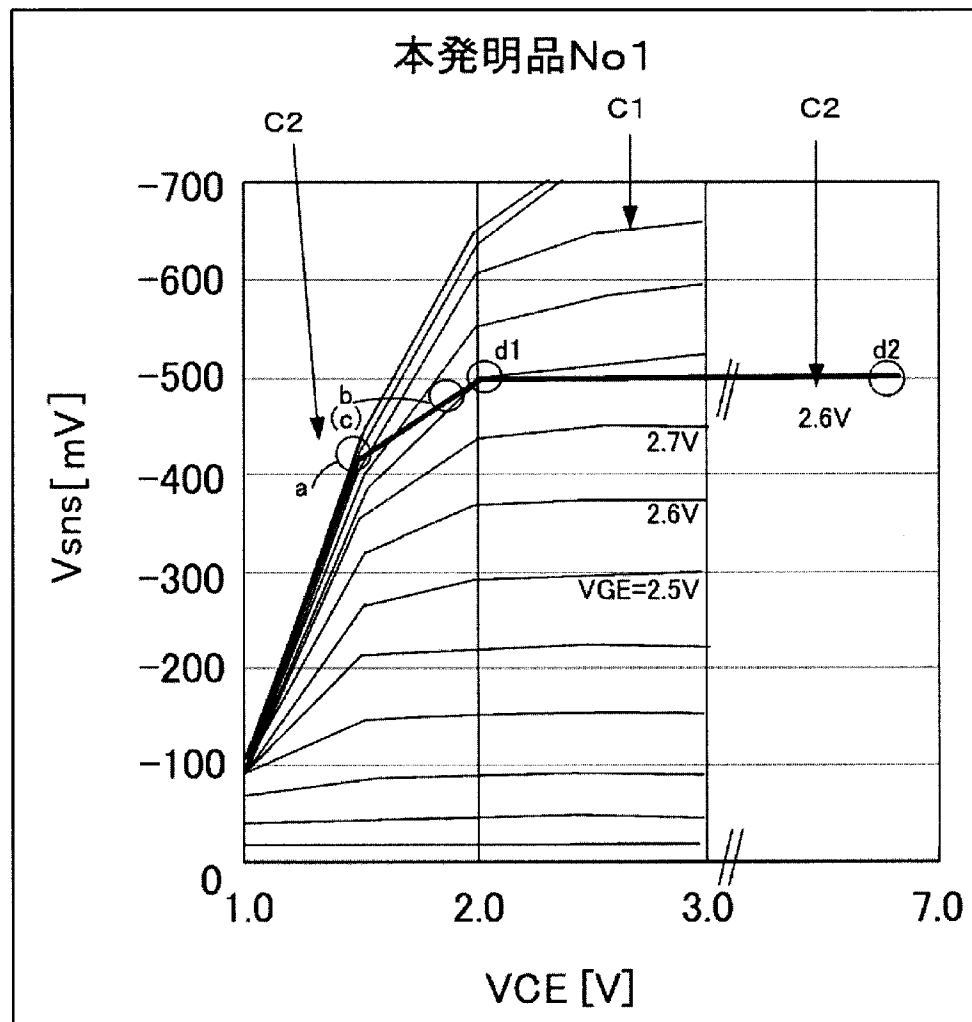
[図3]



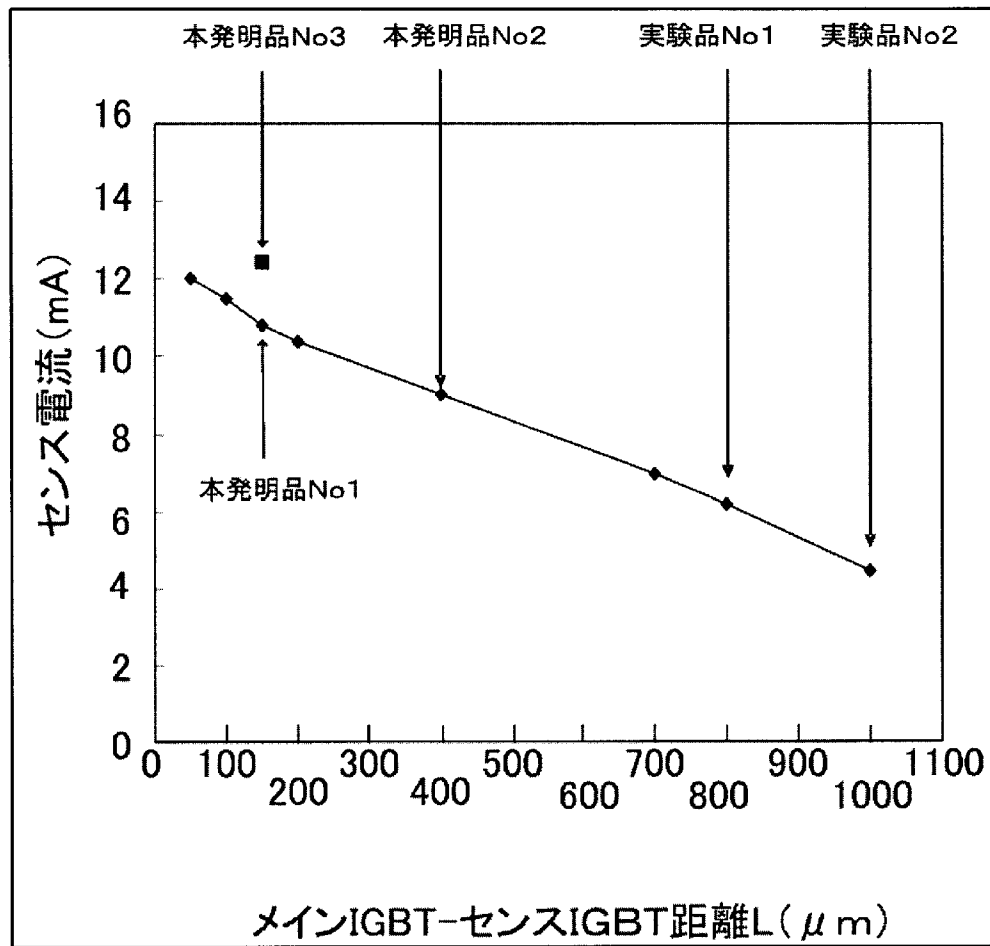
[図4]



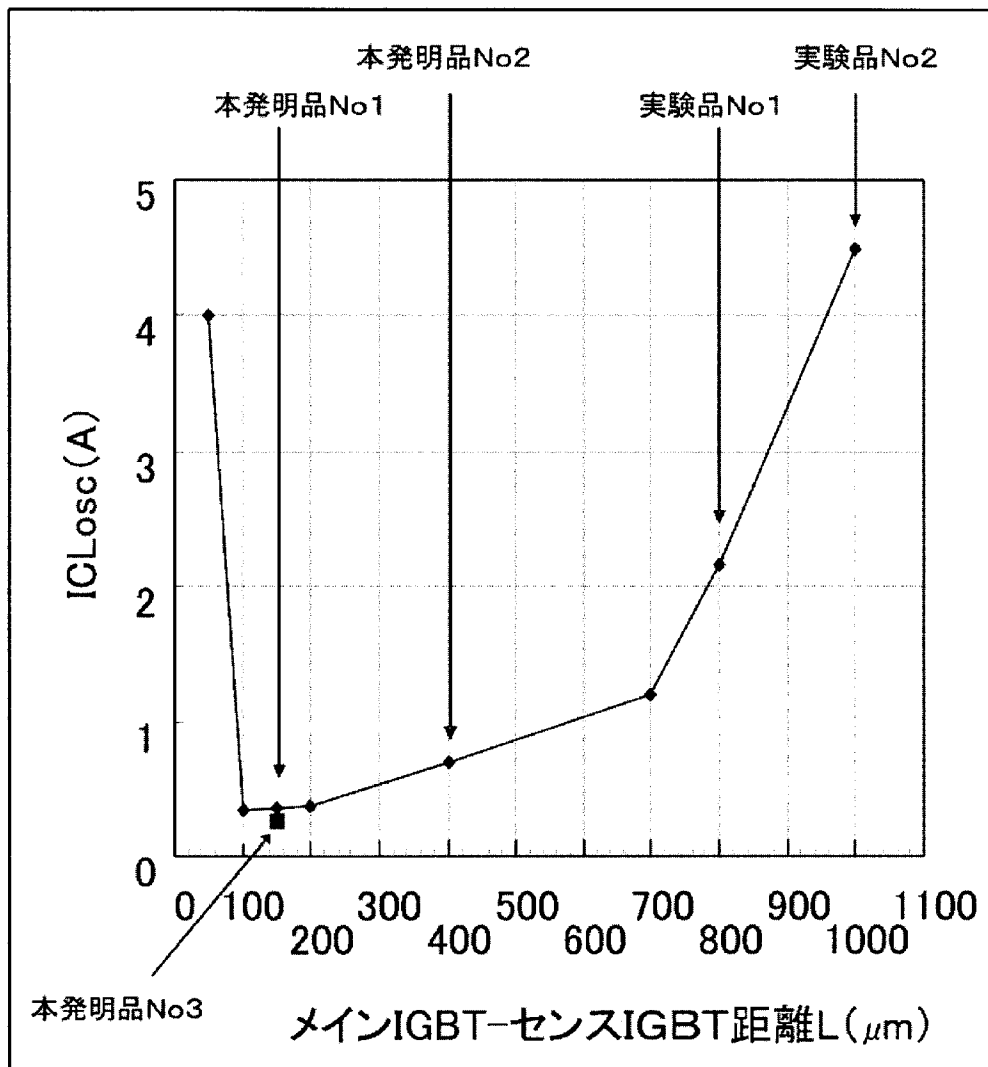
[図5]



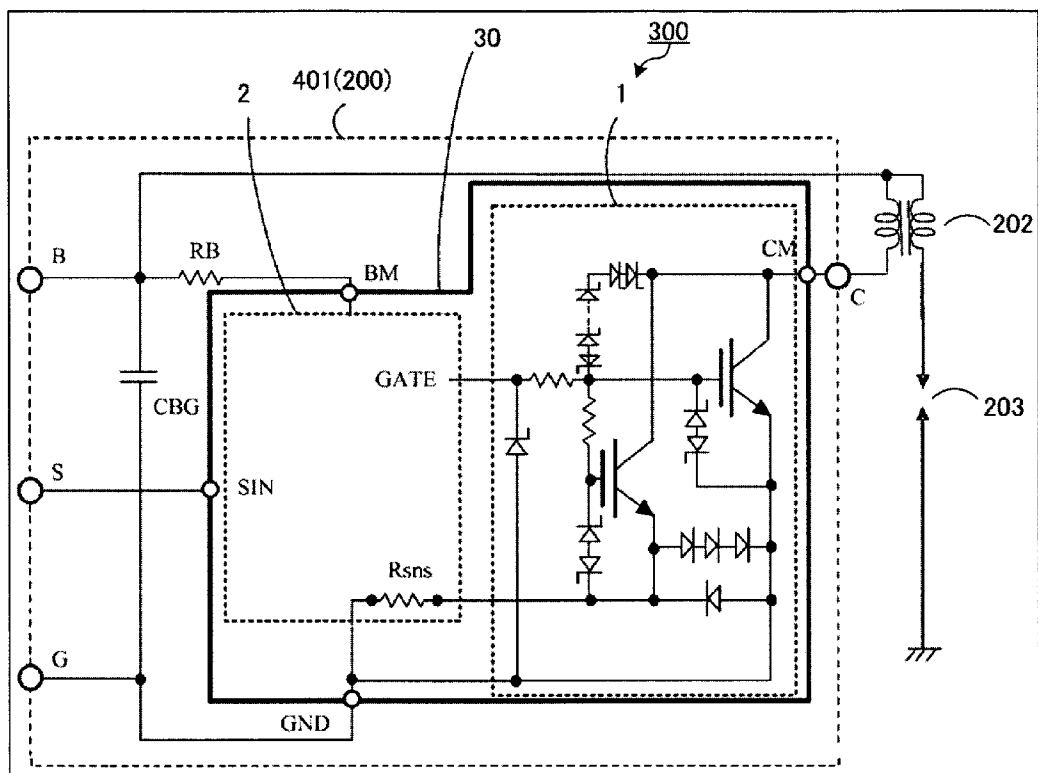
[図6]



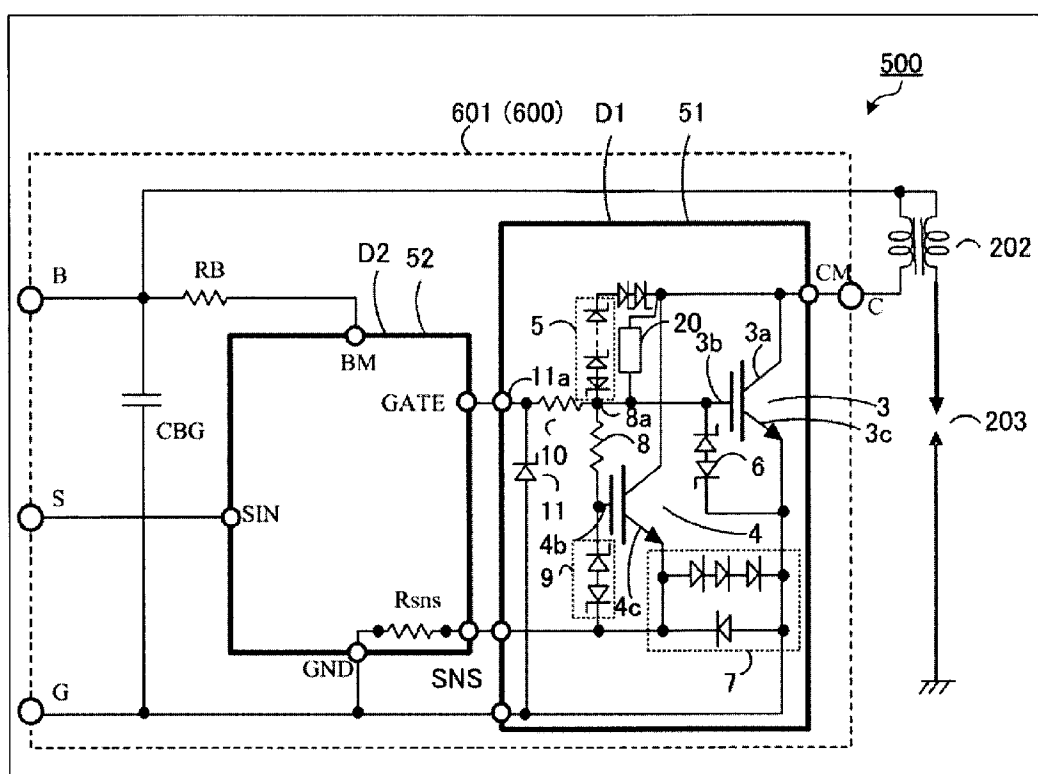
[図7]



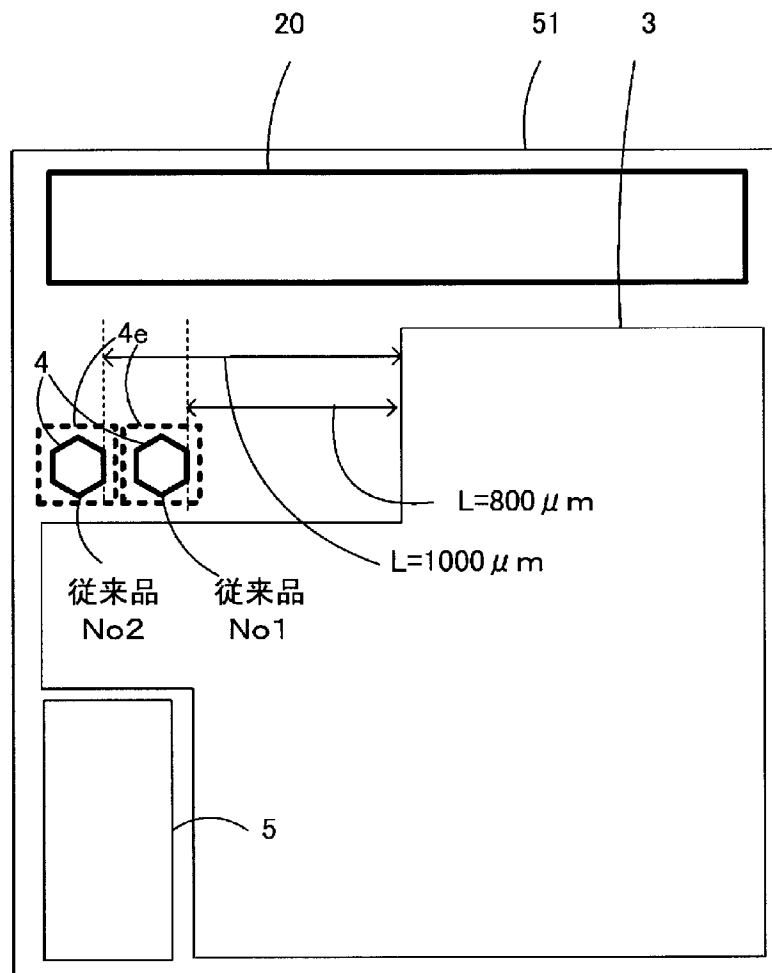
[図8]



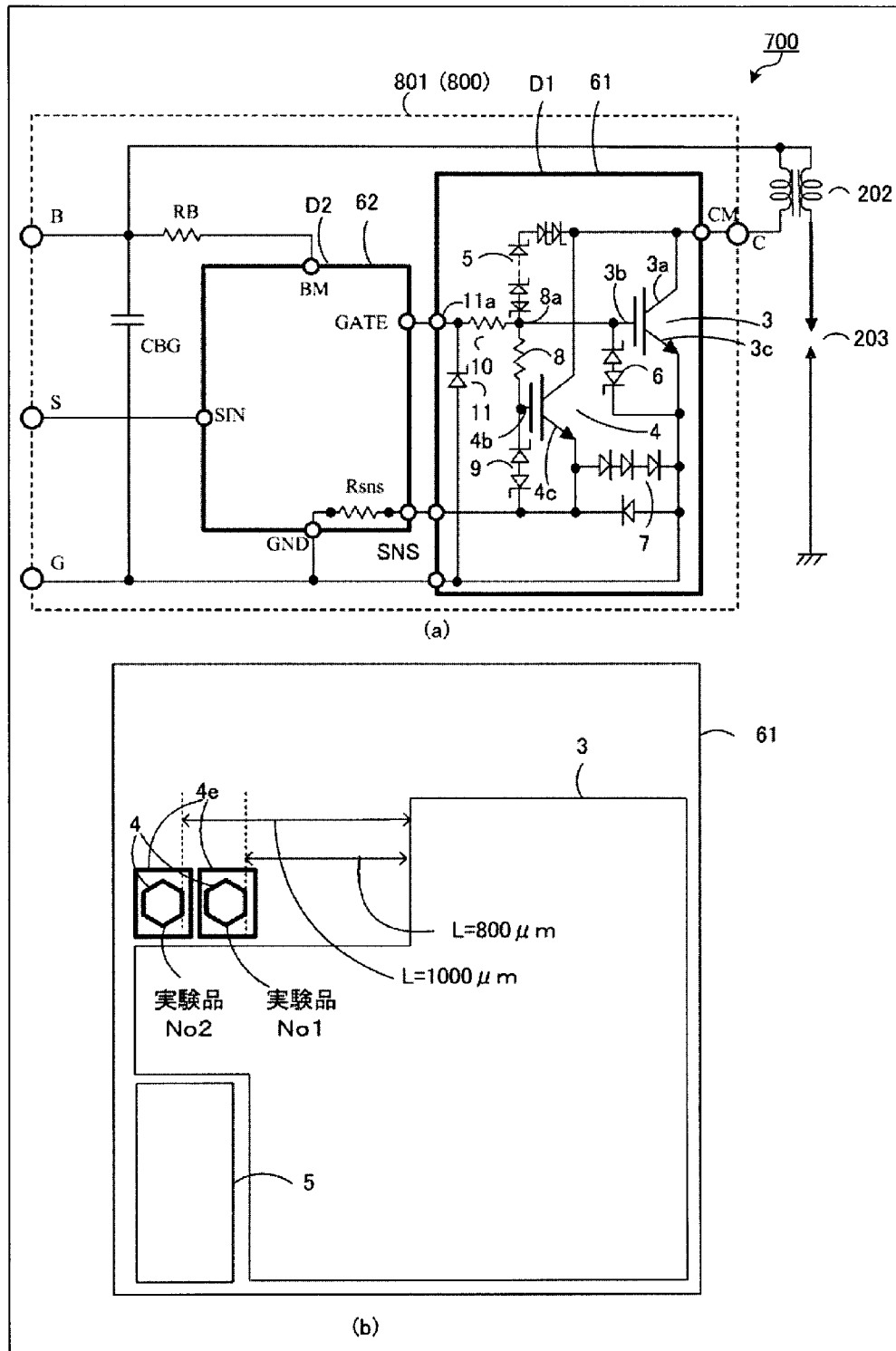
[図9]



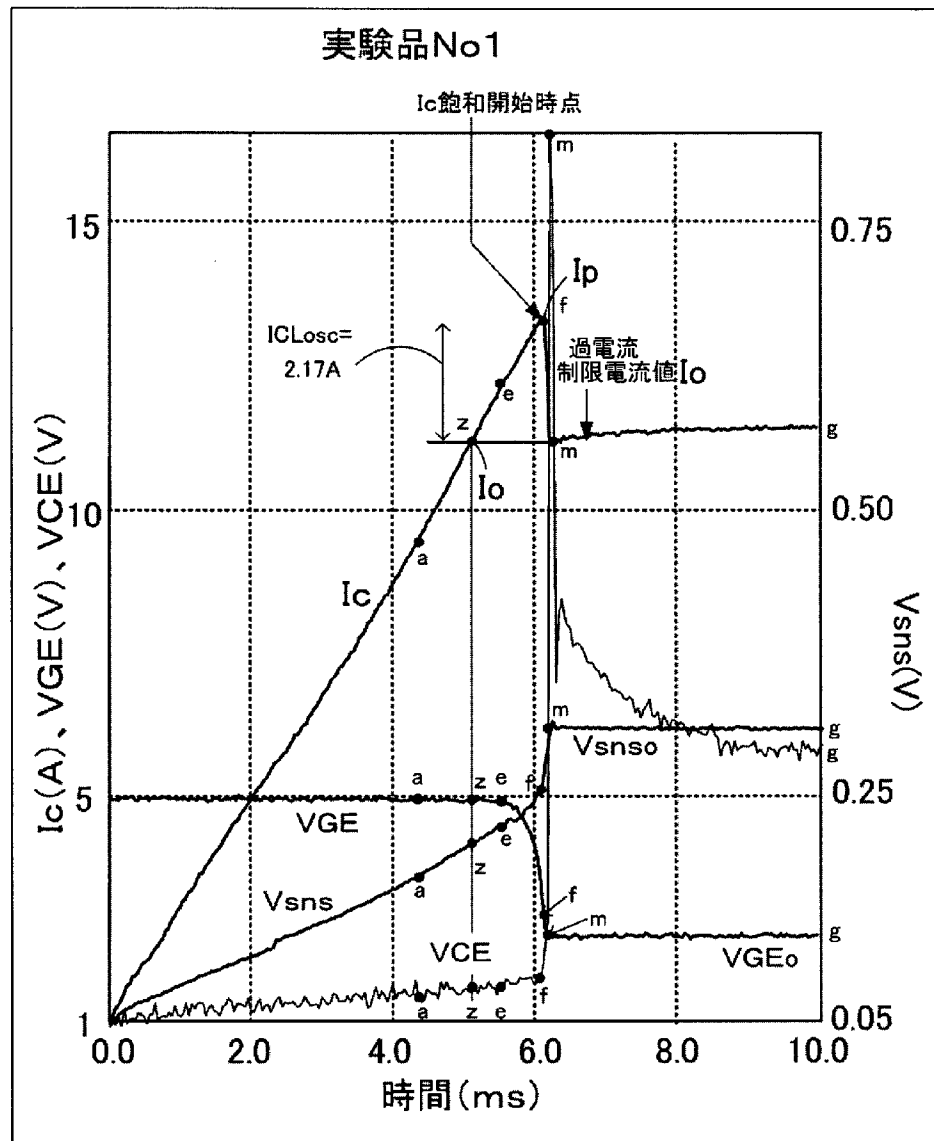
[図10]



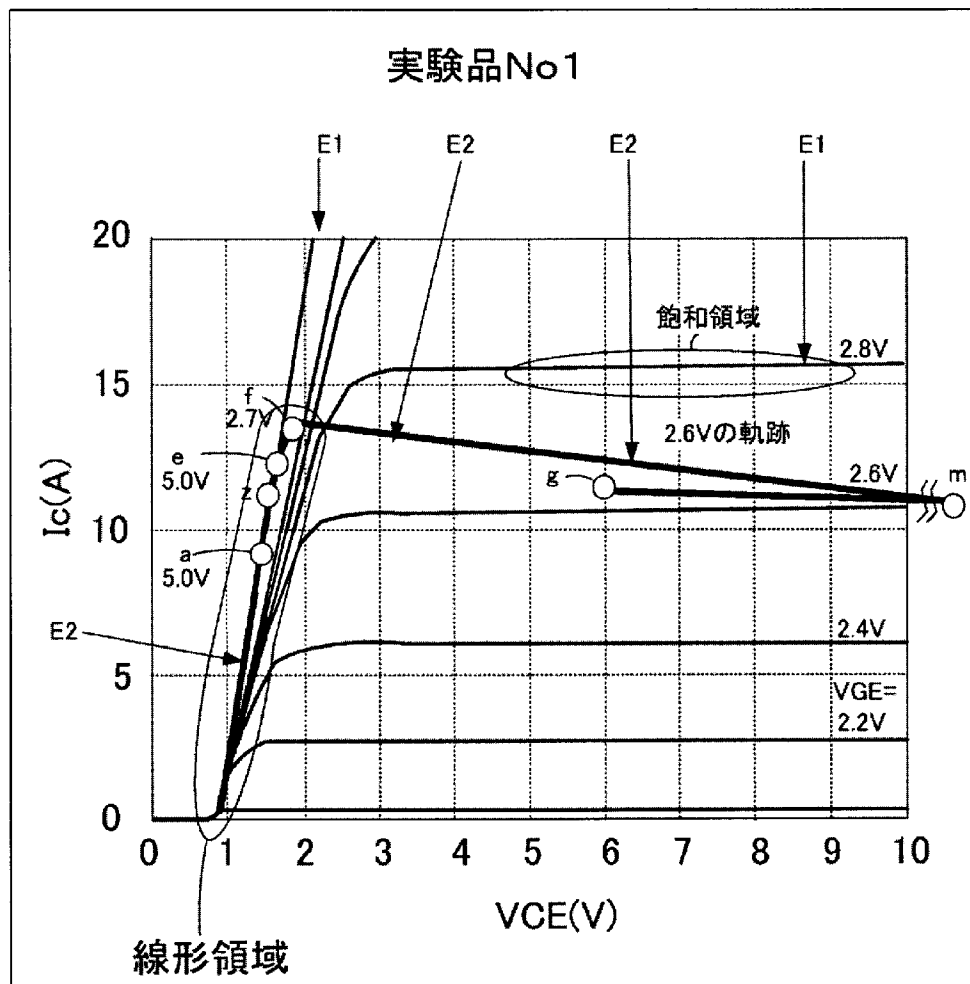
[図11]



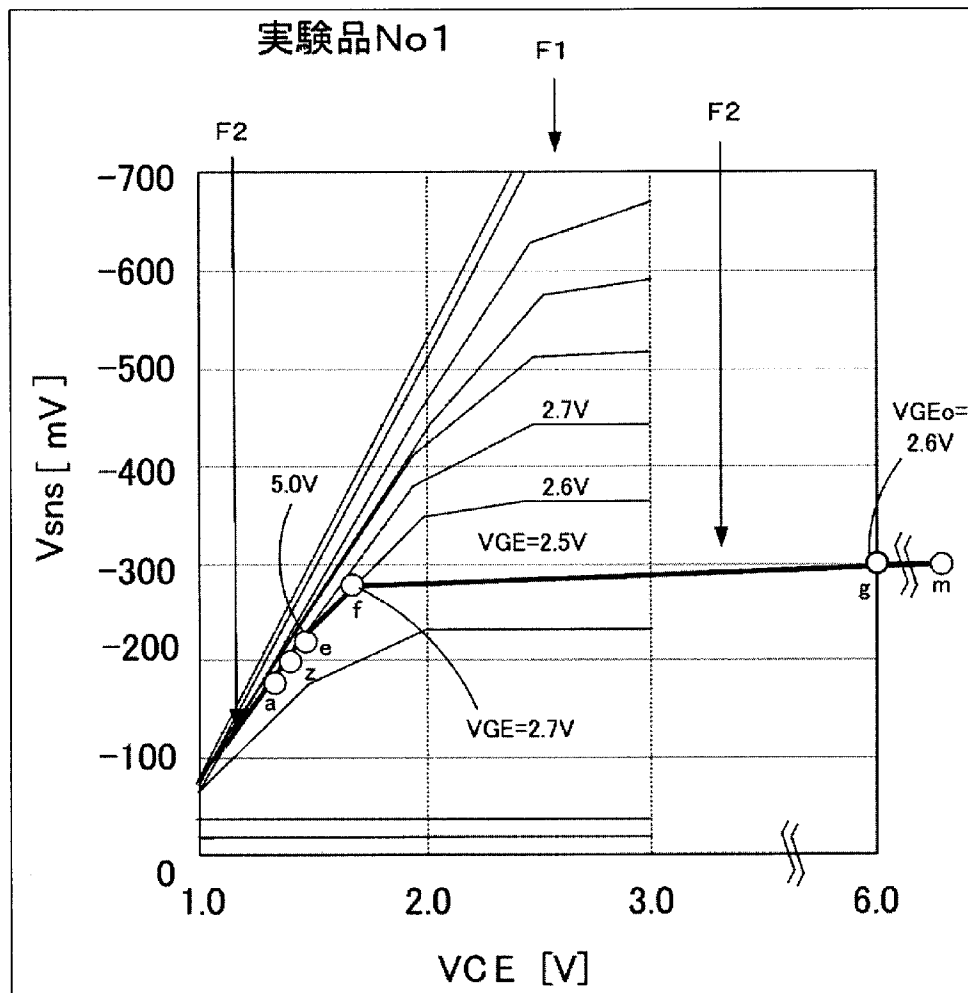
[図12]



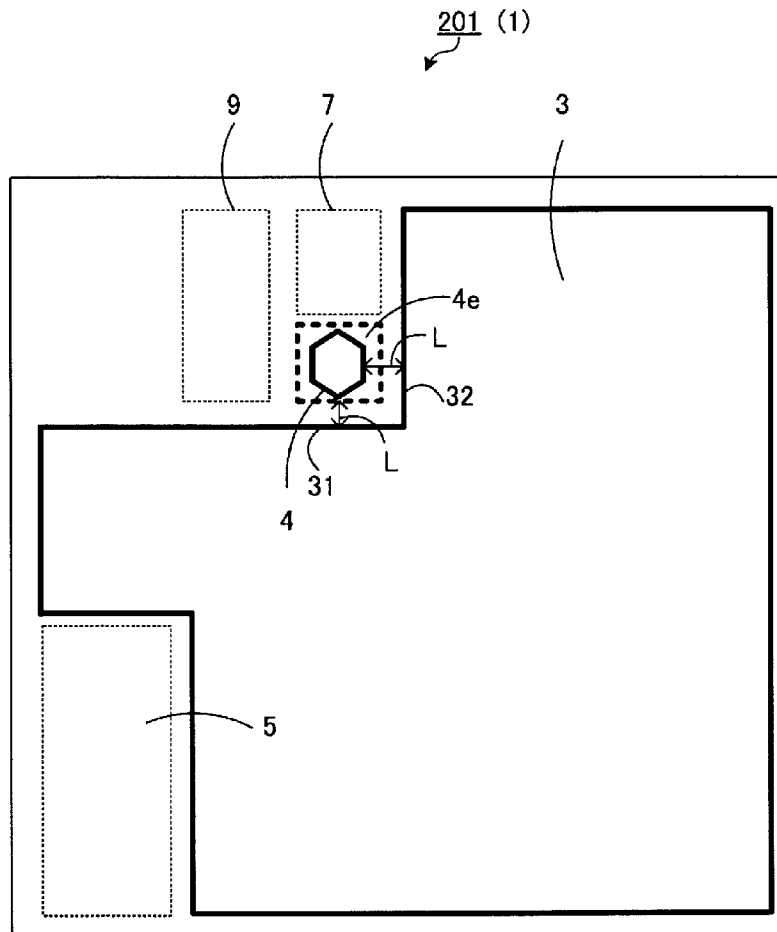
[図13]



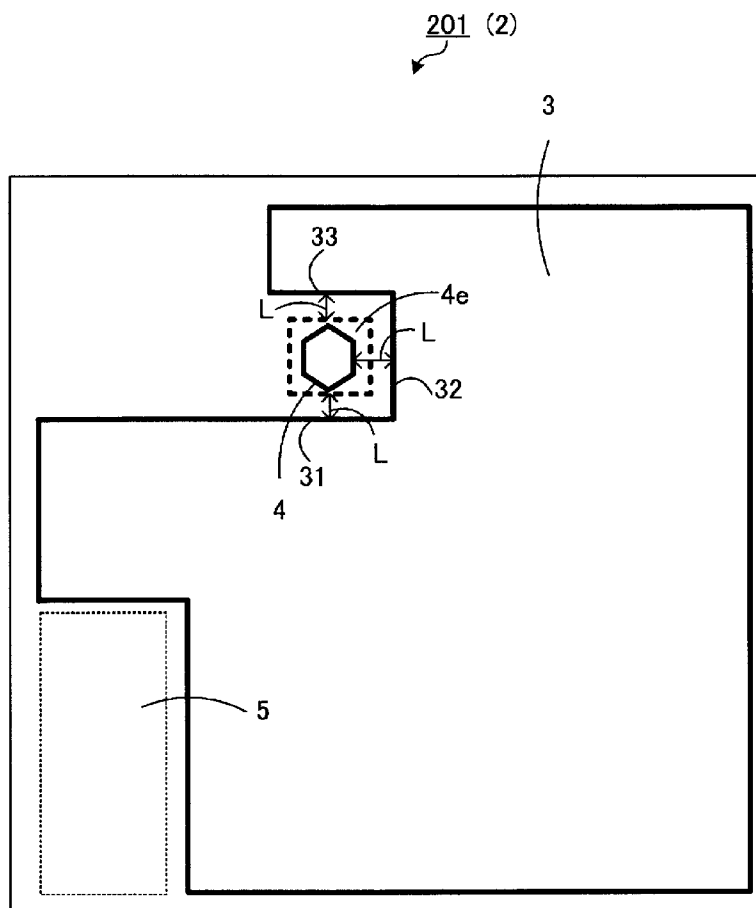
[図14]



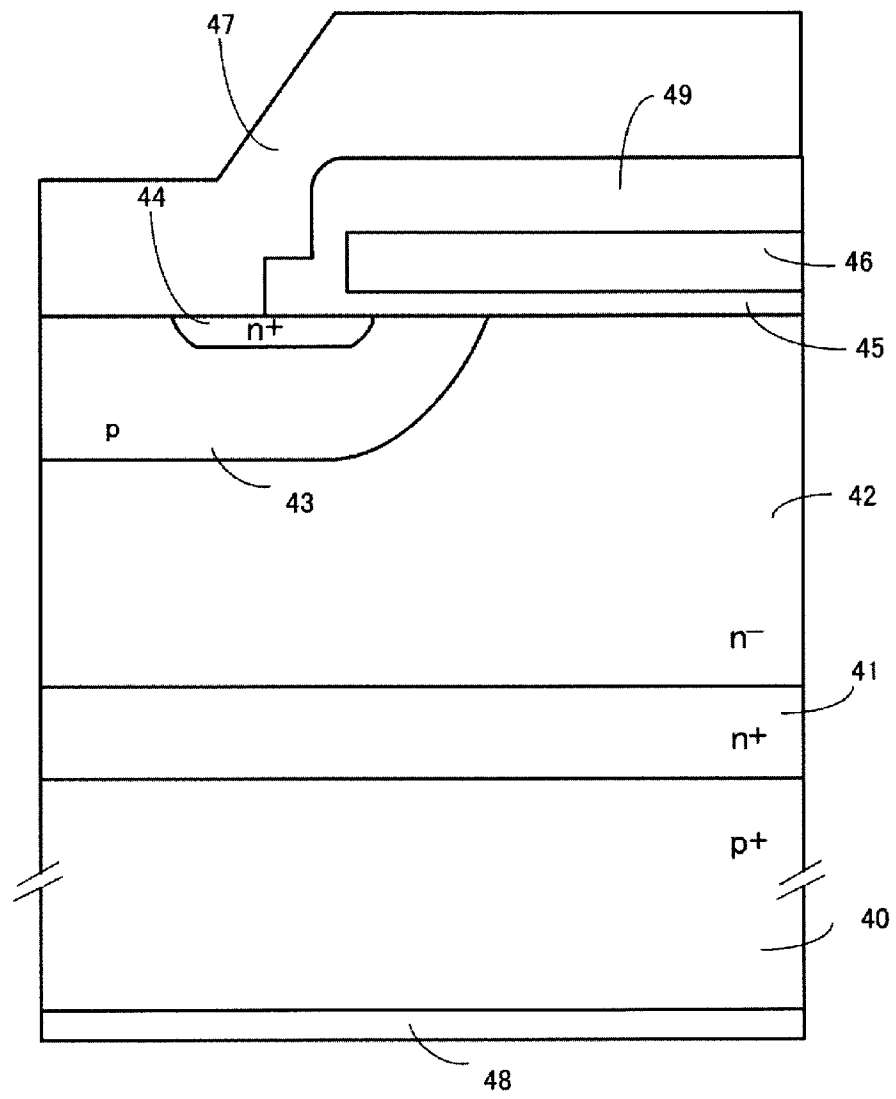
[図15]



[図16]



[図17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/073431

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

F02P3/04(2006.01)i, H01L27/04(2006.01)i, H01L29/739(2006.01)i, H01L29/78(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

F02P3/04, H01L27/04, H01L29/739, H01L29/78

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 7-245394 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 19 September 1995 (19.09.1995), paragraphs [0016] to [0022]; fig. 1 to 2 & US 5557128 A & US 5559355 A & EP 670601 A2	6-9, 15 13-14, 16-18 1-5, 10-12, 19-23
X Y A	JP 2009-117786 A (Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.), 28 May 2009 (28.05.2009), paragraphs [0002] to [0008]; fig. 1, 7, 8 (Family: none)	6, 8, 10-12, 15, 21 13-14, 16-18 1-5, 7, 9, 19-20, 22-23
Y	JP 2010-45141 A (Fuji Electric Systems Co., Ltd.), 25 February 2010 (25.02.2010), paragraphs [0032] to [0048]; fig. 1 to 7 & US 2010/0059028 A1	13-14, 17-18



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"I"

later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&"

document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
11 November, 2013 (11.11.13)

Date of mailing of the international search report
19 November, 2013 (19.11.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/073431

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2000-310173 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 07 November 2000 (07.11.2000), paragraph [0028]; fig. 1 (Family: none)	16
A	JP 2004-316469 A (Denso Corp.), 11 November 2004 (11.11.2004), paragraphs [0026] to [0043]; fig. 1 to 3 & US 2004/0200463 A1 & DE 102004017495 A1	1-23
A	JP 10-325384 A (Hitachi, Ltd.), 08 December 1998 (08.12.1998), paragraphs [0018] to [0025]; fig. 1 to 2 & US 5967128 A & DE 19823459 A1	1-23

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. F02P3/04(2006.01)i, H01L27/04(2006.01)i, H01L29/739(2006.01)i, H01L29/78(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. F02P3/04, H01L27/04, H01L29/739, H01L29/78

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 3 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 3 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 3 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X Y A	JP 7-245394 A（富士電機株式会社）1995.09.19, 段落【0016】 - 【0022】, 第 1-2 図 & US 5557128 A & US 5559355 A & EP 670601 A2	6-9, 15 13-14, 16-18 1-5, 10-12, 19 -23

☒ C 欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の 1 以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 1 . 1 1 . 2 0 1 3

国際調査報告の発送日

1 9 . 1 1 . 2 0 1 3

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号

特許庁審査官（権限のある職員）

川口 真一

3 T

9 8 2 2

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 9 5

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X Y A	JP 2009-117786 A (富士電機デバイステクノロジー株式会社) 2009.05.28, 段落【0002】 - 【0008】, 第 1, 7, 8 図 (ファミリーなし)	6, 8, 10-12, 15 , 21 13-14, 16-18 1-5, 7, 9, 19-2 0, 22-23
Y	JP 2010-45141 A (富士電機システムズ株式会社) 2010.02.25, 段落 【0032】 - 【0048】 第 1-7 図 & US 2010/0059028 A1	13-14, 17-18
Y	JP 2000-310173 A (富士電機株式会社) 2000.11.07, 段落【0028】, 第 1 図 (ファミリーなし)	16
A	JP 2004-316469 A (株式会社デンソー) 2004.11.11, 段落【0026】 - 【0043】, 第 1-3 図 & US 2004/0200463 A1 & DE 102004017495 A1	1-23
A	JP 10-325384 A (株式会社日立製作所) 1998.12.08, 段落【0018】 - 【0025】, 第 1-2 図 & US 5967128 A & DE 19823459 A1	1-23