(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
2018年2月15日(15.02.2018)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2018/029928 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)

(21) 国際出願番号： PCT/JP2017/017860

(22) 国際出願日： 2017年5月11日(11.05.2017)

(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 2016-156624 2016年8月9日(09.08.2016) JP

(71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社(**HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.**) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 Ibaraki (JP).

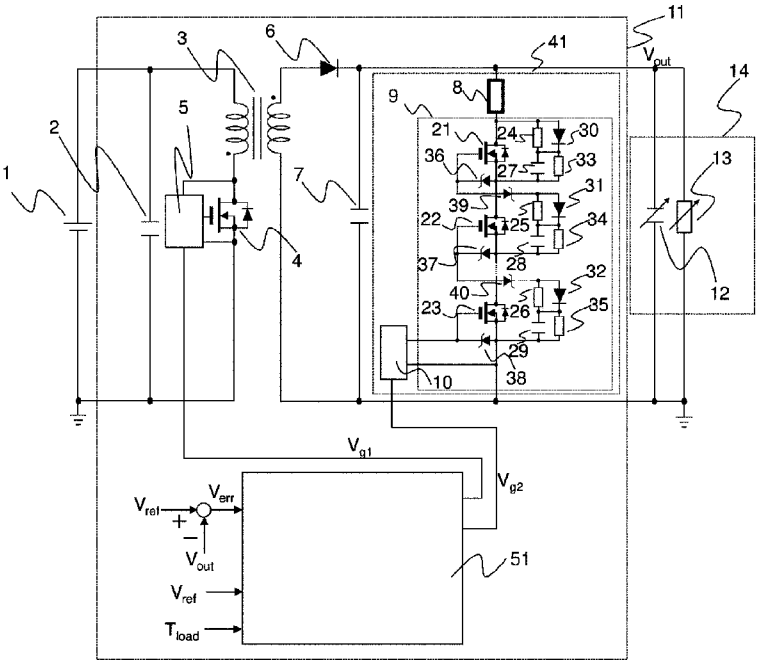
(72) 発明者: 五十嵐 大介 (**IKARASHI, Daisuke**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 石垣 卓也(**ISHIGAKI, Takuya**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 南部 達郎(**NAMBU, Tatsuro**); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 浅沼 道裕(**ASANUMA, Michihiro**); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人サンネクスト国際特許事務所(**SUNNEXT INTERNATIONAL PATENT OFFICE**); 〒1400002 東京都品川区東品川二丁

(54) **Title:** POWER CONVERTER

(54) 発明の名称： 電力変換装置

【図2】



(57) **Abstract:** Provided is a power converter that converts a DC input voltage to a DC output voltage and outputs the DC output voltage to a load, said power converter including a discharge resistor for discharging charge accumulated in the load, a discharge switch for switching the conduction state of the discharge resistor, and a discharge controller that controls the discharge switch so that the output voltage becomes a predetermined target voltage, wherein the discharge controller controls the discharge switch to interrupt the conduction through the discharge resistor when the output voltage

WO 2018/029928 A1

［続葉有］

目３番１２号 シーフォートスクエア センター ビルディング１６階 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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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, ST, 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))

is lower than a predetermined threshold voltage that is higher than the target voltage, and the discharge controller corrects the threshold voltage in response to change in the temperature of the load.

(57) 要約: 直流の入力電圧を直流の出力電圧に変換して負荷に出力する電力変換装置は、前記負荷に蓄積された電荷を放電するための放電抵抗と、前記放電抵抗の通電状態を切り替える放電スイッチと、前記出力電圧が所定の目標電圧となるように前記放電スイッチを制御する放電制御部と、を備え、前記放電制御部は、前記出力電圧が前記目標電圧よりも大きい所定の閾値電圧を下回った場合に、前記放電抵抗の通電を遮断するように前記放電スイッチを制御し、前記放電制御部は、前記負荷の温度変化に応じて前記閾値電圧を補正する。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 電気粘性流体（Ｅｌｅｃｔｒｏ-Ｒｈｅｏｌｏｇｉｃａｌ　Ｆｌｕｉｄ、以下ＥＲＦ）は、外部から電場を印加することでその粘性を変化させることができる流体である。ＥＲＦは、可動部を有さずに電気信号で流体の粘性を直接制御できるため、応答性が高いという利点がある。車両におけるＥＲＦの応用例としては、衝撃吸収、トルク制御、振動制御などのためにそれぞれ利用される、ＥＲＦダンパ、ＥＲＦクラッチ、ＥＲＦエンジンマウントなどが挙げられる。特許文献１では、ＥＲＦを利用したショックアブソーバーに高電圧を印加する電力変換装置において、ＥＲＦに蓄えられた電荷を放電するための放電スイッチを備えることで、電力変換装置の応答性を低下させることなく、電力損失の低減を図る方法について開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：日本国特開平８－９１０３１号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 特許文献１に開示の技術では、放電スイッチと並列に接続された分圧コンデンサの充電時定数に応じて放電スイッチのターンオフ時間が決定される。このターンオフ時間による無駄時間が原因となり、電力変換装置の応答性が低下するという課題がある。

課題を解決するための手段

[0005] 本発明の第１の態様による電力変換装置は、直流の入力電圧を直流の出力電圧に変換して負荷に出力するものであって、前記負荷に蓄積された電荷を

放電するための放電抵抗と、前記放電抵抗の通電状態を切り替える放電スイッチと、前記出力電圧が所定の目標電圧となるように前記放電スイッチを制御する放電制御部と、を備え、前記放電制御部は、前記出力電圧が前記目標電圧よりも大きい所定の閾値電圧を下回った場合に、前記放電抵抗の通電を遮断するように前記放電スイッチを制御し、前記放電制御部は、前記負荷の温度変化に応じて前記閾値電圧を補正する。

本発明の第２の態様による電力変換装置は、直流の入力電圧を直流の出力電圧に変換して負荷に出力するものであって、前記負荷に蓄積された電荷を放電するための放電抵抗と、前記放電抵抗の通電状態を切り替える放電スイッチと、前記出力電圧が所定の目標電圧となるように前記放電スイッチを制御する放電制御部と、を備え、前記放電制御部は、前記出力電圧が前記目標電圧よりも大きい所定の閾値電圧を下回った場合に、前記放電抵抗の通電を遮断するように前記放電スイッチを制御し、前記放電制御部は、前記負荷の静電容量値と抵抗値の積の変化に応じて前記閾値電圧を補正する。

発明の効果

[0006] 本発明によれば、電力変換装置の応答性を向上できる。

図面の簡単な説明

[0007] [図1]本発明の第１の実施形態に係る電力変換装置の基本構成を示す図である。

[図2]電力変換装置における放電スイッチの構成例を示す図である。

[図3]従来技術の課題を説明するための図である。

[図4]本実施形態の電力変換装置による放電スイッチの制御方法の原理を説明するための図である。

[図5]本実施形態の電力変換装置による閾値電圧の補正方法の原理を説明するための図である。

[図6]放電制御部内のヒステリシスコンパレータの特性を示す図である。

[図7]本発明の第１の実施形態における放電スイッチの制御フローを示す図である。

[図8]負荷の温度が常温である場合の負荷と放電抵抗の電圧変化の様子を示す図である。

[図9]負荷の温度が高温である場合の負荷と放電抵抗の電圧変化の様子を示す図である。

[図10]負荷の温度が低温である場合の負荷と放電抵抗の電圧変化の様子を示す図である。

[図11]本発明の第２の実施形態における放電スイッチの制御フローを示す図である。

[図12]本発明の第３の実施形態に係る電力変換装置の構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0008] 以下、本発明の実施形態を図面とともに説明する。なお、以下の実施形態は本発明の一形態を示すものであり、本発明は要旨を逸脱しない限り、他の形態を含むものである。

[0009] （第１の実施形態）

まず、本発明の第１の実施形態について説明する。第１の実施形態では、図１～図１０を用いて、本発明の一実施形態を説明する。

[0010] 図１は、本発明の第１の実施形態に係る電力変換装置１１の基本構成を示す図である。図１に示す電力変換装置１１は、直流電源１から入力される直流電圧を高電圧の直流電圧に変換して負荷１４に出力するものである。電力変換装置１１は、入力側平滑コンデンサ２、昇圧トランス３、交流スイッチング素子４、交流スイッチング素子駆動回路５、整流ダイオード６、出力側平滑コンデンサ７、放電抵抗８、放電スイッチ９、放電スイッチ駆動回路１０および放電制御部５１を備える。負荷１４は、電力変換装置１１によって高電圧の直流電圧が印加されるものであり、容量成分１２と抵抗成分１３を有している。負荷１４は、たとえばＥＲＦや誘電性エラストマーなどである。

[0011] 放電制御部５１には、所定の目標電圧Vrefから電力変換装置１１の出力電圧Voutを引いた差分値Verrが入力される。放電制御部５１は、この差分値Ver

rに基づいて、交流スイッチング素子駆動回路５への制御信号Vg1および放電スイッチ駆動回路１０への制御信号Vg2を出力する。交流スイッチング素子駆動回路５は、制御信号Vg1に応じて交流スイッチング素子４を駆動させる。放電スイッチ駆動回路１０は、制御信号Vg2に応じて放電スイッチ９を駆動させる。

[0012] 放電制御部５１は、上記差分値Verrに基づいて、電力変換装置１１が昇圧動作または放電動作を行うように、制御信号Vg1、Vg2の出力を切り替える。昇圧動作時には、放電制御部５１は、交流スイッチング素子４がオン状態とオフ状態とを高速で繰り返すように制御信号Vg1を出力すると共に、放電スイッチ９がオフ状態となるように制御信号Vg2を出力する。このとき、直流電源１からの入力電圧は、交流スイッチング素子４のオンオフ動作によって高周波の交流電圧（矩形波電圧）に変換される。この交流電圧は、昇圧トランス３で昇圧された後、整流ダイオード６によって直流電圧に変換される。その結果、電力変換装置１１から負荷１４に高電圧の出力電圧Voutが出力される。

[0013] 一方、電力変換装置１１の放電動作時には、放電制御部５１は、交流スイッチング素子４がオフ状態となるように制御信号Vg1を出力すると共に、放電スイッチ９がオン状態となるように制御信号Vg2を出力する。このとき、高周波の交流電圧が昇圧トランス３に印加されないため、電力変換装置１１において昇圧動作が停止される。また、放電抵抗８が通電され、負荷１４の容量成分１２や出力側平滑コンデンサ７に蓄積された電荷が放電抵抗８により放電される。なお、放電抵抗８での放電が効率的に行われるように、放電抵抗８の抵抗値は負荷１４の抵抗成分１３の抵抗値よりも小さいことが好ましい。

[0014] 以上説明したような動作により、放電制御部５１は、目標電圧Vrefと出力電圧Voutの差分値Verrに基づいて、出力電圧Voutが目標電圧Vrefとなるように交流スイッチング素子４および放電スイッチ９を制御することができる。

[0015] 次に、放電スイッチ９について説明する。放電スイッチ９は、１つの高耐

圧スイッチで構成することもできるが、このようにすると高耐圧スイッチが高価なため、放電スイッチ９が高コスト化してしまう。そこで、以下で説明するように、放電スイッチ９は、複数の低耐圧もしくは中耐圧の半導体スイッチング素子により構成することが好ましい。

[0016] 図２は、電力変換装置１１における放電スイッチ９の構成例を示す図である。図２の例では、低耐圧もしくは中耐圧の半導体スイッチング素子２１～２３が直列接続されることで放電スイッチ９が構成されている。このように、比較的安価な低耐圧もしくは中耐圧の半導体スイッチング素子２１～２３を使用して放電スイッチ９を構成することで、高耐圧スイッチを用いる必要がないため、放電スイッチ９を低コスト化できる。

[0017] 図２において、半導体スイッチ２１～２３には、それぞれｎ型ＭＯＳＦＥＴが用いられている。半導体スイッチ２１～２３において、ドレイン端子とソース端子の間には、各半導体スイッチ間のオンオフ時の過渡的な電圧不平衡を抑制するためのスナバ回路兼ＭＯＳＦＥＴのゲート充電回路がそれぞれ接続されている。このスナバ回路ＭＯＳＦＥＴのゲート充電回路は、ゲート充電抵抗２４～２６と、分圧コンデンサ２７～２９と、充電ダイオード３０～３２と、分圧抵抗３３～３５とによりそれぞれ構成されている。また、半導体スイッチ２１～２３のゲート端子とソース端子の間には、ツェナーダイオード３６～３８がそれぞれ接続されており、半導体スイッチ２２、２３のスナバ回路ＭＯＳＦＥＴのゲート充電回路は、ツェナーダイオード３９、４０を介して、半導体スイッチ２１、２２のゲート端子にそれぞれ接続されている。これにより、放電スイッチ駆動回路１０から半導体スイッチ２１～２３の各ゲート端子に必要なゲート電圧がそれぞれ出力される。

[0018] 上記のように、複数の半導体スイッチング素子２１～２３を直列接続して放電スイッチ９を構成する場合には、各半導体スイッチング素子と並列に分圧コンデンサ２７～２９を接続する必要がある。しかし、このように分圧コンデンサ２７～２９を接続すると、半導体スイッチング素子２１～２３が全てオフとなっても、分圧コンデンサ２７～２９の合計電圧が電力変換装置１

１の出力電圧Voutとなるまでは、分圧コンデンサ２７～２９への充電が継続されて放電スイッチ９に電流が流れ続け、放電スイッチ９のターンオフが完了しない。その結果、放電スイッチ９において半導体スイッチング素子２１～２３をオフした後に追加のターンオフ時間が生じ、放電抵抗８への高電圧印加が継続される。このターンオフ時間中は、電力変換装置１１の出力側が低インピーダンス状態となり、電力変換装置１１が昇圧動作を行うと過電流になる恐れがあるため、次の昇圧動作に移れない。このように、従来技術では、分圧コンデンサ２７～２９によって生じる放電スイッチ９のターンオフ時間は、次の昇圧動作に移れない無駄時間となり、電力変換装置１１の応答性を低下させる要因となる。

[0019] なお、放電スイッチ９のターンオフ時間は、分圧コンデンサ２７～２９の充電時定数に応じて決定される。分圧コンデンサ２７～２９の充電時定数は、分圧コンデンサ２７～２９、出力側平滑コンデンサ７および負荷１４の容量成分１２の容量値や、放電抵抗８、ゲート充電抵抗２４～２６および負荷１４の抵抗成分１３の抵抗値等によって決まる値である。

[0020] 図３は、図２に示した放電スイッチ９の構成における従来技術の課題を説明するための図である。図３では、従来技術による放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。具体的には、図３では、時刻tonにおいて放電スイッチ９をオンすることで、電力変換装置１１の放電動作を開始して負荷１４の電圧を放電前電圧Viniから目標電圧Vrefまで低下させた後、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに到達した時刻toffにおいて放電スイッチ９をオフしたときの負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。

[0021] 図３に示すように、時刻tonから時刻toffまでの時間t1の間は、電力変換装置１１の放電動作によって負荷１４の容量成分１２に蓄積された電荷が放電されることで、負荷１４の電圧がグラフ６１に示すように低下していく。時刻toffで放電スイッチ９をオフした後、放電スイッチ９のターンオフ時間t2の間は、放電抵抗８への高電圧印加が継続されており、放電抵抗８の電圧は

グラフ６２に示すように低下する。したがって、時間t1と時間t2の合計時間t1+t2が経過するまで、電力変換装置１１は次の昇圧動作に移ることができない。

[0022] そこで、本実施形態の電力変換装置１１では、以上説明したような放電スイッチ９のターンオフ時間による無駄時間を低減するために、出力電圧Voutに対して目標電圧Vrefよりも大きい所定の閾値電圧を設定する。そして、出力電圧Voutがこの閾値電圧を下回った場合に、放電スイッチ９をオフして放電抵抗８の通電を遮断するように放電スイッチ９を制御する。さらにこのとき、負荷１４の温度依存性を考慮して、上記の閾値電圧を補正する。そのため、図２に示すように、放電制御部５１には、目標電圧Vrefや、負荷１４の温度Tloadが入力される。負荷１４の温度Tloadは、たとえば熱電対等を用いた温度センサや、他の手段により検出することができる。

[0023] 図４は、本実施形態の電力変換装置１１による放電スイッチ９の制御方法の原理を説明するための図である。図４では、電力変換装置１１において目標電圧Vrefよりも高い閾値電圧Vthを設定し、この閾値電圧Vthを用いて放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。具体的には、図４では、時刻tonにおいて放電スイッチ９をオンすることで、電力変換装置１１の放電動作を開始して負荷１４の電圧を放電前電圧Viniから目標電圧Vrefに向かって低下させ、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefよりも高い閾値電圧Vthに到達した時刻toffにおいて放電スイッチ９をオフしたときの負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。

[0024] 図４では、負荷１４の電圧が閾値電圧Vthに到達したときに、その後の放電スイッチ９のターンオフ時間t2における負荷１４の電圧低下量を見込んで、放電スイッチ９をオフしている。そのため、図３に示した従来技術による制御方法と比べて、時刻tonから時刻toffまでの時間t1を短縮できるため、電力変換装置１１において次の昇圧動作までの無駄時間を低減することができる。

[0025] 図５は、本実施形態の電力変換装置１１による閾値電圧の補正方法の原理

を説明するための図である。図５では、電力変換装置１１の放電動作による負荷１４の電圧変化の傾きが温度に応じて変化する様子を示している。

[0026] 負荷１４の容量成分１２や抵抗成分１３に温度依存性がある場合、図５に示すように、負荷１４の温度によって放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが変化する。たとえば、負荷１４がＥＲＦである場合、常温時には電力変換装置１１の放電動作により、負荷１４の電圧がグラフ６３に示すように低下していく。これに対して、高温時には、負荷１４の容量成分１２と抵抗成分１３の積が常温時よりも小さな値に変化するため、分圧コンデンサ２７～２９の充電時定数が小さくなる。その結果、負荷１４の電圧変化の傾きが大きくなり、負荷１４の電圧がグラフ６４に示すように低下していく。一方、低温時には、負荷１４の容量成分１２と抵抗成分１３の積が常温時よりも大きな値に変化するため、分圧コンデンサ２７～２９の充電時定数が大きくなる。その結果、負荷１４の電圧変化の傾きが小さくなり、負荷１４の電圧がグラフ６５に示すように低下していく。

[0027] そこで、本実施形態の電力変換装置１１では、上記のような温度による負荷１４の電圧変化の傾き変化に応じて、放電スイッチ９をオフする閾値電圧を変化させる。具体的には、負荷１４の温度が高いときには、放電スイッチ９をオフする閾値電圧を増加させて、たとえば常温時の閾値電圧Vth1から高温時の閾値電圧Vth2に変化させる。一方、負荷１４の温度が低いときには、放電スイッチ９をオフする閾値電圧を減少させて、たとえば常温時の閾値電圧Vth1から低温時の閾値電圧Vth3に変化させる。これにより、負荷１４の温度依存性を考慮して、放電スイッチ９をオフする閾値電圧を適切に補正できる。その結果、いずれの場合にも、放電スイッチ９をオフした後に生じる放電スイッチ９のターンオフ時間t2を同程度とすることができる。

[0028] なお、以上説明したような負荷１４の温度に応じた閾値電圧の補正は、負荷１４がＥＲＦである場合だけでなく、他の材料、たとえば誘電性エラストマーなどの場合にも適用可能である。高電圧印加が必要であり、かつ静電容量値や抵抗値に温度依存性があるものであれば、同様の効果が得られると考

えられる。

[0029] 図６は、放電制御部５１内のヒステリシスコンパレータの特性を示す図である。放電制御部５１は、負荷１４の温度に応じて放電スイッチ９のオンオフ制御を行うために、図６に示すような特性のヒステリシスコンパレータを有している。図６において、（ａ）は負荷１４の温度が常温であるときのヒステリシスコンパレータの特性を、（ｂ）は負荷１４の温度が高温であるときのヒステリシスコンパレータの特性を、（ｃ）は負荷１４の温度が低温であるときのヒステリシスコンパレータの特性を、それぞれ示している。

[0030] 負荷１４の温度が常温である場合に、放電制御部５１は、図６（ａ）に示すようなヒステリシスコンパレータの特性に応じて、放電スイッチ駆動回路１０への制御信号Vg2を出力する。すなわち、制御信号Vg2の値が放電スイッチ９のオフ状態に対応するローレベルVLであるときには、放電制御部５１は、目標電圧Vrefから出力電圧Voutを引いた差分値Verrが所定の放電開始閾値Vonよりも小さくなると、制御信号Vg2をローレベルVLからハイレベルVHに変化させて、放電スイッチ９をオン状態に切り替える。一方、制御信号Vg2の値が放電スイッチ９のオン状態に対応するハイレベルVHであるときには、放電制御部５１は、目標電圧Vrefから出力電圧Voutを引いた差分値Verrが所定の放電終了閾値Voff（Von＜Voff）よりも大きくなると、制御信号Vg2をハイレベルVHからローレベルVLに変化させて、放電スイッチ９をオフ状態に切り替える。

[0031] 負荷１４の温度が常温から変化すると、放電制御部５１は、放電開始閾値Vonを変化させずに一定としたままで、放電終了閾値Voffを負荷１４の温度に応じて補正するように、ヒステリシスコンパレータの特性を変化させる。たとえば負荷１４がＥＲＦの場合に、負荷１４の温度が常温から高温に変化すると、放電制御部５１は、（ｂ）に示すように放電終了閾値Voffを低電圧側、すなわち負方向に増加させるように、ヒステリシスコンパレータの特性を変化させる。一方、負荷１４の温度が常温から低温に変化すると、放電制御部５１は、（ｃ）に示すように放電終了閾値Voffを高電圧側、すなわち正方

向に増加させるように、ヒステリシスコンパレータの特性を変化させる。

[0032] 図７は、本発明の第１の実施形態における放電スイッチ９の制御フローを示す図である。この制御フローに示す処理は、電力変換装置１１において昇圧動作が行われているときに、放電制御部５１において実行される。

[0033] ステップＳ１０において、放電制御部５１は、入力された目標電圧Vrefに対する出力電圧Voutの差分値Verrが所定の放電開始閾値Vonよりも小さいか否かを判定する。その結果、差分値Verrが放電開始閾値Vonよりも小さければステップＳ２０に処理を進め、差分値Verrが放電開始閾値Von以上であれば図７の制御フローに示す処理を終了する。

[0034] ステップＳ２０において、放電制御部５１は、交流スイッチング素子４がオフ状態となるように制御信号Vg1を出力して昇圧動作を停止すると共に、放電スイッチ９がオン状態となるように制御信号Vg2を出力して、放電抵抗８への通電を開始する。これにより、負荷１４の容量成分１２に蓄積された電荷が放電され、負荷１４の電圧が低下していく。

[0035] ステップＳ３０において、放電制御部５１は、入力された目標電圧Vrefおよび負荷１４の温度Tloadに基づいて、放電終了閾値Voffを計算する。ここでは前述のように、負荷１４の温度Tloadが高温になるほど放電終了閾値Voffが負方向に増加し、負荷１４の温度Tloadが低温になるほど放電終了閾値Voffが正方向に増加するように、放電終了閾値Voffの値を計算する。たとえば、予め記憶されたテーブルや関数等を用いることで、このように負荷１４の温度Tloadに応じた放電終了閾値Voffを計算できる。これにより、負荷１４の温度Tloadに応じて、出力電圧Voutに対する閾値電圧Vthを補正することができる。

[0036] ステップＳ４０において、放電制御部５１は、ステップＳ３０で計算した放電終了閾値Voffの値が放電開始閾値Vonよりも小さいか否かを判定する。放電終了閾値Voffが放電開始閾値Vonよりも小さい場合、放電制御部５１はステップＳ５０において、放電終了閾値Voffが放電開始閾値Vonよりも大きくなるように補正する。ここでは、たとえば放電開始閾値Vonに所定値xを加えたものを放電終了閾値Voffとすることで、放電終了閾値Voffを補正することがで

きる。なお、放電終了閾値Voffを放電開始閾値Vonよりも大きくできるのであれば、これ以外の方法で放電終了閾値Voffの補正を行ってもよい。ステップＳ５０を実行したら、放電制御部５１は補正後の放電終了閾値Voffを設定して、処理をステップＳ６０に進める。一方、ステップＳ４０で放電終了閾値Voffが放電開始閾値Von以上であると判定した場合には、放電制御部５１はステップＳ５０を実行せずに、ステップＳ３０で計算した放電終了閾値Voffを設定して、処理をステップＳ６０に進める。

[0037] ステップＳ６０において、放電制御部５１は、入力された目標電圧Vrefに対する出力電圧Voutの差分値Verrが設定した放電終了閾値Voffよりも小さいか否かを判定する。その結果、差分値Verrが放電終了閾値Voffよりも大きければステップＳ７０に処理を進め、差分値Verrが放電終了閾値Voff以下であれば図７の制御フローに示す処理を終了する。

[0038] ステップＳ７０において、放電制御部５１は、放電スイッチ９がオフ状態となるように制御信号Vg2を出力して放電抵抗８への通電を遮断すると共に、交流スイッチング素子４がオンオフを繰り返すように制御信号Vg1を出力して、昇圧動作を開始させる。ステップＳ７０を実行したら、放電制御部５１は図７の制御フローに示す処理を終了する。

[0039] 次に、図８から図１０に示す負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の例を用いて、本発明の効果について説明する。なお、図８から図１０では、負荷１４にＥＲＦを用いた場合を想定している。

[0040] 図８は、負荷１４の温度が常温（５０℃）である場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。図８において、（ａ）は従来技術による放電スイッチ９の制御を行った場合の例として、これまでに説明した閾値電圧Vthを設定せずに放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。一方、（ｂ）は本発明による放電スイッチ９の制御を行った場合の例として、閾値電圧Vthを設定して放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。なお、図８では図３、４と同様に、負荷１４の電圧変化をグラフ６１で

示し、放電スイッチ９のターンオフ時間による放電抵抗８の電圧変化をグラフ６２で示している。

[0041] 図８（ａ）に示すように、閾値電圧Vthを設定しなかった場合は、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに到達した時刻toffにおいて放電スイッチ９をオフしている。そのため、図３で説明したのと同様に、放電スイッチ９のターンオフ時間に応じた無駄時間が発生し、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間は、３．６[ａ．ｕ.]となっている。

[0042] 一方、図８（ｂ）に示すように、閾値電圧Vthを設定した場合は、図４で説明したのと同様に、負荷１４の電圧が閾値電圧Vthに到達したときに、その後の放電スイッチ９のターンオフ時間における負荷１４の電圧低下量を見込んで、放電スイッチ９をオフしている。そのため、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達した時点で、放電抵抗８の電圧を負荷１４の電圧から９０％以上低下させ、放電スイッチ９のターンオフを概ね完了することができる。その結果、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間は、２．４[ａ．ｕ.]となっている。すなわち、閾値電圧Vthを設定しなかった場合と比較して、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間を３０％以上低減することができる。

[0043] 図９は、負荷１４の温度が高温（９０℃）である場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。図９において、（ａ）は高温時の閾値電圧Vthの補正を行わない場合の例として、負荷１４の温度が５０℃のときと同じ閾値電圧Vthを用いて放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。一方、（ｂ）は高温時の閾値電圧Vthの補正を行った場合の例として、負荷１４の温度が９０℃であるときの閾値電圧Vthを用いて放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。なお、図９でも図３、４と同様に、負荷１４の電圧変化をグラフ６１で示し、放電スイッチ９のターンオフ時間によ

る放電抵抗８の電圧変化をグラフ６２で示している。

[0044] 図９（ａ）に示すように、閾値電圧Vthを補正しなかった場合は、負荷１４の温度上昇によって放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが大きくなった影響が考慮されていない。そのため、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達した時点でも、１．２[ａ．ｕ.]の電圧が放電抵抗８に印加されている。したがって、ここから放電抵抗８の電圧が負荷１４の電圧から９０％以上低下して放電スイッチ９のターンオフを概ね完了するまでに、放電スイッチ９のターンオフ時間に応じた無駄時間として、さらに１．０[ａ．ｕ.]の時間がかかる。その結果、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間は、２．２[ａ．ｕ.]となっている。

[0045] 一方、図９（ｂ）に示すように、閾値電圧Vthを補正した場合は、負荷１４の温度上昇によって放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが大きくなった影響を考慮して、閾値電圧Vthが増加している。そのため、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに到達した時点で、放電抵抗８の電圧を負荷１４の電圧から９０％以上低下させ、放電スイッチ９のターンオフを概ね完了することができる。その結果、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間は、１．３[ａ．ｕ.]となっている。すなわち、閾値電圧Vthを補正しなかった場合と比較して、放電スイッチ９をオンした時刻tonから放電スイッチ９のターンオフが完了するまでの時間を４０％程度低減することができる。さらに、閾値電圧Vthを補正しなかった場合は、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達したにも関わらず放電抵抗８での放電が継続されるため、過放電による損失が発生する。一方、閾値電圧Vthを補正した場合は、こうした過放電による損失も低減できる。

[0046] 図１０は、負荷１４の温度が低温（０℃）である場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。図１０において、（ａ）は低温時の閾値電圧Vthの補正を行わない場合の例として、負荷１４の温度が５０℃のときと同じ閾値電圧Vthを用いて放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。一方、（ｂ）は低温時の閾値電

圧Vthの補正を行った場合の例として、負荷１４の温度が０℃であるときの閾値電圧Vthを用いて放電スイッチ９の制御を行った場合の負荷１４と放電抵抗８の電圧変化の様子を示している。なお、図１０でも図３、４と同様に、負荷１４の電圧変化をグラフ６１で示し、放電スイッチ９のターンオフ時間による放電抵抗８の電圧変化をグラフ６２で示している。

[0047] 図１０（ａ）に示すように、閾値電圧Vthを補正しなかった場合は、負荷１４の温度低下によって放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが小さくなった影響が考慮されていない。そのため、負荷１４の電圧が十分に低下する前に放電スイッチ９がオフされてしまい、放電スイッチ９をオンした時刻tonから負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達するまでの時間は、４．１[ａ．ｕ．]となっている。

[0048] 一方、図１０（ｂ）に示すように、閾値電圧Vthを補正した場合は、負荷１４の温度低下によって放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが小さくなった影響を考慮して、閾値電圧Vthが減少している。そのため、負荷１４の電圧が十分に低下した時点で放電スイッチ９をオフすることができる。その結果、放電スイッチ９をオンした時刻tonから負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達するまでの時間は、３．０[ａ．ｕ．]となっている。すなわち、閾値電圧Vthを補正しなかった場合と比較して、放電スイッチ９をオンした時刻tonから負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに達するまでの時間を２７％程度低減することができる。さらに、負荷１４の電圧が目標電圧Vrefに到達した時点で、放電抵抗８の電圧を負荷１４の電圧から９０％以上低下させ、放電スイッチ９のターンオフを概ね完了することもできる。

[0049] 以上説明した本発明の第１の実施形態によれば、以下の作用効果を奏する。

[0050] （１）電力変換装置１１は、直流の入力電圧を直流の出力電圧Voutに変換して負荷１４に出力する。電力変換装置１１は、負荷１４に蓄積された電荷を放電するための放電抵抗８と、放電抵抗８の通電状態を切り替える放電スイッチ９と、出力電圧Voutが所定の目標電圧Vrefとなるように放電スイッチ９

を制御する放電制御部５１とを備える。放電制御部５１は、出力電圧Voutが目標電圧Vrefよりも大きい所定の閾値電圧Vthを下回った場合に、放電抵抗８の通電を遮断するように放電スイッチ９を制御する。また、放電制御部５１は、負荷１４の温度変化に応じて閾値電圧Vthを補正する。このようにしたので、電力変換装置１１の応答性を向上できる。

[0051] （２）放電制御部５１は、負荷１４の温度が上昇したときには閾値電圧Vthを増加させ、負荷１４の温度が低下したときには閾値電圧Vthを減少させるように、閾値電圧Vthを補正する。このようにしたので、温度変化による放電時の負荷１４の電圧変化の傾きの変化に応じて、閾値電圧Vthを適切に補正することができる。

[0052] ここで、負荷１４にＥＲＦを用いた場合の電力変換装置１１の動作について説明する。前述のようにＥＲＦは、可動部を有さずに電気信号で流体の粘性を直接制御できるため、応答性が高いという利点がある。しかし、ＥＲＦの粘度を変化させるには、数百から数千V/mm程度の高い電界強度の電場を印加する必要がある。そのため、負荷１４にＥＲＦを用いた場合、本実施形態の電力変換装置１１は、ＥＲＦが充填された電極間に高電圧を高い応答性で印加する必要がある。たとえば、路面の凹凸に応じてＥＲＦの粘度を変化させることで減衰力を制御する自動車用のＥＲＦダンパでは、より高い周波数帯の振動を低減するために、負荷１４に高電圧を印加する電力変換装置１１に対して高い応答性が求められる。また、路面の凹凸に応じて減衰力を一定の範囲内の任意の値に制御するために、出力電圧が一定の範囲内で可変であることも求められる。

[0053] ＥＲＦの電気的な等価回路は、図１、２に示した負荷１４のように、容量成分１２と抵抗成分１３の並列回路として表すことができる。そのため、電力変換装置１１では、負荷１４をコンデンサ負荷として考えることができる。ＥＲＦダンパの減衰力を増加させる際には、電力変換装置１１を昇圧動作させることで、容量成分１２を所望の減衰力に応じた電圧にまで充電する。一方、ＥＲＦダンパの減衰力を減少させる際には、電力変換装置１１を放電

動作させることで、容量成分１２を所望の減衰力に応じた電圧にまで放電する。これにより、ＥＲＦダンパの減衰力を制御することができる。

[0054] 本実施形態の電力変換装置１１では、ＥＲＦダンパの減衰力を減少させるときの応答性を向上させるために、抵抗成分１３の抵抗値よりも小さい抵抗値を有する放電抵抗８を、ＥＲＦダンパである負荷１４に並列接続している。しかし、単に放電抵抗８を並列接続しただけでは、放電時以外にも放電抵抗８で電力損失が発生するため、電力変換装置１１の効率低下を招いてしまい好ましくない。そこで、電力変換装置１１では、ＥＲＦダンパの減衰力を減少させるときの応答性向上と、放電抵抗８による電力損失の低減とを両立させるために、放電抵抗８と直列に放電スイッチ９を接続している。そして、放電動作時にのみ放電スイッチ９をオンして、ＥＲＦダンパである負荷１４の容量成分１２を放電抵抗８で放電するようにしている。

[0055] （第２の実施形態）

次に、本発明の第２の実施形態について説明する。第２の実施形態では、図１１を用いて、本発明の一実施形態を説明する。

[0056] 前述の第１の実施形態では、放電開始閾値Vonを変化させずに一定としたままで、放電終了閾値Voffを負荷１４の温度に応じて補正する例を説明した。これに対して、本発明の第２の実施形態では、目標電圧Vrefと出力電圧Voutの差に応じて放電開始閾値Vonを変化させる例を説明する。

[0057] 図１１は、本発明の第２の実施形態における放電スイッチ９の制御フローを示す図である。この制御フローに示す処理は、図７の制御フローで示した第１の実施形態における処理と同様に、電力変換装置１１において昇圧動作が行われているときに、放電制御部５１において実行される。なお、図１１において、図７と同じ内容の処理については、同一のステップ番号としている。

[0058] ステップＳ１において、放電制御部５１は、入力された目標電圧Vrefに対する出力電圧Voutの差分値Verrに基づいて、放電開始閾値Vonを計算する。ここでは、目標電圧Vrefから出力電圧Voutを引いた差分値Verrの値が小さいほ

ど、すなわち、目標電圧Vrefと出力電圧Voutの差が大きいほど、放電開始閾値Vonの値が小さくなるように、放電開始閾値Vonを計算する。放電開始閾値Vonを計算できたら、放電制御部５１はその計算結果に基づいて放電開始閾値Vonを更新し、処理をステップＳ１０に進める。なお、ステップＳ１０以降の処理については図７と同じであるため、説明を省略する。

[0059] ここで、放電終了閾値Voffが放電開始閾値Vonよりも小さいと、差分値Verrが放電終了閾値Voffよりも小さく、かつ放電開始閾値Vonよりも大きい状態となったときに、放電スイッチ９がオンオフを繰り返すチャタリングが発生してしまう。そのため、図１１の処理フローでは、ステップＳ４０、Ｓ５０の処理により、放電終了閾値Voffが必ず放電開始閾値Vonよりも大きくなるように制限して、上記のチャタリングが発生しないようにしている。

[0060] 以上説明した本発明の第２の実施形態によれば、放電制御部５１は、目標電圧Vrefから出力電圧Voutを引いた差分値Verrが所定の放電開始閾値Vonよりも小さくなった場合（ステップＳ１０：Ｙｅｓ）に、放電抵抗８の通電を開始するように放電スイッチ９を制御する（ステップＳ２０）。また、放電制御部５１は、目標電圧Vrefから出力電圧Voutを引いた差分値Verrが小さいほど放電開始閾値Vonが小さくなるように、放電開始閾値Vonを更新する（ステップＳ１）。このようにしたので、放電スイッチ９の動作範囲を狭めることなく、放電終了閾値Voffの設定範囲を拡大し、発明の効果を向上させることができる。すなわち、放電終了閾値Voffの設定範囲を拡大するためには、放電開始閾値Vonを負方向に大きな値に設定する必要があるが、常にこのようにすると放電スイッチ９の動作範囲が狭くなってしまう。そこで、上記のように目標電圧Vrefと出力電圧Voutの差に応じて放電開始閾値Vonを適切な値に更新することで、放電スイッチ９の動作範囲を狭めることなく、放電終了閾値Voffの設定範囲を拡大することができる。その結果、第１の実施形態で説明したような本発明による効果を最大化することが可能となる。

[0061] （第３の実施形態）

次に、本発明の第３の実施形態について説明する。第３の実施形態では、

図１２を用いて、本発明の一実施形態を説明する。

[0062] 前述の第１の実施形態では、負荷１４の温度Tloadを検出し、その検出結果に基づいて閾値電圧Vthを補正する例を説明した。これに対して、本発明の第３の実施形態では、負荷１４の抵抗値と静電容量値の積に基づいて閾値電圧Vthを補正する例を説明する。

[0063] 図１２は、本発明の第３の実施形態に係る電力変換装置１１の構成を示す図である。図１２に示す電力変換装置１１は、図２に示した第１の実施形態に係る電力変換装置１１と同一の構成を有しているが、放電制御部５１に入力される情報の一部が異なっている。すなわち、第１の実施形態では、負荷１４の温度Tloadが放電制御部５１に入力されているが、本実施形態では温度Tloadに代えて、電力変換装置１１の出力電圧Voutおよび出力電流Ioutが放電制御部５１に入力されている。

[0064] 本実施形態において、放電制御部５１は、入力された出力電圧Voutおよび出力電流Ioutを用いて、放電終了閾値Voffの値を計算する。具体的には、出力電圧Voutおよび出力電流Ioutに基づいて、負荷１４における容量成分１２の静電容量値および抵抗成分１３の抵抗値を求め、これらの積を計算する。そして、計算した積と目標電圧Vrefに基づいて、積が低下するほど放電終了閾値Voffが負方向に増加し、積が上昇するほど放電終了閾値Voffが正方向に増加するように、放電終了閾値Voffの値を計算する。たとえば、予め記憶されたテーブルや関数等を用いることで、このように負荷１４の静電容量値と抵抗値の積に応じた放電終了閾値Voffを計算できる。これにより、負荷１４の温度上昇により容量成分１２の静電容量値および抵抗成分１３の抵抗値の積が低下することで、放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが大きくなったときには、その影響を考慮して、閾値電圧Vthを増加させることができる。一方、負荷１４の温度低下により容量成分１２の静電容量値および抵抗成分１３の抵抗値の積が上昇することで、放電時の負荷１４の電圧変化の傾きが小さくなったときには、その影響を考慮して、閾値電圧Vthを減少させることができる。したがって、第１の実施形態と同様に、負荷１４の容量成分１２や抵

抗成分１３に温度依存性がある場合でも、放電スイッチ９をオフする閾値電圧を適切に補正できる。さらに、負荷１４の経年変化にも対応可能である。

[0065] なお、負荷１４における容量成分１２の静電容量値や抵抗成分１３の抵抗値の経年変化が小さければ、出力電圧Voutおよび出力電流Ioutから求めた静電容量値と抵抗値のいずれか少なくとも一方と、事前に取得していたこれらの温度特性とに基づいて、負荷１４の温度Tloadを推定することができる。こうして推定した負荷１４の温度Tloadを用いることで、温度センサ等の温度検出手段がなくても、第１の実施形態と同様の制御を行うことが可能となる。

[0066] ここで、放電制御部５１は、電力変換装置１１の出力電圧Voutと、電力変換装置１１から負荷１４に流れる出力電流Ioutとの比から、負荷１４における抵抗成分１３の抵抗値を計算することができる。あるいは、負荷１４の導電率または抵抗率と、負荷１４内の電流経路の長さおよび断面積から、負荷１４における抵抗成分１３の抵抗値を計算することもできる。

[0067] また、放電制御部５１は、負荷１４の充電時定数または放電時定数と、負荷１４における抵抗成分１３の抵抗値との比から、負荷１４における容量成分１２の静電容量値を計算することができる。あるいは、負荷１４が互いに対向する一対の電極を両端に有する場合には、負荷１４の誘電率または比誘電率と、上記一対の電極における電極間の距離および対向面積から、負荷１４における容量成分１２の静電容量値を計算することもできる。

[0068] さらに、放電制御部５１は、電力変換装置１１の出力電圧Voutや出力電流Ioutを計算により求めてもよい。たとえば、上記のように負荷１４が互いに対向する一対の電極を両端に有する場合には、この一対の電極における電極間の距離および電界強度から、出力電圧Voutを計算することができる。また、負荷１４内の電流経路における電流密度と断面積から、出力電流Ioutを計算することができる。

[0069] 以上説明した本発明の第３の実施形態によれば、放電制御部５１は、負荷１４の静電容量値と抵抗値の積の変化に応じて閾値電圧Vthを補正する。すなわち、負荷１４の静電容量値と抵抗値の積が低下したときには閾値電圧Vthを

増加させ、負荷１４の静電容量値と抵抗値の積が上昇したときには閾値電圧Vthを減少させるように、閾値電圧Vthを補正する。このようにしたので、温度変化や経年変化による放電時の負荷１４の電圧変化の傾きの変化に応じて、閾値電圧Vthを適切に補正することができる。したがって、第１の実施形態と同様に、電力変換装置１１の応答性を向上できる。

[0070] なお、以上説明した実施形態はあくまで一例であり、発明の特徴が損なわれない限り、本発明はこれらの内容に限定されるものではない。また、上記では種々の実施形態を説明したが、本発明はこれらの内容に限定されるものではない。本発明の技術的思想の範囲内で考えられるその他の態様も本発明の範囲内に含まれる。

[0071] 次の優先権基礎出願の開示内容は引用文としてここに組み込まれる。

日本国特許出願２０１６年第１５６６２４号（２０１６年８月９日出願）

符号の説明

[0072] １ 直流電源

２ 入力側平滑コンデンサ

３ 昇圧トランス

４ 交流スイッチング素子

５ 交流スイッチング素子駆動回路

６ 整流ダイオード

７ 出力側平滑コンデンサ

８ 放電抵抗

９ 放電スイッチ

１０ 放電スイッチ駆動回路

１１ 電力変換装置

１２ 容量成分

１３ 抵抗成分

１４ 負荷

５１ 放電制御部

請求の範囲

[請求項1] 直流の入力電圧を直流の出力電圧に変換して負荷に出力する電力変換装置であって、

前記負荷に蓄積された電荷を放電するための放電抵抗と、

前記放電抵抗の通電状態を切り替える放電スイッチと、

前記出力電圧が所定の目標電圧となるように前記放電スイッチを制御する放電制御部と、を備え、

前記放電制御部は、前記出力電圧が前記目標電圧よりも大きい所定の閾値電圧を下回った場合に、前記放電抵抗の通電を遮断するように前記放電スイッチを制御し、

前記放電制御部は、前記負荷の温度変化に応じて前記閾値電圧を補正する電力変換装置。

[請求項2] 請求項１に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の温度が上昇したときには前記閾値電圧を増加させ、前記負荷の温度が低下したときには前記閾値電圧を減少させるように、前記閾値電圧を補正する電力変換装置。

[請求項3] 請求項１または請求項２に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の静電容量値および抵抗値のいずれか少なくとも一方に基づいて前記負荷の温度を推定する電力変換装置。

[請求項4] 直流の入力電圧を直流の出力電圧に変換して負荷に出力する電力変換装置であって、

前記負荷に蓄積された電荷を放電するための放電抵抗と、

前記放電抵抗の通電状態を切り替える放電スイッチと、

前記出力電圧が所定の目標電圧となるように前記放電スイッチを制御する放電制御部と、を備え、

前記放電制御部は、前記出力電圧が前記目標電圧よりも大きい所定の閾値電圧を下回った場合に、前記放電抵抗の通電を遮断するように前記放電スイッチを制御し、

前記放電制御部は、前記負荷の静電容量値と抵抗値の積の変化に応じて前記閾値電圧を補正する電力変換装置。

[請求項5] 請求項４に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の静電容量値と抵抗値の積が低下したときには前記閾値電圧を増加させ、前記負荷の静電容量値と抵抗値の積が上昇したときには前記閾値電圧を減少させるように、前記閾値電圧を補正する電力変換装置。

[請求項6] 請求項３から請求項５までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記出力電圧と前記負荷に流れる出力電流の比から前記負荷の抵抗値を求める電力変換装置。

[請求項7] 請求項３から請求項５までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の導電率または抵抗率と、前記負荷内の電流経路の長さおよび断面積とに基づいて、前記負荷の抵抗値を求める電力変換装置。

[請求項8] 請求項３から請求項７までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の充電時定数または放電時定数と前記負荷の抵抗値の比から前記負荷の静電容量値を求める電力変換装置。

[請求項9] 請求項３から請求項７までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記負荷は互いに対向する一対の電極を両端に有し、

前記放電制御部は、前記負荷の誘電率または比誘電率と、前記一対の電極における電極間の距離および対向面積とに基づいて、前記負荷の静電容量値を求める電力変換装置。

[請求項10] 請求項１から請求項９までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記負荷は互いに対向する一対の電極を両端に有し、

前記放電制御部は、前記一対の電極における電極間の距離および電界強度に基づいて前記出力電圧を求める電力変換装置。

[請求項11] 請求項６に記載の電力変換装置において、

前記放電制御部は、前記負荷の電流経路における電流密度と断面積に基づいて前記出力電流を求める電力変換装置。

[請求項12] 請求項１から請求項１１までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記負荷は電気粘性流体である電力変換装置。

[請求項13] 請求項１から請求項１１までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記負荷は誘電性エラストマーである電力変換装置。

[請求項14] 請求項１から請求項１３までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記放電スイッチは、複数の半導体スイッチを直列接続して構成されており、

前記複数の半導体スイッチの各々は、コレクタ端子またはドレイン端子と、エミッタ端子またはソース端子とを有しており、

各半導体スイッチの前記コレクタ端子と前記エミッタ端子の間、または前記ドレイン端子と前記ソース端子の間に、コンデンサがそれぞれ接続されている電力変換装置。

[請求項15] 請求項１から請求項１３までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記放電スイッチは、複数の半導体スイッチを直列接続して構成されており、

前記複数の半導体スイッチの各々は、ゲート端子と、エミッタ端子またはソース端子とを有しており、

互いに隣接する一対の半導体スイッチにおいて、低電圧側の半導体

スイッチの前記エミッタ端子または前記ソース端子と高電圧側の半導体スイッチの前記ゲート端子の間に、コンデンサがそれぞれ接続されている電力変換装置。

[請求項16] 請求項１から請求項１５までのいずれか一項に記載の電力変換装置において、

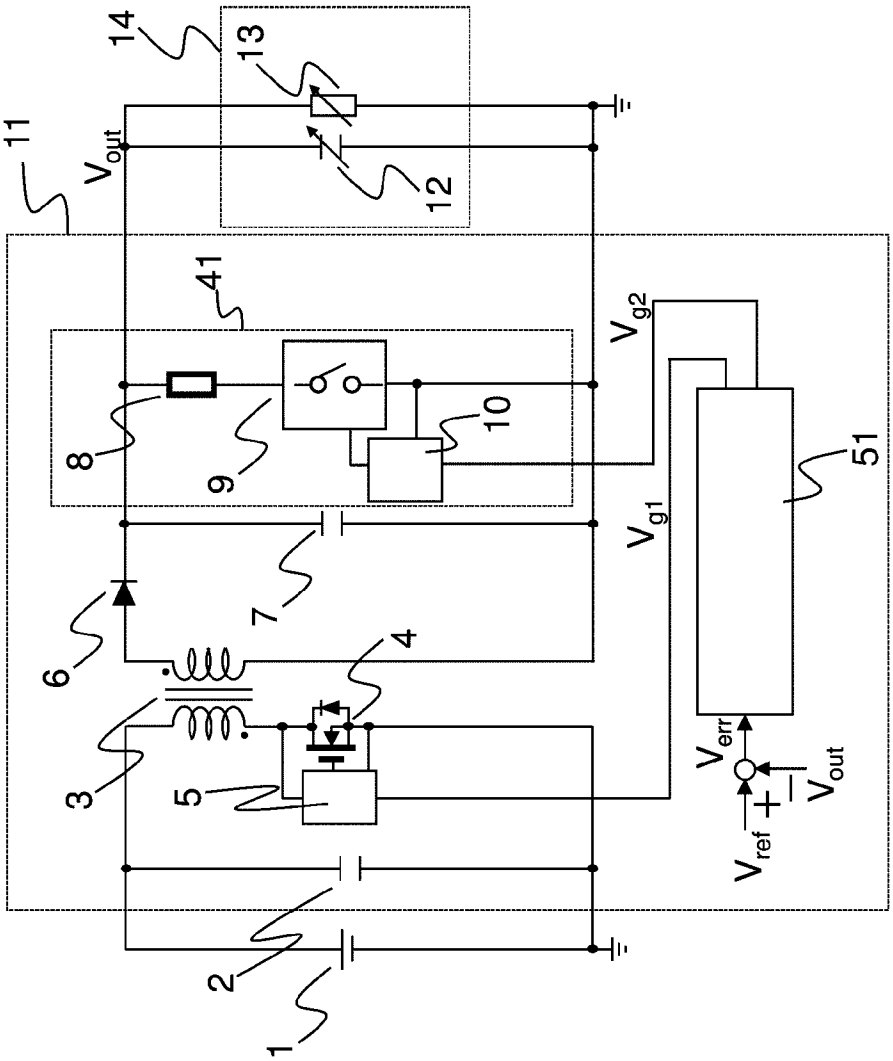
前記放電制御部は、前記目標電圧から前記出力電圧を引いた値が所定の放電開始閾値よりも小さくなった場合に、前記放電抵抗の通電を開始するように前記放電スイッチを制御し、

前記放電制御部は、前記放電開始閾値を更新する電力変換装置。

[請求項17] 請求項１６に記載の電力変換装置において、

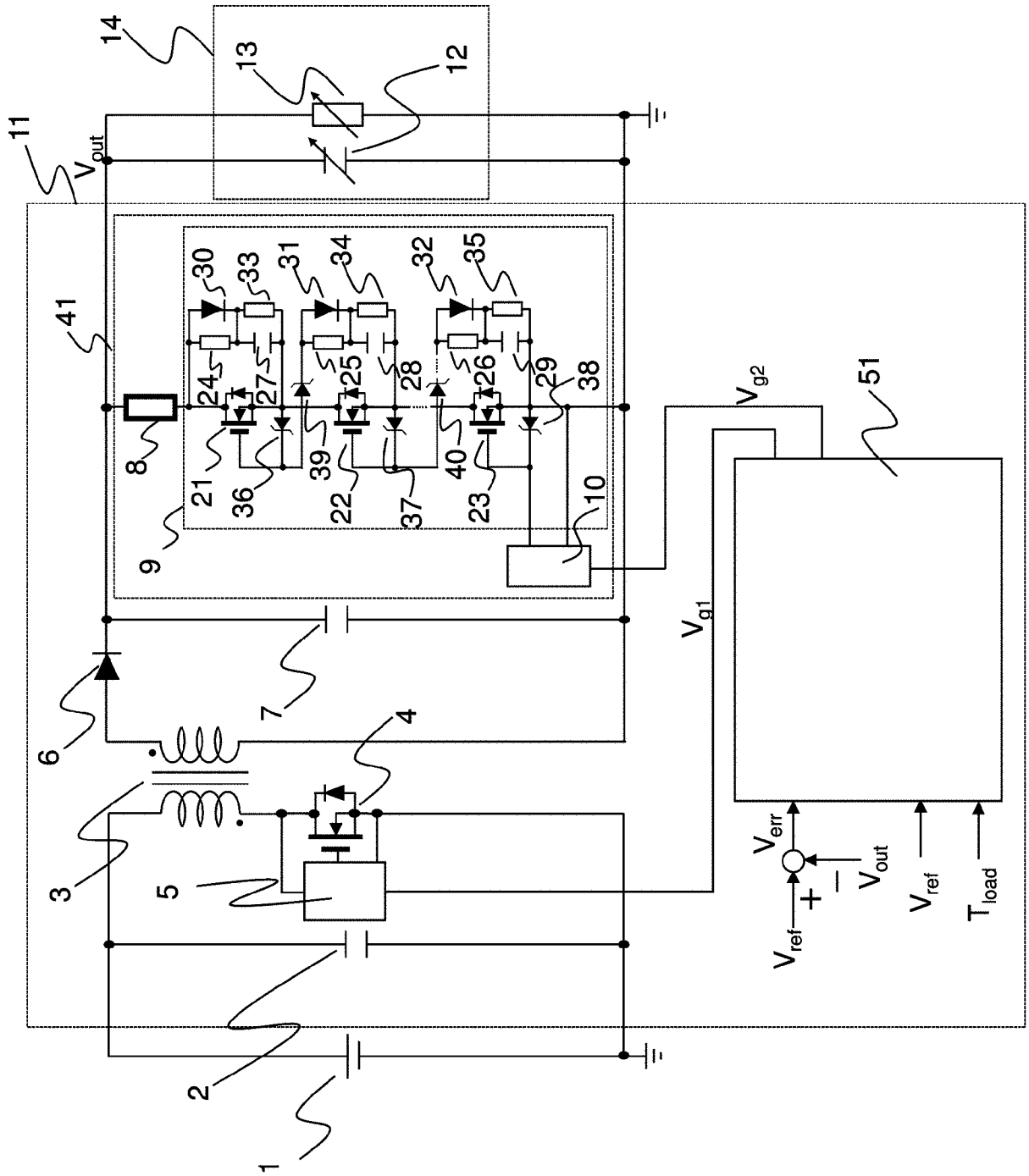
前記放電制御部は、前記目標電圧から前記出力電圧を引いた値が小さいほど前記放電開始閾値が小さくなるように、前記放電開始閾値を更新する電力変換装置。

[図1]



【図1】

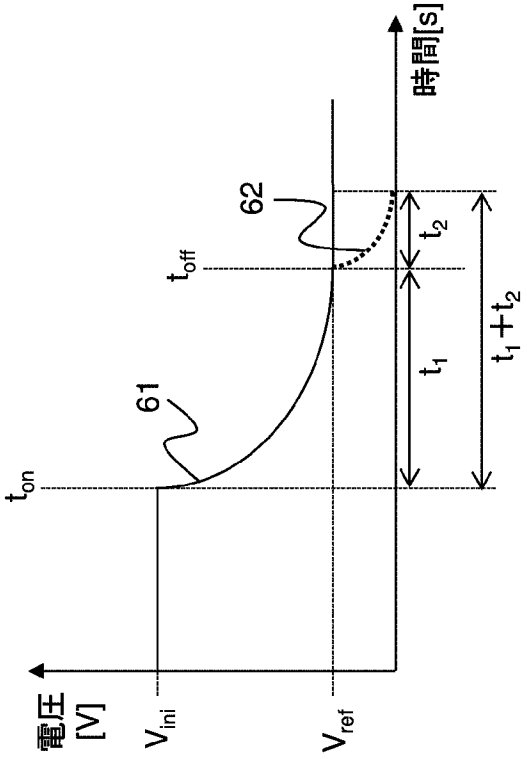
[図2]


14
13
12
11
V_{out}
41
30
33
31
34
32
35
24
27
25
28
26
29
38
8
21
36
39
22
37
40
23
10
9
V_{g2}
51
V_{g1}
7
6
4
3
5
2
1
V_{err}
V_{out}
V_{ref}
V_{ref}
T_{load}

【図2】

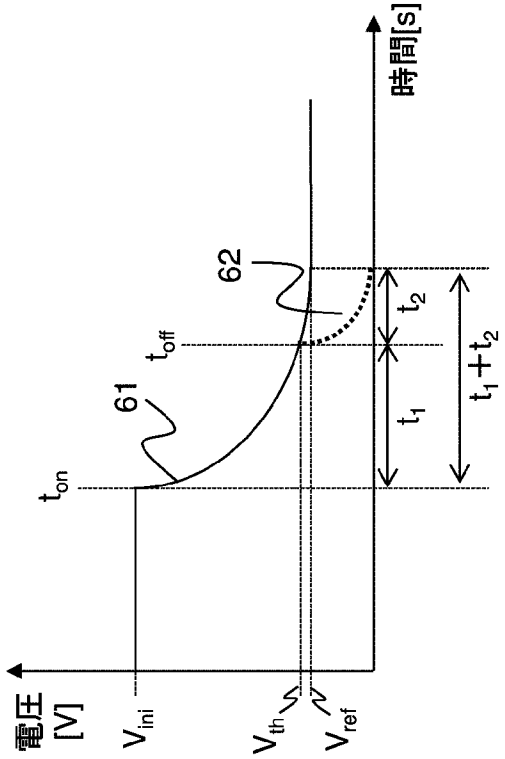
[図3]

【図3】



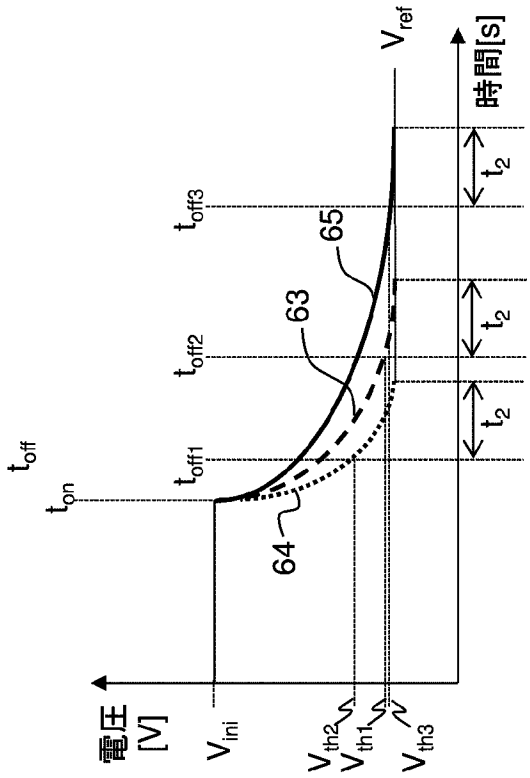
[図4]

【図4】

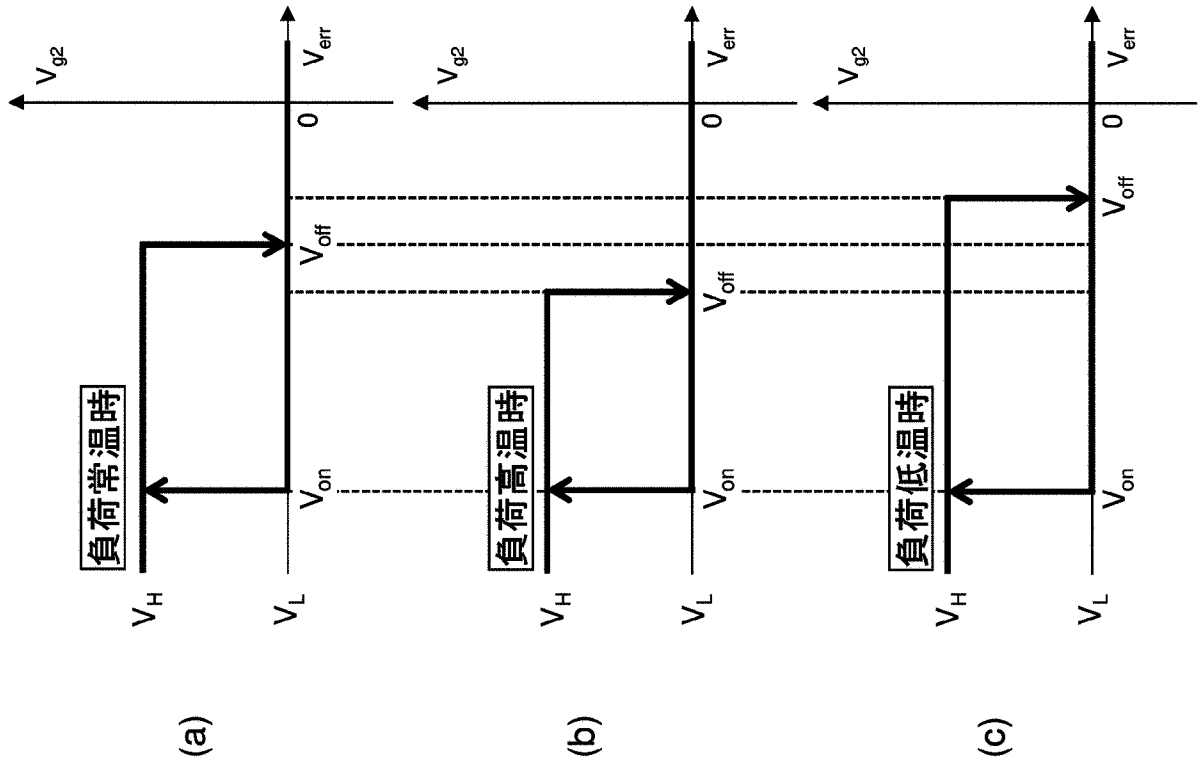


[図5]

【図5】

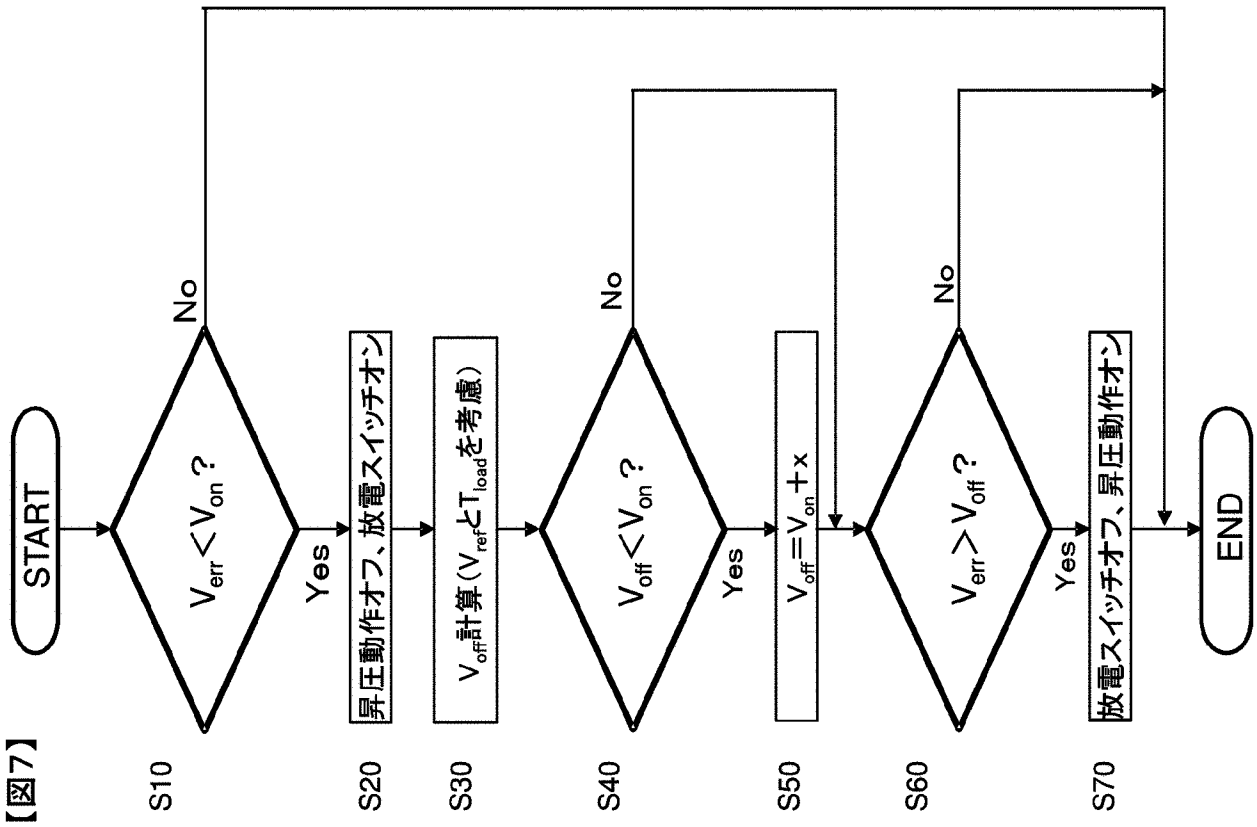

電圧
[V]
時間[s]
V_{ini}
V_{th2}
V_{th1}
V_{th3}
V_{ref}
t_{on}
t_{off}
t_{off1}
t_{off2}
t_{off3}
t_2
t_2
t_2
63
64
65

[図6]



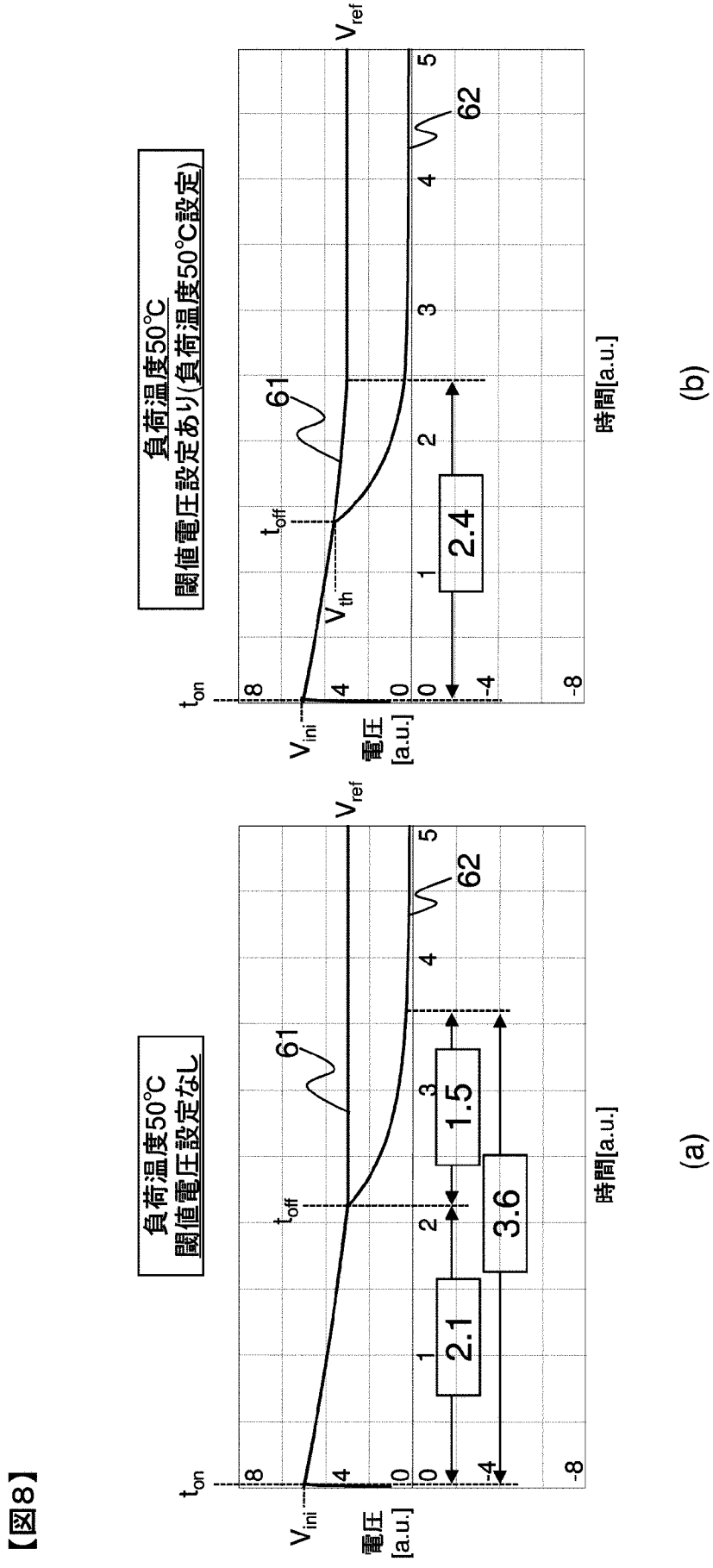
【図6】

[図7]


START
$V_{err}<V_{on}$?
No
Yes
昇圧動作オフ、放電スイッチオン
V_{off}計算(V_{ref}とT_{load}を考慮)
$V_{off}<V_{on}$?
No
Yes
$V_{off}=V_{on}+x$
$V_{err}>V_{off}$?
No
Yes
放電スイッチオフ、昇圧動作オン
END
S10
S20
S30
S40
S50
S60
S70

【図7】

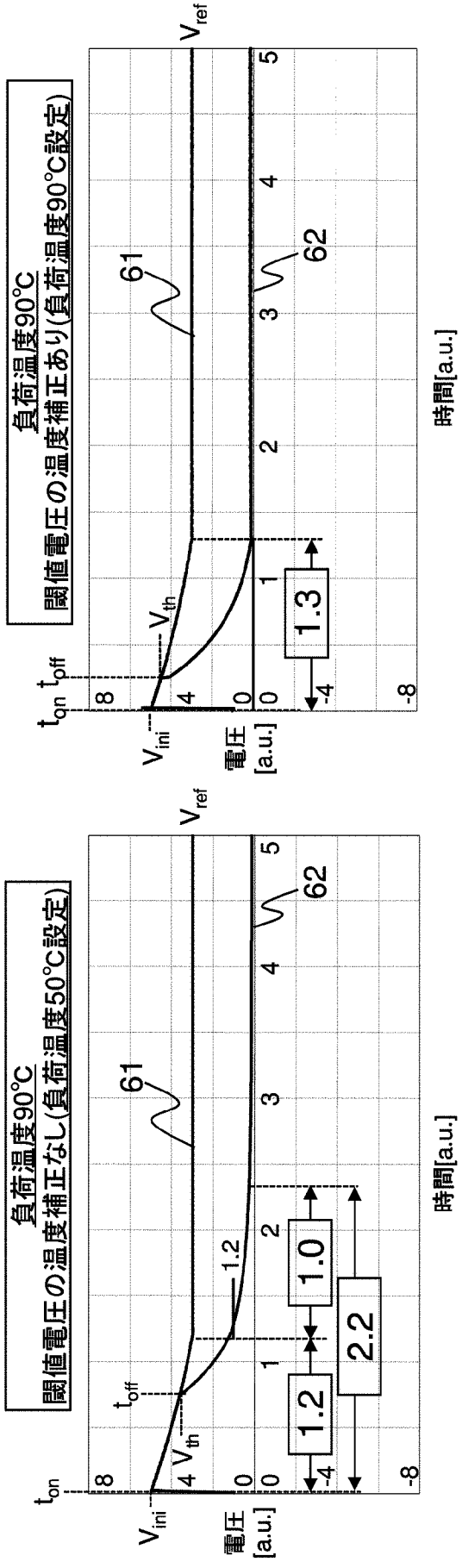
[図8]


負荷温度50℃
閾値電圧設定なし
負荷温度50℃
閾値電圧設定あり(負荷温度50℃設定)
V_{ref}
V_{ini}
V_{th}
t_{on}
t_{off}
61
62
2.1
3.6
1.5
2.4
電圧
[a.u.]
時間[a.u.]
(a)
(b)

【図8】

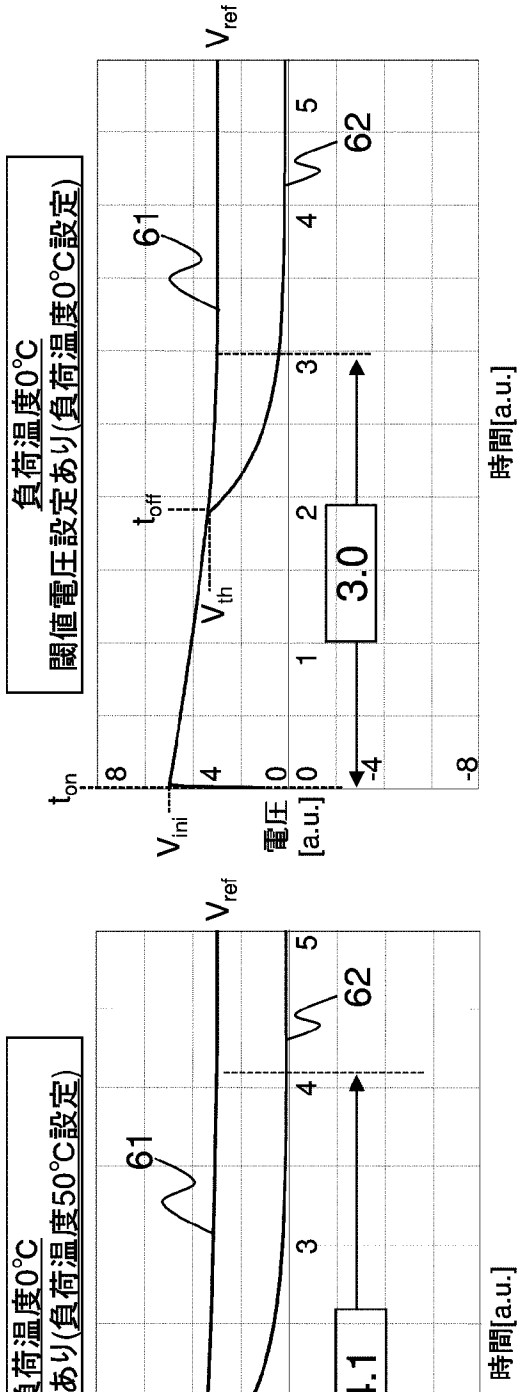
[図9]

【図9】


負荷温度90℃
閾値電圧の温度補正なし(負荷温度50℃設定)
負荷温度90℃
閾値電圧の温度補正あり(負荷温度90℃設定)
V_{ref}
V_{th}
V_{ini}
t_{on}
t_{off}
61
62
1.2
1.0
2.2
1.3
電圧 [a.u.]
時間[a.u.]
(a)
(b)

[図10]

【図10】

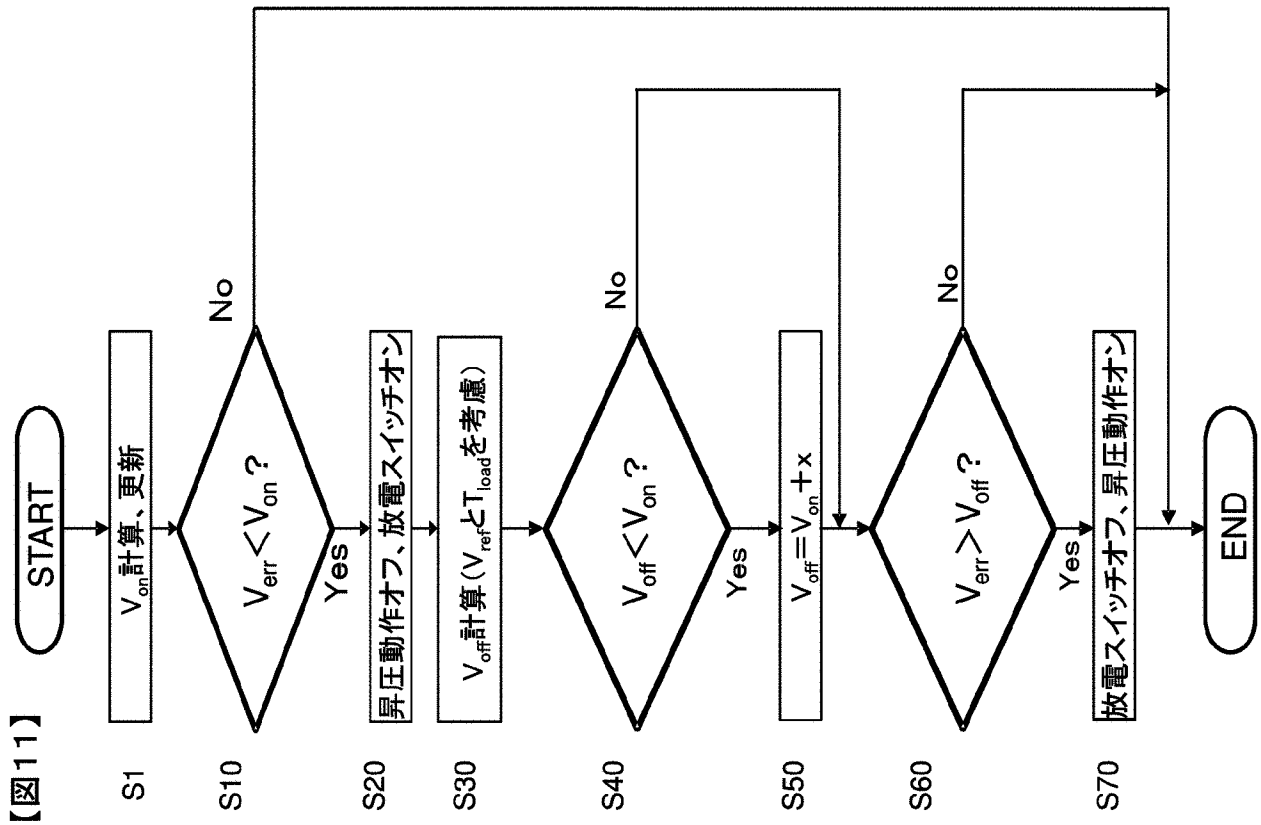

負荷温度0℃
閾値電圧設定あり(負荷温度0℃設定)
V_{ref}
t_{on}
V_{ini}
t_{off}
V_{th}
61
62
3.0
電圧
[a.u.]
時間[a.u.]
8
4
0
-4
-8
0
1
2
3
4
5

(b)

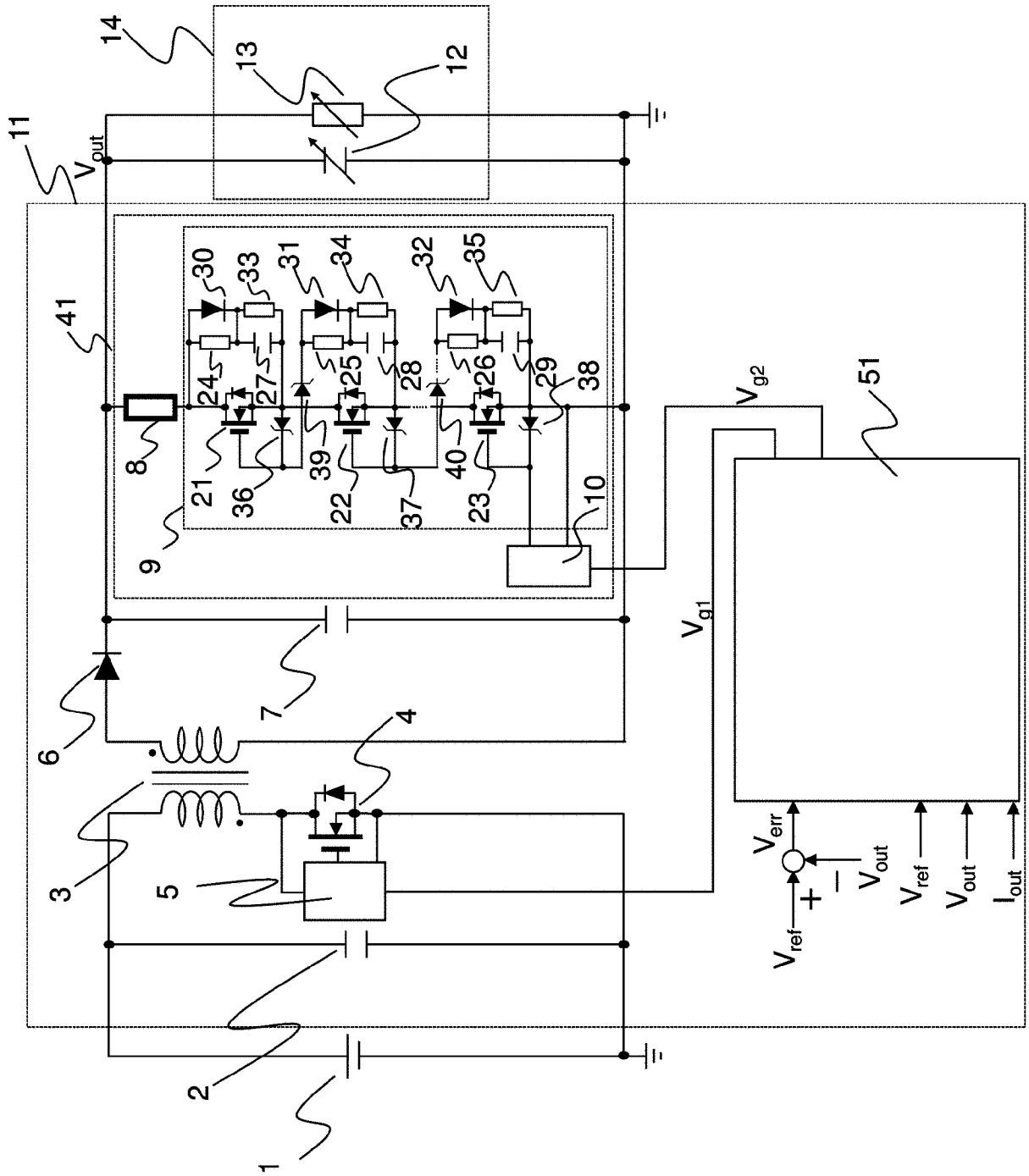
負荷温度0℃
閾値電圧設定あり(負荷温度50℃設定)
V_{ref}
t_{on}
V_{ini}
t_{off}
V_{th}
61
62
4.1
電圧
[a.u.]
時間[a.u.]
8
4
0
-4
-8
0
1
2
3
4
5

(a)

[図11]


【図11】
START
S1
V_{on}計算、更新
S10
V_{err}<V_{on}？
No
Yes
S20
昇圧動作オフ、放電スイッチオン
S30
V_{off}計算（V_{ref}とT_{load}を考慮）
S40
V_{off}<V_{on}？
No
Yes
S50
V_{off}=V_{on}+x
S60
V_{err}>V_{off}？
No
Yes
S70
放電スイッチオフ、昇圧動作オン
END

[図12]


14
13
12
11
V_{out}
41
30
33
31
34
32
35
24
27
25
28
26
29
38
8
21
36
39
22
37
40
23
10
9
V_{g2}
51
V_{g1}
7
6
4
3
5
2
1
V_{err}
V_{ref}
V_{out}
V_{ref}
V_{out}
I_{out}

【図12】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/017860

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M3/28(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)
H02M3/28, H02M1/00, H02M7/48

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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.
A	US 2003/0206421 A1 (AGENCY FOR DEFENSE DEVELOPMENT), 06 November 2003 (06.11.2003), paragraphs [0002] to [0005], [0027] to [0034], [0041], [0042]; fig. 1 to 3 & KR 10-2003-0066239 A	1-17
A	JP 2016-63697 A (Denso Corp.), 25 April 2016 (25.04.2016), paragraphs [0066] to [0071]; fig. 9 to 12 (Family: none)	1-17

☐ 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
"T" 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	Date of mailing of the international search report
27 June 2017 (27.06.17)	11 July 2017 (11.07.17)

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１７／０１７８６０

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M3/28(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（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M3/28, H02M1/00, H02M7/48

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	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１７年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１７年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１７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
A	US 2003/0206421 A1 (AGENCY FOR DEFENSE DEVELOPMENT) 2003.11.06, 段落２－５，２７－３４，４１，４２，図１－３ & KR 10-2003-0066239 A	1-17
A	JP 2016-63697 A (株式会社デンソー) 2016.04.25, 段落６６－７１，図９－１２（ファミリーなし）	1-17

☐　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	国際調査報告の発送日
２７．０６．２０１７	１１．０７．２０１７

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
郵便番号１００－８９１５
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）　５Ｇ　９６５０
佐藤　匡
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５２６