

(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
2023年12月21日(21.12.2023)



(10) 国際公開番号

WO 2023/243115 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 3/00 (2006.01) H02M 7/12 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2022/039396

(22) 国際出願日: 2022年10月21日(21.10.2022)

(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 2022-096978 2022年6月16日(16.06.2022) JP

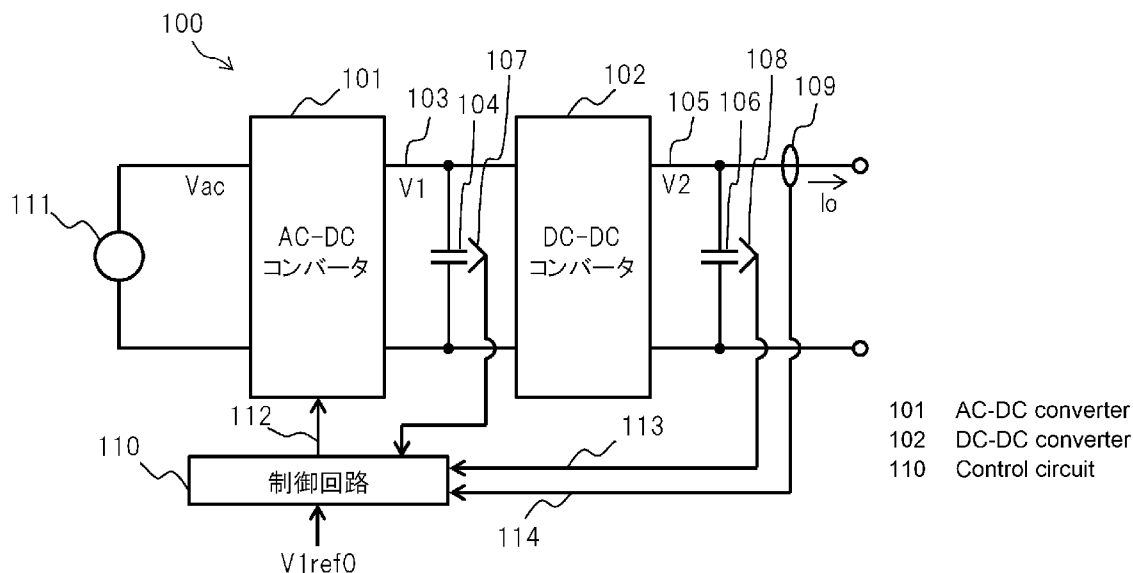
(71) 出願人: 株式会社日立産機システム (HITACHI INDUSTRIAL EQUIPMENT SYSTEMS CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1010021 東京都千代田区外神田一丁目5番1号 Tokyo (JP).

(72) 発明者: 中原 瑞紀 (NAKAHARA, Mizuki); 〒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). 嶋田 尊衛 (SHIMADA, Takae); 〒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). 渡部 與久 (WATABE, Yoshihisa); 〒1010021 東京都千代田区外神田一丁目5番1号 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 石垣 卓也 (ISHIGAKI, Takuya); 〒1010021 東京都千代田区外神田一丁目5番1号 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 上井 雄介 (UEI, Yusuke); 〒1010021 東京都千代田区外神田一丁目5番1号 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP).

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置

図 1



(57) Abstract: Provided is a power conversion device that can suppress fluctuations in output voltage caused by sudden changes in load. Therefore, the power conversion device 100 comprises: an AC-DC converter 101 that converts AC power into first DC power; a DC-DC converter 102 that converts the first DC power to second DC power; and a control circuit 110 that controls an intermediate output voltage V1 of the AC-DC converter 101 on the basis of an output voltage command value. The control circuit 110 corrects the output voltage command value of the AC-DC converter 101 on the basis of



(74) 代理人: 弁理士法人筒井国際特許事務所
(TSUTSUI & ASSOCIATES); 〒1600022 東京都
新宿区新宿2丁目3番10号 新宿御
苑ビル3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, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC,
EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR,
HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, KE, KG, KH,
KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY,
MA, MD, 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, ST,
SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US,
UZ, VC, VN, WS, 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, CV, GH, GM, KE, LR, LS,
MW, MZ, NA, RW, SC, 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, ME, 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:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

the change rate of the output voltage V2 of the DC-DC converter 102 and the change rate of the output current Io of the DC-DC converter 102.

(57) 要約: 負荷急変に起因する出力電圧の変動を抑制することが可能な電力変換装置を提供する。そこで、電力変換装置100は、交流電力を第1の直流電力に変換するAC-DCコンバータ101と、第1の直流電力を第2の直流電力に変換するDC-DCコンバータ102と、AC-DCコンバータ101の中間出力電圧V1を、出力電圧指令値に基づいて制御する制御回路110と、を備える。制御回路110は、DC-DCコンバータ102の出力電圧V2の変化率と、DC-DCコンバータ102の出力電流Ioの変化率とに基づいて、AC-DCコンバータ101の出力電圧指令値を補正する。

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] 特許文献1には、モータ負荷を駆動する三相インバータにおいて、モータ回転数とトルクを検出して三相インバータの出力電力をリアルタイムに計算し、三相インバータの前段に接続される昇圧チョッパの電流指令値にフィードフォワードする方式が記載されている。これにより、モータの回転数やトルクが急変した場合、即座に昇圧チョッパの電流指令値が補正され、三相インバータの入力電圧、すなわち昇圧チョッパの出力電圧の変動を抑制することができる。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2020-10569号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 交流電源を全波整流すると共に昇圧するAC-DCコンバータと、AC-DCコンバータが出力する直流電力を絶縁された別の直流電力に変換する絶縁形DC-DCコンバータとを備えた電力変換装置が知られている。このような電力変換装置は、データセンタ向けや産業機器向けなどの電源装置として広く用いられている。また、電源装置では、負荷として接続される装置の性能を損なわないようにする目的で、負荷電力が急変した場合でも出力電圧や出力電流が変動しないように要求されることが多い。

[0005] こうした中、特許文献1に記載される方式は、交流負荷であるモータ負荷を想定したものであり、直流負荷に対してそのまま適用することは容易でない。さらに、常時、フィードフォワード制御が行われるため、定常状態での

制御が不安定となる可能性がある。また、AC-DCコンバータと、DC-DCコンバータとが連なる回路構成における、負荷急変の際の一般的な問題として、AC-DCコンバータからDC-DCコンバータに入力される中間直流電圧の変動が挙げられる。

[0006] 一般的なDC-DCコンバータでは、入力電圧に対する出力電圧の比、すなわち昇圧比に上限がある。このため、例えば、負荷急増によってDC-DCコンバータの出力電圧が低下すると、DC-DCコンバータの出力が増加し、AC-DCコンバータが制御する中間直流電圧もほぼ同時に低下する。すなわち、DC-DCコンバータの入力電圧が低下する。その結果、DC-DCコンバータの駆動能力の範囲内で、求められる直流電圧を生成することが困難となり、DC-DCコンバータから出力される直流電圧の低下を助長してしまう。したがって、負荷急変に起因する出力電圧の変動を抑制するため、定常状態での制御に影響を与えずに、中間直流電圧の変動を抑制することが求められる。

[0007] そこで、本発明の目的の一つは、負荷急変に起因する出力電圧の変動を抑制することが可能な電力変換装置を提供することにある。

[0008] 本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。

課題を解決するための手段

[0009] 本願において開示される発明のうち、代表的な実施の形態の概要を簡単に説明すれば、次のとおりである。すなわち、一実施の形態による電力変換装置は、交流電力を第1の直流電力に変換するAC-DCコンバータと、第1の直流電力を第2の直流電力に変換するDC-DCコンバータと、AC-DCコンバータの出力電圧を、出力電圧指令値に基づいて制御する制御回路と、を備える。制御回路は、DC-DCコンバータの出力電圧の変化率と、DC-DCコンバータの出力電流の変化率とに基づいて、AC-DCコンバータの出力電圧指令値を補正する。

発明の効果

[0010] 前記一実施の形態によれば、負荷急変に起因する出力電圧の変動を抑制することが可能になる。

図面の簡単な説明

[0011] [図1]実施の形態1による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

[図2]図1における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。

[図3]図1における制御回路の構成例を示すブロック図である。

[図4]図1および図3に示される電力変換装置において、負荷急変の際の動作例を示す波形図である。

[図5]図1におけるAC-DCコンバータの詳細な構成例を示す回路図である。

[図6]図1におけるDC-DCコンバータの詳細な構成例を示す回路図である。

[図7]実施の形態2による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

[図8]図7における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。

[図9]図7における制御回路の構成例を示すブロック図である。

[図10]実施の形態3による電力変換装置において、図1における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。

[図11]実施の形態3による電力変換装置において、負荷急変の際の動作例を示す波形図である。

発明を実施するための形態

[0012] 以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、実施の形態を説明するための全図において、同一の部材には原則として同一の符号を付し、その繰り返しの説明は省略する。

[0013] (実施の形態1)

<電力変換装置の概略>

図1は、実施の形態1による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

図1に示される電力変換装置100は、AC-DCコンバータ101と、DC-DCコンバータ102と、中間平滑コンデンサ104と、出力平滑コン

デンサ 106 と、制御回路 110 と、各種センサとを備える。各種センサの中には、電圧センサ 107, 108 と、電流センサ 109 とが含まれる。

[0014] 当該電力変換装置 100 は、例えば、図 1 に示される各ブロックを構成する部品が配線基板上に実装されることで構成される。制御回路 110 は、例えば、マイクロコントローラや、FPGA (Field Programmable Gate Array) や、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) 等の部品によって実現される。

[0015] AC-DC コンバータ 101 は、三相交流電圧源 111 から入力される交流電力を第 1 の直流電力に変換する。具体的には、AC-DC コンバータ 101 は、交流電圧 V_{ac} を入力として、直流電圧となる中間出力電圧 V_1 を出力する。中間平滑コンデンサ 104 は、AC-DC コンバータ 101 の出力ノードおよび DC-DC コンバータ 102 の入力ノードとなる中間ノード 103 に接続される。中間平滑コンデンサ 104 は、直流電圧、言い換えれば第 1 の直流電力である中間出力電圧 V_1 を平滑する。電圧センサ 107 は、中間出力電圧 V_1 を検出する。

[0016] DC-DC コンバータ 102 は、第 1 の直流電力を第 2 の直流電力に変換する。すなわち、DC-DC コンバータ 102 は、直流電圧となる中間出力電圧 V_1 を入力として、直流電圧となる出力電圧 V_2 を出力する。出力平滑コンデンサ 106 は、DC-DC コンバータ 102 の出力ノード 105 に接続され、直流電圧、言い換えれば第 2 の直流電力である出力電圧 V_2 を平滑する。電圧センサ 108 は、出力電圧 V_2 を検出する。また、電流センサ 109 は、DC-DC コンバータ 102 の出力電流 I_o を検出する。出力電力、すなわち出力電圧 V_2 および出力電流 I_o は、図示しない負荷に供給される。負荷は、例えば、直流負荷である。

[0017] 制御回路 110 は、AC-DC コンバータ 101 を制御する。制御回路 110 には、中間出力電圧指令値の通常値 V_{1ref0} が設定される。明細書では、中間出力電圧指令値を V_{1ref} と呼ぶ。制御回路 110 は、AC-DC コンバータ 101 の中間出力電圧 V_1 を、中間出力電圧指令値 V_{1ref}

fに基づいて制御し、中間出力電圧 V_1 が中間出力電圧指令値 V_{1ref} に等しくなるように制御する。詳細には、制御回路110は、AC-DCコンバータ101が備えるスイッチング素子の通流率を、信号線112を介して制御し、三相交流電圧源111から入力される交流電力を調節することで中間出力電圧 V_1 の大きさを制御する。

[0018] 次に、負荷急変の際の動作について説明する。ここでは、負荷が急増する場合を想定する。負荷が急増するとは、出力電流 I_o が急増することと言い換えることができる。出力電流 I_o が急増すると、出力平滑コンデンサ106から電荷が引き抜かれ、出力電圧 V_2 が低下していく。ここで、制御回路110は、信号線113を介して出力電圧 V_2 の検出値を入力し、さらに信号線114を介して出力電流 I_o の検出値を入力する。

[0019] 制御回路110は、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt と出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt とを計算する。そして、制御回路110は、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt と、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt と、に基づいて、AC-DCコンバータ101の中間出力電圧指令値 V_{1ref} を補正する。

[0020] 詳細には、制御回路110は、各変化率 dV_2/dt 、 dI_o/dt を、予め定めた各しきい値 dV_{2th} 、 dI_{oth} と比較する。そして、制御回路110は、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt がしきい値（第1のしきい値） dV_{2th} を超え、かつ、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt がしきい値（第2のしきい値） dI_{oth} を超えた場合に、負荷急増と判定する。制御回路110は、負荷急増と判定した場合、中間出力電圧指令値 V_{1ref} を、通常値 V_{1ref0} から補正する。より詳細には、制御回路110は、例えば、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt としきい値 dI_{oth} との差分に基づき、中間出力電圧指令値 V_{1ref} を通常値 V_{1ref0} から高めるように補正する。

[0021] これにより、AC-DCコンバータ101の出力電力が即座に増加し、中間出力電圧 V_1 の低下を抑制できる。また、DC-DCコンバータ102の

出力電力が増加していき、出力電圧 V_2 の低下が鈍化する。一方、制御回路110は、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt と、予め定めたしきい値（第3のしきい値） dV_2_th と、を比較し、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt がしきい値 dV_2_th よりも小さくなった場合に、中間出力電圧指令値 V_{1ref} への補正量をゼロにする。すなわち、制御回路110は、中間出力電圧指令値 V_{1ref} を通常値 V_{1ref0} に戻す。

[0022] 以上のような制御を用いることで、負荷急変の際に中間出力電圧 V_1 の変動を抑制することができ、DC-DCコンバータ102は、駆動能力の範囲内で求められる出力電圧 V_2 を生成することができる。その結果、出力電圧 V_2 の変動を抑制することが可能になる。さらに、中間出力電圧指令値 V_{1ref} の補正は、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt と、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt と、が共にしきい値を超えた場合に開始され、変化率が小さい定常状態においては終了している。このため、例えば、フィードフォワード制御等を用いる場合と異なり、定常状態での制御を安定化することが可能になる。

[0023] なお、変化率とは、1回の検出サイクルにおける検出値の変化量であり、例えば、検出サイクルの始点における検出値と終点における検出値との差分値を検出サイクルの時間で除算すること等で算出され得る。また、中間出力電圧指令値 V_{1ref} の補正を開始する際に出力電圧 V_2 に対して用いる第1のしきい値と、補正を終了する際に出力電圧 V_2 に対して用いる第3のしきい値とは、同じ値であっても異なる値であってもよい。異なる値を用いる場合、例えば、第3のしきい値を第1のしきい値よりも小さい値に定めることで、チャタリング等を防止できる場合がある。

[0024] <制御回路の詳細>

図2は、図1における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。例えば、制御回路110は、前述した中間出力電圧指令値 V_{1ref} の補正機能の有効／無効を設定によって選択可能となっている。補正機能が有効の場合、制御回路110は、図2に示したようなフローを、制御サイクル毎に

繰り返し実行する。当該フローは、例えば、マイクロコントローラ等が備えるプロセッサが、メモリに記憶されているプログラムを実行することで実現されてもよく、または、FPGAやASIC等に回路を組み込みことで実現されてもよい。

[0025] 図2において、制御回路110は、まず、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt がしきい値（第1のしきい値） dV_2_th を超えたか否かを判定する（ステップS101）。詳細には、制御回路110は、変化率 dV_2/dt の絶対値 $|dV_2/dt|$ がしきい値 dV_2_th を超えたか否かを判定する。変化率 dV_2/dt は、負荷急変の一つである負荷急増の場合には負極となり、負荷急変の他の一つである負荷急減の場合には正極となる。

[0026] 続いて、制御回路110は、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt がしきい値（第2のしきい値） dI_o_th を超えたか否かを判定する（ステップS102）。詳細には、制御回路110は、変化率 dI_o/dt の絶対値 $|dI_o/dt|$ がしきい値 dI_o_th を超えたか否かを判定する。変化率 dI_o/dt は、負荷急増の場合には正極となり、負荷急減の場合には負極となる。

[0027] 出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt がしきい値 dV_2_th を超え、かつ、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt もしきい値 dI_o_th を超えた場合（ステップS102：YES）、制御回路110は、負荷急変が生じたと判定する。この場合、制御回路110は、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ の補正量を計算し、通常値 $V1_{ref0}$ に反映させる（ステップS103）。明細書では、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ の補正量を $\Delta V1_{ref}$ と呼ぶ。

[0028] ステップS103において、具体的には、制御回路110は、例えば、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt としきい値 dI_o_th との差分に基づいて、当該差分に比例する補正量を計算する。この際に、補正量 $\Delta V1_{ref}$ は、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt が正極の場合に正極となり、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt が負極の場合に負極となる。なお、制御回路110は、出力電流 I_o の代わりに、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt とし

きい値 $dV2_th$ との差分に基づいて、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ を補正してもよい。ただし、出力電流 I_o を用いることで、出力電圧 $V2$ を用いる場合よりも応答速度を速められるため、この観点では、出力電流 I_o を用いる方が望ましい。

[0029] 一方、出力電圧 $V2$ の変化率 $dV2/dt$ がしきい値 $dV2_th$ を超えない場合か（ステップ $S101:NO$ ）、または、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt がしきい値 dI_o_th を超えない場合（ステップ $S102:NO$ ）、制御回路 110 は、電力変換装置 100 の動作が定常状態である、と判定する。この場合、制御回路 110 は、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ の補正量 $\Delta V1_{ref}$ をゼロに定めることで、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ を通常値 $V1_{ref0}$ に定める（ステップ $S104$ ）。

[0030] 以上のようなフローにより、制御回路 110 は、 $DC-DC$ コンバータ 102 の出力電圧 $V2$ の変動方向と逆極性に $AC-DC$ コンバータ 101 の中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ を補正することができる。また、定常状態の場合、すなわち変化率 $dV2/dt$ または変化率 dI_o/dt が小さい場合には、中間出力電圧指令値 $V1_{ref}$ の補正量 $\Delta V1_{ref}$ はゼロとなる。このため、定常状態では、安定した制御を行うことが可能になる。

[0031] 図3は、図1における制御回路の構成例を示すブロック図である。図3において、微分器 301 は、検出された出力電流 I_o を入力し、変化率 dI_o/dt を計算して出力する。比較器 302 は、微分器 301 からの変化率 dI_o/dt と、予め設定されたしきい値 dI_o_th と、を入力する。比較器 302 は、変化率 dI_o/dt としきい値 dI_o_th とを比較し、 $|dI_o/dt| \geq dI_o_th$ の場合に、ハイレベルの検出信号 303 を出力し、 $|dI_o/dt| < dI_o_th$ の場合に、ロウレベルの検出信号 303 を出力する。

[0032] 同様に、微分器 306 は、検出された出力電圧 $V2$ を入力し、変化率 $dV2/dt$ を計算して出力する。比較器 307 は、微分器 306 からの変化率 $dV2/dt$ と、予め設定されたしきい値 $dV2_th$ と、を入力する。比

較器 307 は、変化率 dV_2/dt としきい値 dV_2_th とを比較し、 $|dV_2/dt| \geq dV_2_th$ の場合に、ハイレベルの検出信号 308 を出力し、 $|dV_2/dt| < dV_2_th$ の場合に、ロウレベルの検出信号 308 を出力する。

[0033] 加算器 305 は、比較器 302 の場合と同じく、微分器 301 からの変化率 dI_o/dt と、しきい値 dI_o_th とを入力する。加算器 305 は、差分検出器でもあり、変化率 dI_o/dt と、しきい値 dI_o_th との差分を計算することで、例えば、当該差分に比例する補正量 ΔV_{1ref} を計算する。具体的には、加算器 305 は、 $|dI_o/dt| \geq dI_o_th$ を前提として、変化率 dI_o/dt が正極の場合には正極の補正量 ΔV_{1ref} を計算し、変化率 dI_o/dt が負極の場合には負極の補正量 ΔV_{1ref} を計算する。

[0034] 補正量計算器 304 は、検出信号 303, 308 が共にハイレベルの場合には、加算器 305 からの補正量 ΔV_{1ref} を補正信号 309 として出力する。一方、補正量計算器 304 は、検出信号 303, 308 の少なくとも一方がロウレベルの場合には、補正信号 309 としてゼロを出力する。加算器 310 は、中間出力電圧指令値 V_{1ref} の通常値 V_{1ref0} に、補正信号 309 に基づく補正量 ΔV_{1ref} を加算することで、中間出力電圧指令値 V_{1ref} を出力する。なお、加算器 305 への入力は、図 2 で述べたように、微分器 306 からの変化率 dV_2/dt と、しきい値 dV_2_th とであってもよい。

[0035] <電力変換装置の負荷急変時での動作>

図 4 は、図 1 および図 3 に示される電力変換装置において、負荷急変の際の動作例を示す波形図である。図 4 には、一例として、負荷急増の際の動作波形が示される。また、図 4 には、比較例として、実施の形態の方式を用いない場合の波形が点線で示される。以下、図 4 に示される動作について説明する。

[0036] 時刻 t_1 では、負荷が急増し、出力電流 I_o が増加しはじめる。時刻 t_1

から時刻 t_2 までの期間では、出力電流 I_o の増加により、出力電圧 V_2 は低下する。これに伴い、DC-DCコンバータ 102 の出力が増加するため、中間出力電圧 V_1 も、ほぼ同時に低下する。なお、この時刻 t_1 から時刻 t_2 までの期間では、出力電流 I_o の変化率および出力電圧 V_2 の変化率は、共に小さいため、中間出力電圧指令値 V_{1ref} は、通常値 V_{1ref0} のままである。

[0037] 時刻 t_2 では、出力電流 I_o の変化率と出力電圧 V_2 の変化率は、共にしきい値を超える。これに伴い、中間出力電圧指令値 V_{1ref} の補正が開始する。時刻 t_2 から時刻 t_3 までの期間では、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt としきい値 dI_o_th との差分に基づく補正量 ΔV_{1ref} が計算され、中間出力電圧指令値 V_{1ref} は、高くなっている。これにより、AC-DCコンバータ 101 の出力が増加するため、比較例の場合と比べて、中間出力電圧 V_1 の低下を抑制できる。

[0038] 時刻 t_3 では、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt は、ピークとなる。時刻 t_3 から時刻 t_4 までの期間では、変化率 dI_o/dt の減少に伴い、補正量 ΔV_{1ref} も減少していく。時刻 t_4 では、DC-DCコンバータ 102 の出力により、出力電圧 V_2 の低下は収まる。これに伴い、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt がしきい値よりも小さくなることで、補正量 ΔV_{1ref} は、ゼロに戻る。このような動作により、比較例の場合よりも中間出力電圧 V_1 の低下を抑制でき、結果として出力電圧 V_2 の変動幅を縮小できる。

[0039] <各コンバータの詳細>

図5は、図1におけるAC-DCコンバータの詳細な構成例を示す回路図である。図5に示されるAC-DCコンバータ 101 は、全波整流回路 401 と、インダクタ 402 と、スイッチング素子 403 と、ダイオード 404 とを備えた昇圧チョッパ型の構成となっている。全波整流回路 401 は、6個のダイオード $D_1 \sim D_6$ からなるダイオードブリッジによって全波整流を行うことで、3相の交流電圧 V_{ac} を直流電圧に整流する。

[0040] インダクタ402は、スイッチング素子403がオンの期間で、全波整流回路401からの電力を蓄える。一方、スイッチング素子403がオフの間では、インダクタ402に蓄えられた電力は、ダイオード404を介して中間平滑コンデンサ104に伝送される。中間出力電圧V1の大きさは、スイッチング素子403の通流率によって制御される。スイッチング素子403のオン／オフは、図1に示した制御回路110からの信号線112によって制御される。

[0041] AC-DCコンバータ101は、図5に示されるような回路方式に限らず、例えば3相PWMコンバータでもよく、他の回路方式のものであってもよい。また、図5の例では、スイッチング素子403は、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) であるが、これに限らず、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等の素子であってもよい。

[0042] 図6は、図1におけるDC-DCコンバータの詳細な構成例を示す回路図である。図6に示されるDC-DCコンバータ102は、絶縁形DC-DCコンバータの一種である共振形コンバータである。DC-DCコンバータ102の一次側には、スイッチング素子Q10～Q13からなるフルブリッジ回路501と、インダクタ502と、トランス503の一次巻線と、コンデンサ504とが設けられる。一方、DC-DCコンバータ102の二次側には、スイッチング素子Q20～Q23からなるフルブリッジ回路506と、インダクタ505と、トランス503の二次巻線とが設けられる。

[0043] フルブリッジ回路501において、スイッチング素子Q10, Q13の組と、スイッチング素子Q11, Q12の組とを交互にオンに制御することで、トランス503に交流電流が流れる。また、フルブリッジ回路506において、スイッチング素子Q20, Q23の組と、スイッチング素子Q21, Q22の組とを交互にオンに制御することで、トランス503によって伝送された電流は、同期整流されたのち、出力平滑コンデンサ106を充電する。

[0044] 一次側の交流電流は、インダクタ502と、トランス503の励磁インダクタと、コンデンサ504とからなる直列共振回路によって正弦波状に制御される。これにより、スイッチング素子の遮断電流を抑えることで高効率な電力変換が可能である。また、出力電圧V2の大きさは、例えば、各スイッチング素子のスイッチング周波数によって制御される。各スイッチング素子のオン／オフは、図1に示されないDC-DCコンバータ102の制御回路によって制御される。ただし、当該制御回路は、図1に示した制御回路110によって実現されてもよい。

[0045] DC-DCコンバータ102は、図6に示されるような回路方式に限らず、例えば、DAB (Dual Active Bridge) であってもよく、非絶縁形のチョップパ回路であってもよい。DABは、図6に示した構成例からコンデンサ504を削除したような構成を備える。また、図6の例では、各スイッチング素子は、MOSFETであるが、これに限らず、IGBT等の素子であってもよい。

[0046] <実施の形態1の主要な効果>

以上のように、実施の形態1の方式では、出力電圧V2の変化率および出力電流I_oの変化率に基づいて、中間出力電圧指令値V1_{ref}の補正量 $\Delta V1_{ref}$ を制御する。これにより、負荷急変に起因する出力電圧V2の変動を抑制することが可能になる。また、定常状態で補正量 $\Delta V1_{ref}$ がゼロとなるような制御を用いることで、定常状態で、安定した制御を行うことが可能になる。その結果、ロバストな電力変換装置を実現可能になる。

[0047] (実施の形態2)

<電力変換装置の概略>

図7は、実施の形態2による電力変換装置の構成例を示す概略図である。図7に示される電力変換装置200は、図1に示した構成例と比較して、次の2点が異なっている。1点目の相違点として、電流センサ601が設けられる。電流センサ601は、出力平滑コンデンサ106に流れるコンデンサ電流I_cを検出する。2点目の相違点として、制御回路110は、図1にお

ける出力電圧 V_2 の検出値の代わりに、電流センサ601からのコンデンサ電流 I_c の検出値を、信号線602を介して入力する。

[0048] すなわち、制御回路110は、実施の形態1では、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt を計算したが、実施の形態2では、当該変化率 dV_2/dt を、出力平滑コンデンサ106に流れるコンデンサ電流 I_c によって検出する。具体的には、コンデンサ容量 C の定義式から、コンデンサ電圧 V_c とコンデンサ電流 I_c には式(1)の関係がある。

$$V_c = \int (I_c) dt / C \quad \dots (1)$$

[0049] 式(1)より、コンデンサ電圧 V_c は、コンデンサ電流 I_c の積分値である。したがって、出力電圧 V_2 の変化率 dV_2/dt は、コンデンサ電流 I_c に置き換えられる。また、コンデンサ電流 I_c を積分することで、出力電圧 V_2 を計算することもできる。このため、出力電圧 V_2 の代わりにコンデンサ電流 I_c を用いても、実施の形態1の場合と同様の動作を行うことができ、同様の効果を得ることができる。さらに、一般的に、コンデンサ電圧よりもコンデンサ電流の方が、変動が顕著なため、負荷急変を検出しやすい。

[0050] なお、図7の構成例では、図1における電圧センサ108、すなわち出力電圧 V_2 を検出するセンサが設けられないが、実用上は、当該電圧センサ108も設けられる。すなわち、出力電圧 V_2 の値は、DC-DCコンバータ102を制御する上で、ある程度高精度な値が必要とされる。一方、出力電圧 V_2 の値は、式(1)に基づく計算によって求めることも可能である。ただし、この場合、演算負荷が増大し、また、コンデンサ容量 C の経時変動等によって、出力電圧 V_2 の値に誤差が生じ得る。

[0051] <制御回路の詳細>

図8は、図7における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。図8に示されるフローは、図2におけるステップS101が図8におけるステップS201に置き換わったものとなっている。ステップS201において、制御回路110は、コンデンサ電流 I_c がしきい値(第1のしきい値) dI_c_th を超えたか否かを判定する。詳細には、制御回路110は、コ

ンデンサ電流 I_c の絶対値 $|I_c|$ がしきい値 dI_{c_th} を超えたか否かが判定する。コンデンサ電流 I_c は、負荷急増の場合には負極、すなわち放電方向となり、負荷急減の場合は正極、すなわち充電方向となる。

[0052] 図9は、図7における制御回路の構成例を示すブロック図である。図9に示される制御回路110は、図3に示した構成例と比較して、比較器307への入力内容が異なっている。すなわち、比較器307は、電流センサ601からのコンデンサ電流 I_c と、予め設定されたしきい値 dI_{c_th} と、を入力する。比較器307は、コンデンサ電流 I_c としきい値 dI_{c_th} とを比較し、 $|I_c| \geq dI_{c_th}$ の場合に、ハイレベルの検出信号308を出力し、 $|I_c| < dI_{c_th}$ の場合に、ロウレベルの検出信号308を出力する。

[0053] <実施の形態2の主要な効果>

以上、実施の形態2の方式を用いることでも、実施の形態1で述べた各種効果と同様の効果が得られる。また、図7に示したように、図3における微分器306を削除することができ、制御回路110を簡素化できる。さらに、出力電圧 V_2 の代わりにコンデンサ電流 I_c を検出することで、負荷急変に対してより感度が高い検出を行える場合がある。その結果として、応答性をより高められる場合がある。

[0054] (実施の形態3)

<制御回路の詳細>

図10は、実施の形態3による電力変換装置において、図1における制御回路の処理内容の一例を示すフロー図である。図10に示されるフローは、制御サイクル毎に繰り返し実行される。図10に示されるフローは、図2に示したフローと比較して次の点が異なっている。すなわち、図2におけるステップS103が図10におけるステップS301に置き換わり、更に、図10では、ステップS302～S304が追加されている。

[0055] ステップS301において、制御回路110は、ステップS103の場合と同様に、中間出力電圧指令値 V_{1ref} の補正量 ΔV_{1ref} を計算する

。ただし、制御回路110は、ステップS103の場合と異なり、この段階では、当該補正量 $\Delta V1ref$ を中間出力電圧指令値 $V1ref$ に反映しない。ステップS301ののち、制御回路110は、ステップS301で算出した補正量 $\Delta V1ref$ が、前回の制御サイクルで算出した補正量よりも大きいかなかを判定する（ステップS302）。

[0056] 現在の制御サイクルで算出した補正量 $\Delta V1ref$ が前回の制御サイクルで算出した補正量よりも大きい場合（ステップS302：YES）、制御回路110は、ステップS301で算出した補正量 $\Delta V1ref$ を反映して中間出力電圧指令値 $V1ref$ を出力する（ステップS304）。一方、現在の補正量 $\Delta V1ref$ が前回の補正量よりも小さい場合（ステップS302：NO）、制御回路110は、現在の補正量 $\Delta V1ref$ を、制御サイクル毎に一定の傾きで減少していく補正量に定める。そして、制御回路110は、当該定めた補正量を反映させた中間出力電圧指令値 $V1ref$ を出力する（ステップS303）。

[0057] ステップS303において、詳細には、制御回路110は、例えば、前回の制御サイクルでの補正量から予め定めた量だけ減少させた補正量 $\Delta V1ref$ を定める。そして、制御回路110は、当該定めた補正量を中間出力電圧指令値 $V1ref$ の通常値 $V1ref0$ に加算する。このようなフローを用いることで、補正量 $\Delta V1ref$ を徐々にゼロに収束させることができ、補正量 $\Delta V1ref$ が急峻にゼロにリセットされないように制御することができる。その結果、負荷急変から定常状態に戻る際の中間出力電圧 $V1$ の変動を抑制できる。

[0058] 図11は、実施の形態3による電力変換装置において、負荷急変の際の動作例を示す波形図である。図11に示される波形図は、図4に示した波形図と比較して、補正量 $\Delta V1ref$ の波形が異なっている。時刻 $t3$ において、図4の場合と同様に、出力電流 I_o の変化率 dI_o/dt は、ピークとなる。これに伴い、補正量 $\Delta V1ref$ もピークとなる。

[0059] 次の制御サイクルとなる時刻 $t34$ において、図10におけるステップS

301で算出された補正量 ΔV_{1ref} は、前回の制御サイクルである時刻 t_3 で算出された補正量よりも小さくなっているものとする。この場合、制御回路110は、図10に示したステップS303において、例えば、時刻 t_3 で算出された補正量から予め定めた減少量 ΔV だけ減少させた補正量を、時刻 t_{34} での補正量 ΔV_{1ref} に定める。

[0060] このような制御が、制御サイクル毎に繰り返し実行されることで、図11に示されるように、補正量 ΔV_{1ref} は、徐々にゼロに収束していく。すなわち、図4における時刻 t_4 に示されるような、補正量 ΔV_{1ref} の急減な変化を無くすることができる。図4の場合には、図示は省略されているが、当該時刻 t_4 での急減な変化に応じて、中間出力電圧 V_1 が変動するおそれがある。図11では、このような中間出力電圧 V_1 の変動を抑制できる。

[0061] <実施の形態3の主要な効果>

以上、実施の形態3の方式を用いることでも、実施の形態1で述べた各種効果と同様の効果が得られる。さらに、実施の形態1の場合と比較して、負荷急変から定常状態に戻る際の中間出力電圧 V_1 の変動を抑制できる。

[0062] 以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は前記実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能である。例えば、前述した実施の形態は、本発明を分かり易く説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施の形態の構成の一部を他の実施の形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施の形態の構成に他の実施の形態の構成を加えることも可能である。また、各実施の形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

符号の説明

[0063] 100、200…電力変換装置、101…AC-DCコンバータ、102…DC-DCコンバータ、106…出力平滑コンデンサ、110…制御回路、 I_o …出力電流、 V_1 …中間出力電圧、 V_2 …出力電圧、 V_{ac} …交流電

圧、 dI_o_th , $dV2_th$, Ic_th …しきい値、 $\Delta V1_{ref}$ …
補正量

請求の範囲

- [請求項1] 交流電力を第1の直流電力に変換するAC-DCコンバータと、
 前記第1の直流電力を第2の直流電力に変換するDC-DCコンバータと、
 前記AC-DCコンバータの出力電圧を、出力電圧指令値に基づいて制御する制御回路と、
 を備え、
 前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変化率と、前記DC-DCコンバータの出力電流の変化率とに基づいて、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値を補正する、
 電力変換装置。
- [請求項2] 請求項1記載の電力変換装置において、
 前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変化率が予め定めた第1のしきい値を超え、かつ、前記DC-DCコンバータの出力電流の変化率が予め定めた第2のしきい値を超えた場合に、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値を補正する、
 電力変換装置。
- [請求項3] 請求項2記載の電力変換装置において、
 前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電流の変化率と前記第2のしきい値との差分に基づいて、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値の補正量を定める、
 電力変換装置。
- [請求項4] 請求項2記載の電力変換装置において、
 前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変化率と前記第1のしきい値との差分に基づいて、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値の補正量を定める、
 電力変換装置。
- [請求項5] 請求項2記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変化率が予め定めた第3のしきい値よりも小さくなった場合に、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値の補正量をゼロにする、
電力変換装置。

[請求項6]

請求項3または4に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、制御サイクル毎に、前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値の補正量を算出し、現在の制御サイクルで算出した補正量が前回の制御サイクルで算出した補正量よりも小さい場合、制御サイクル毎に一定の傾きで減少していく補正量を定める、
電力変換装置。

[請求項7]

請求項1に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変動方向と逆極性に前記AC-DCコンバータの前記出力電圧指令値を補正する、
電力変換装置。

[請求項8]

請求項1に記載の電力変換装置において、

さらに、前記第1の直流電力を保持するコンデンサを有し、
前記制御回路は、前記DC-DCコンバータの出力電圧の変化率を、前記コンデンサに流れるコンデンサ電流によって検出する、
電力変換装置。

[請求項9]

交流電力を第1の直流電力に変換するAC-DCコンバータと、
前記第1の直流電力を第2の直流電力に変換するDC-DCコンバータと、
前記第1の直流電力を保持するコンデンサと、
前記AC-DCコンバータを制御する制御回路と、
を備え、

前記制御回路は、前記コンデンサに流れるコンデンサ電流と、前記DC-DCコンバータの出力電流の変化率とに基づいて、前記AC-

D Cコンバータの出力電圧指令値を補正する、
電力変換装置。

[請求項10]

請求項9記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記コンデンサ電流が予め定めた第1のしきい値を超え、かつ、前記D C－D Cコンバータの出力電流の変化率が予め定めた第2のしきい値を超えた場合に、前記A C－D Cコンバータの前記出力電圧指令値を補正する、

電力変換装置。

[請求項11]

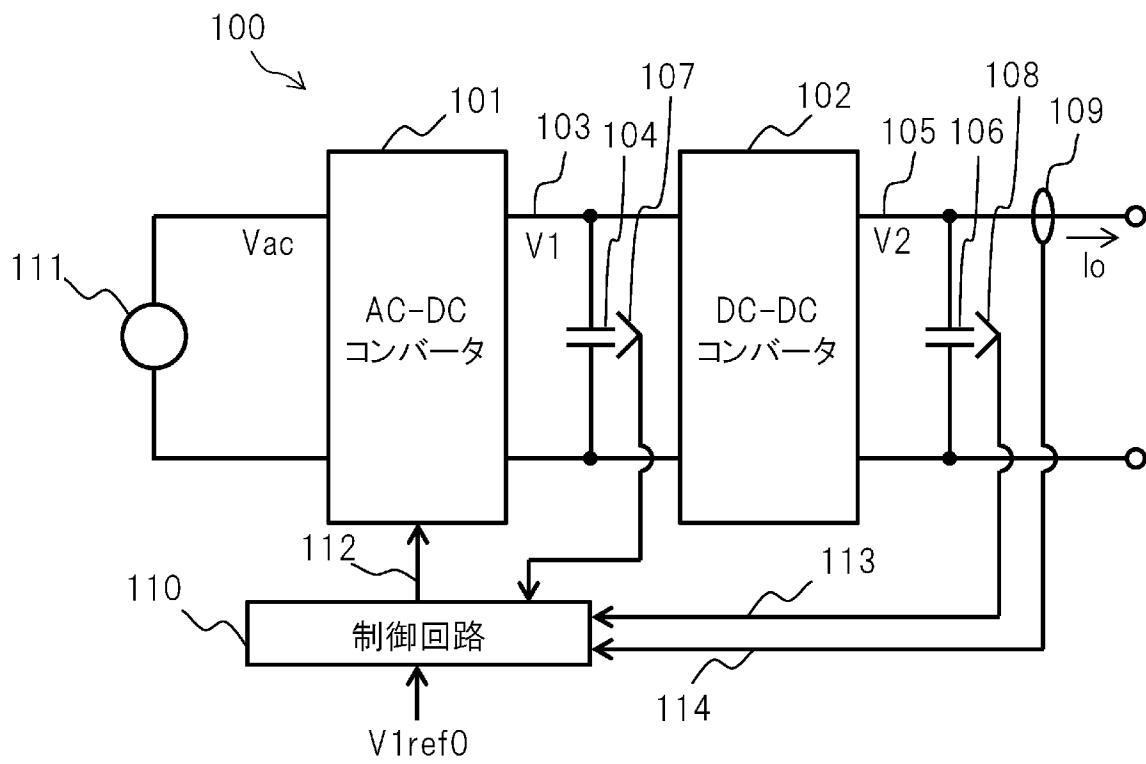
請求項10記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記D C－D Cコンバータの出力電流の変化率と前記第2のしきい値との差分に基づいて、前記A C－D Cコンバータの前記出力電圧指令値の補正量を定める、

電力変換装置。

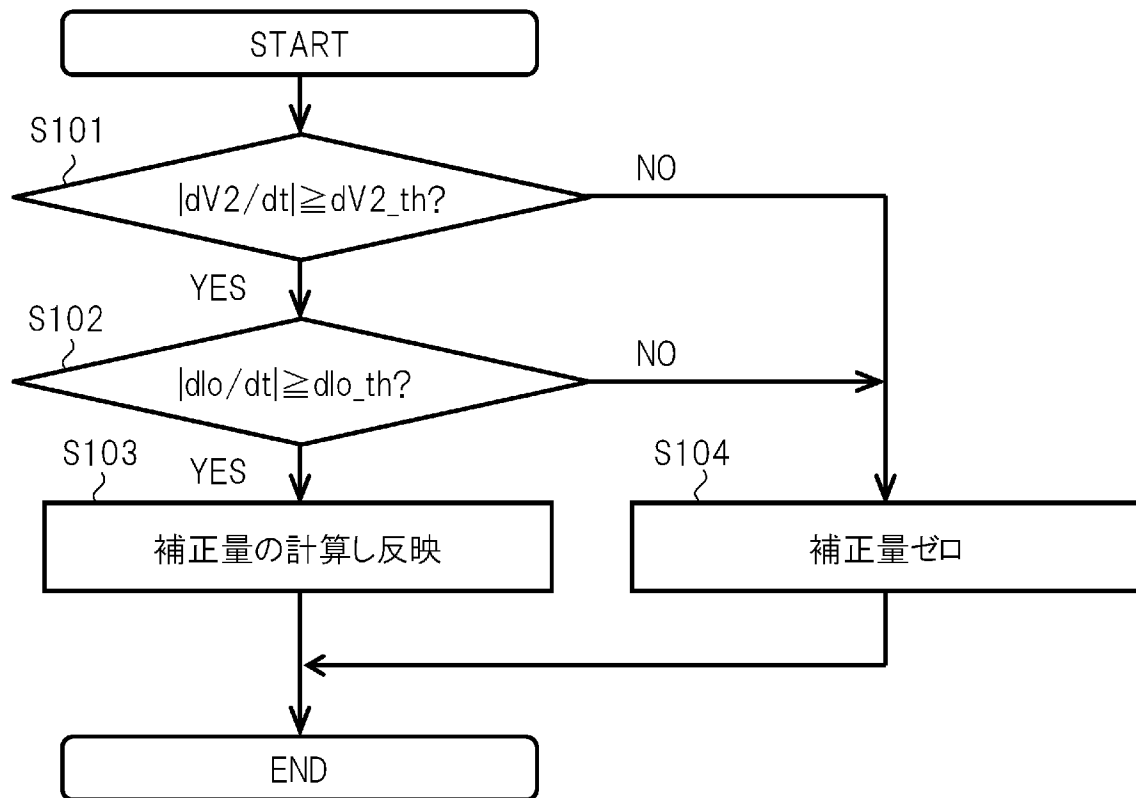
[図1]

図 1



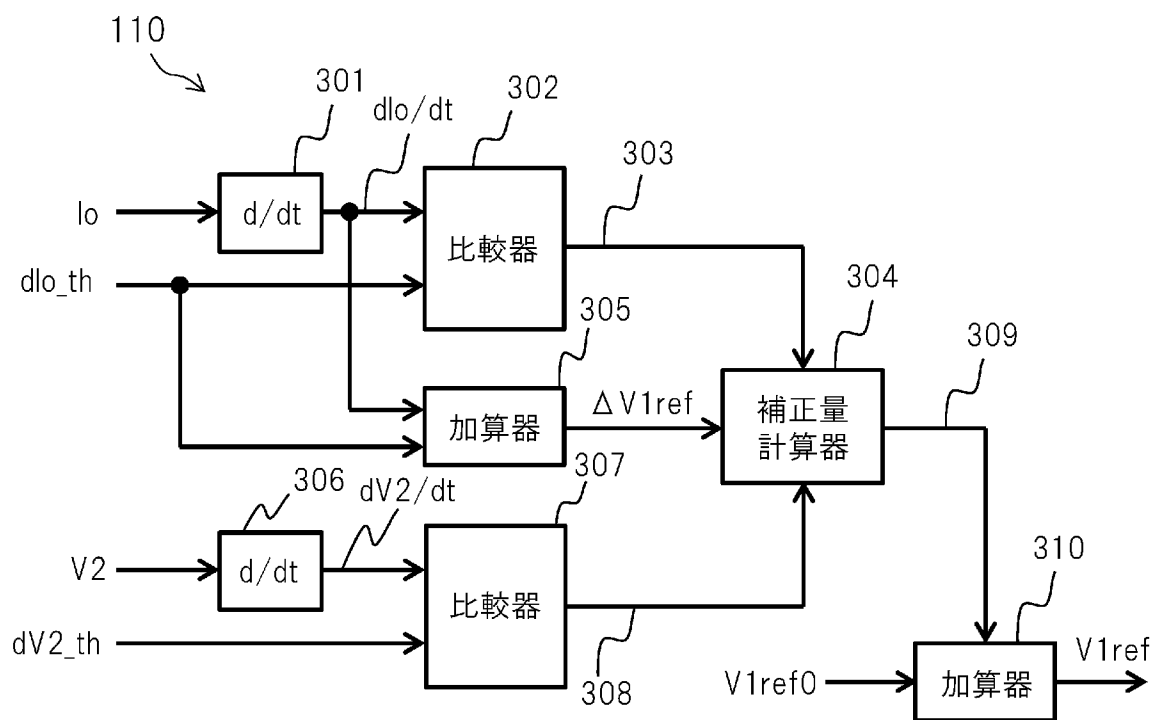
[図2]

図 2



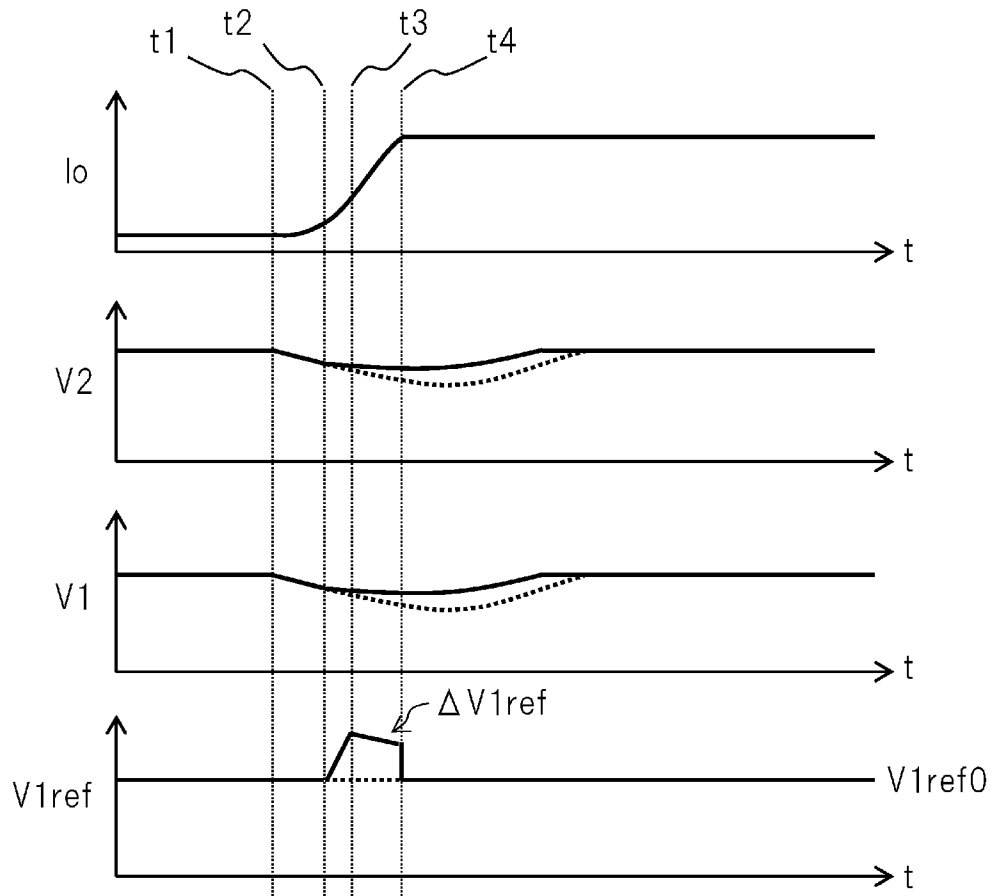
[図3]

図 3



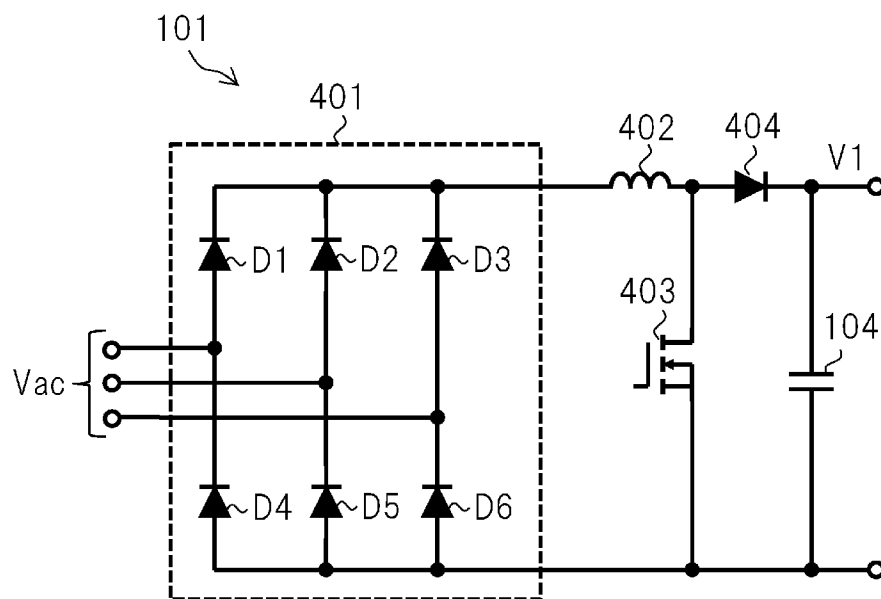
[図4]

図 4



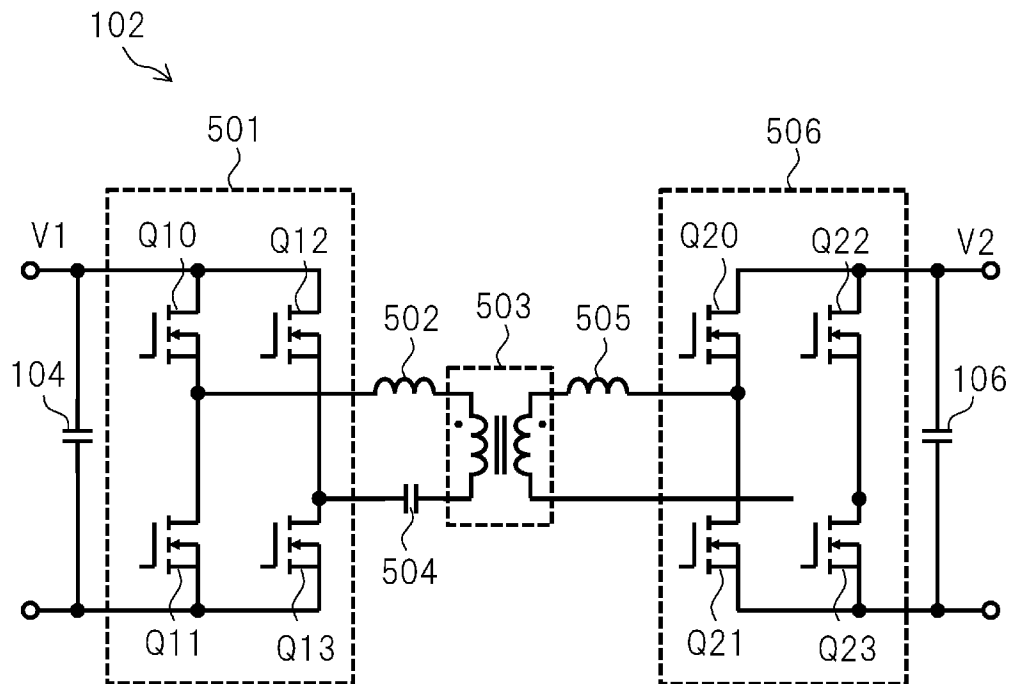
[図5]

図 5



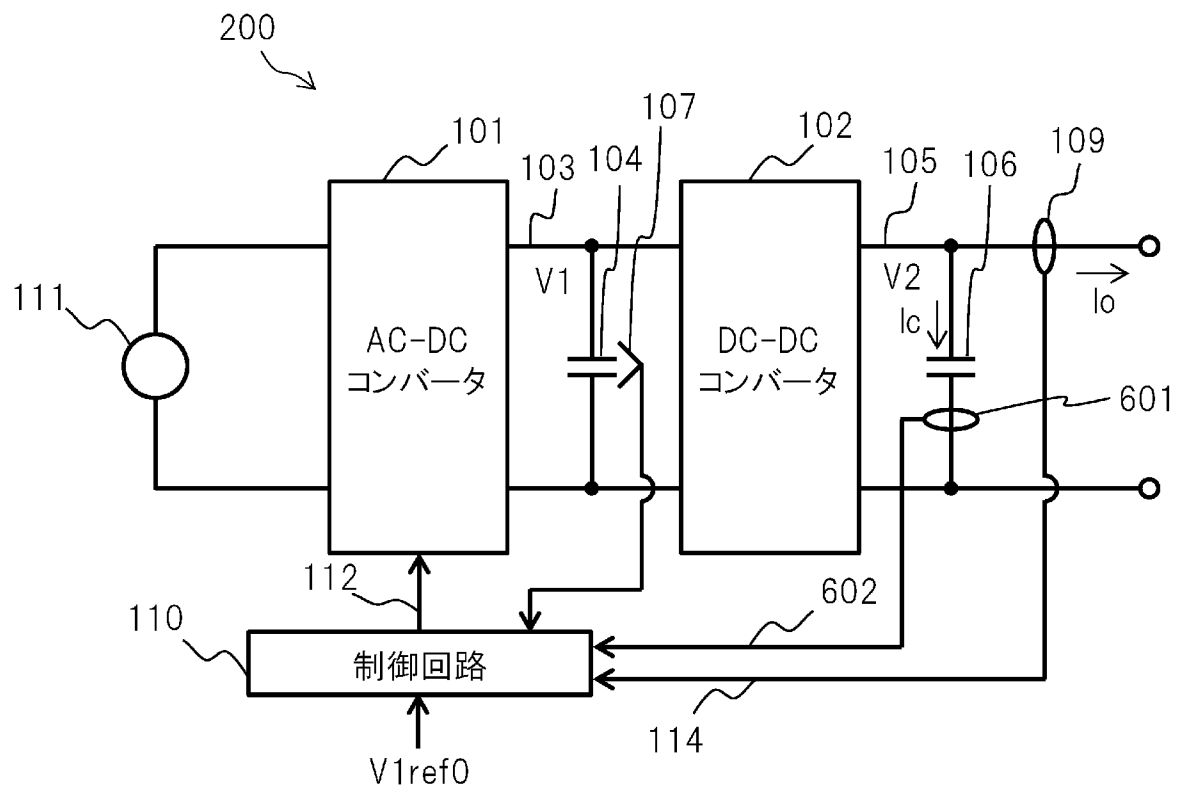
[図6]

図 6



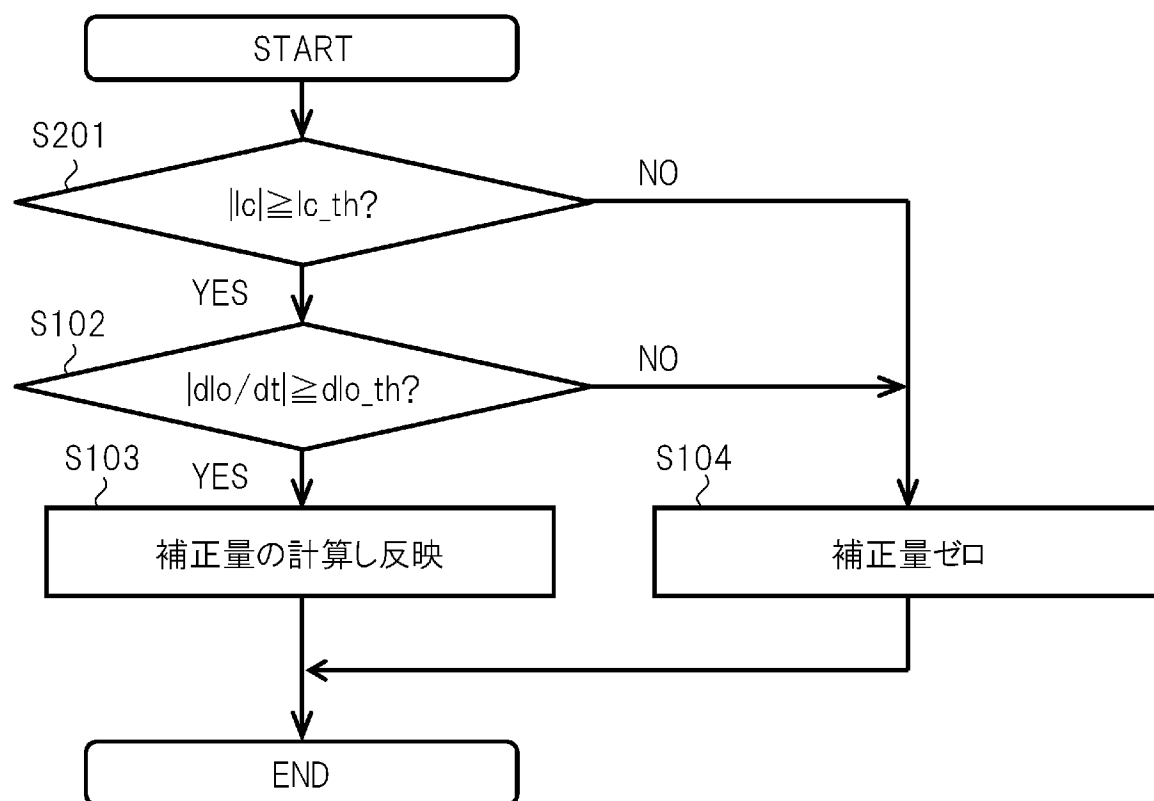
[図7]

図 7



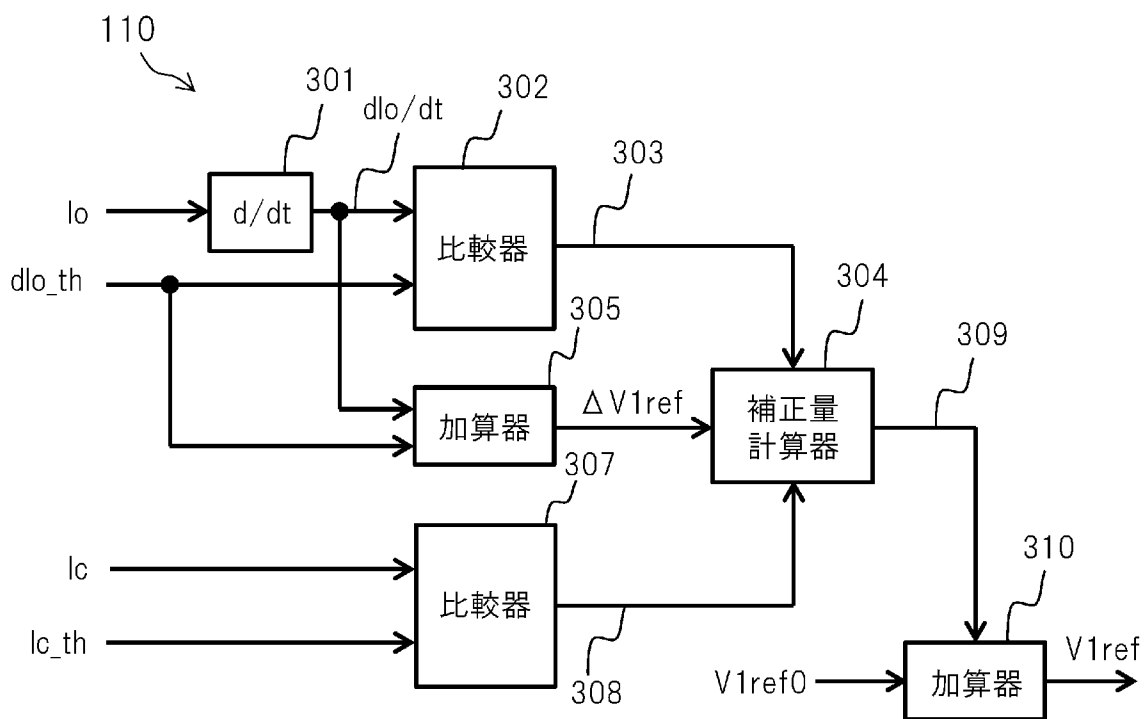
[図8]

図 8

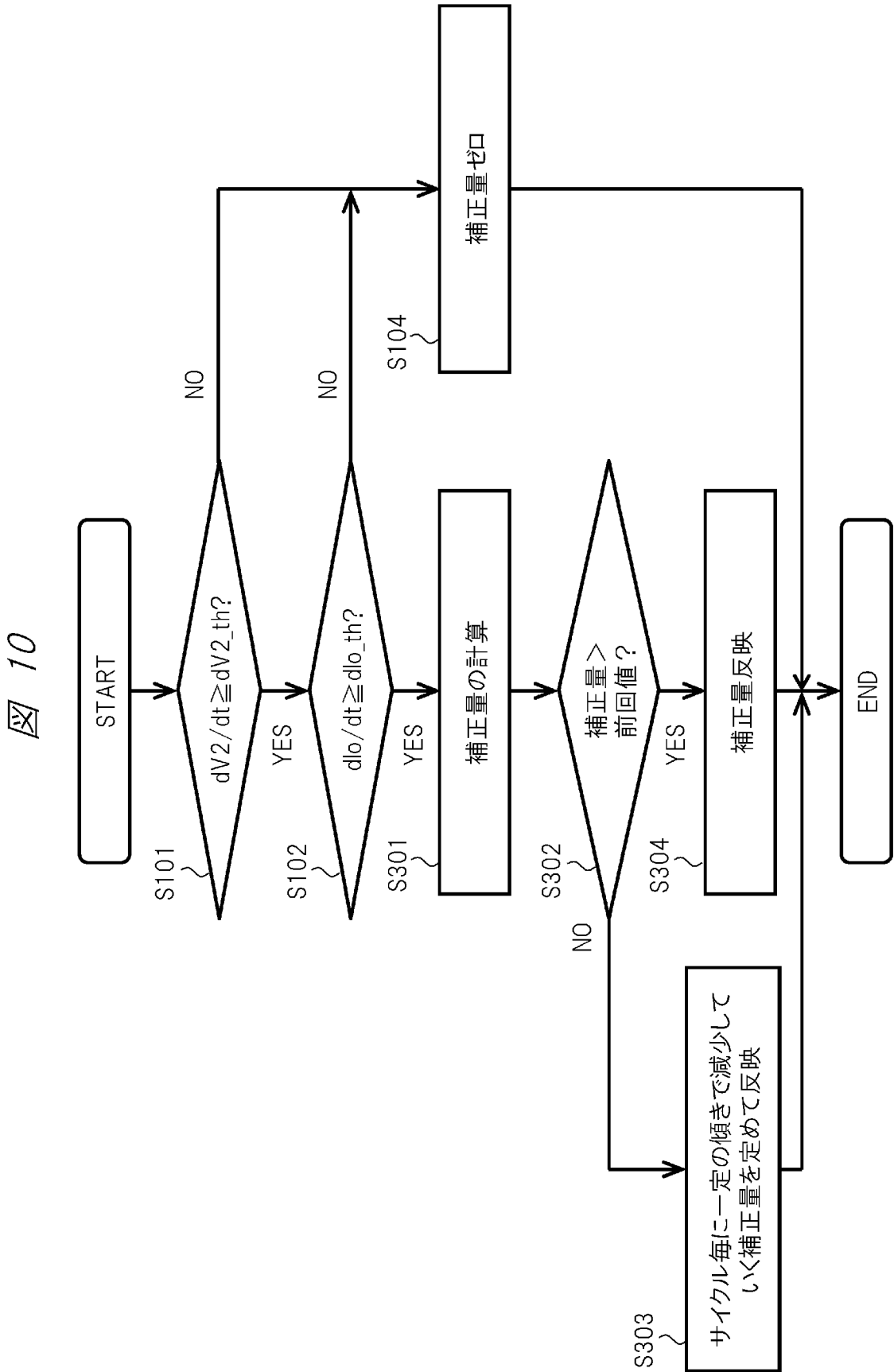


[図9]

図 9

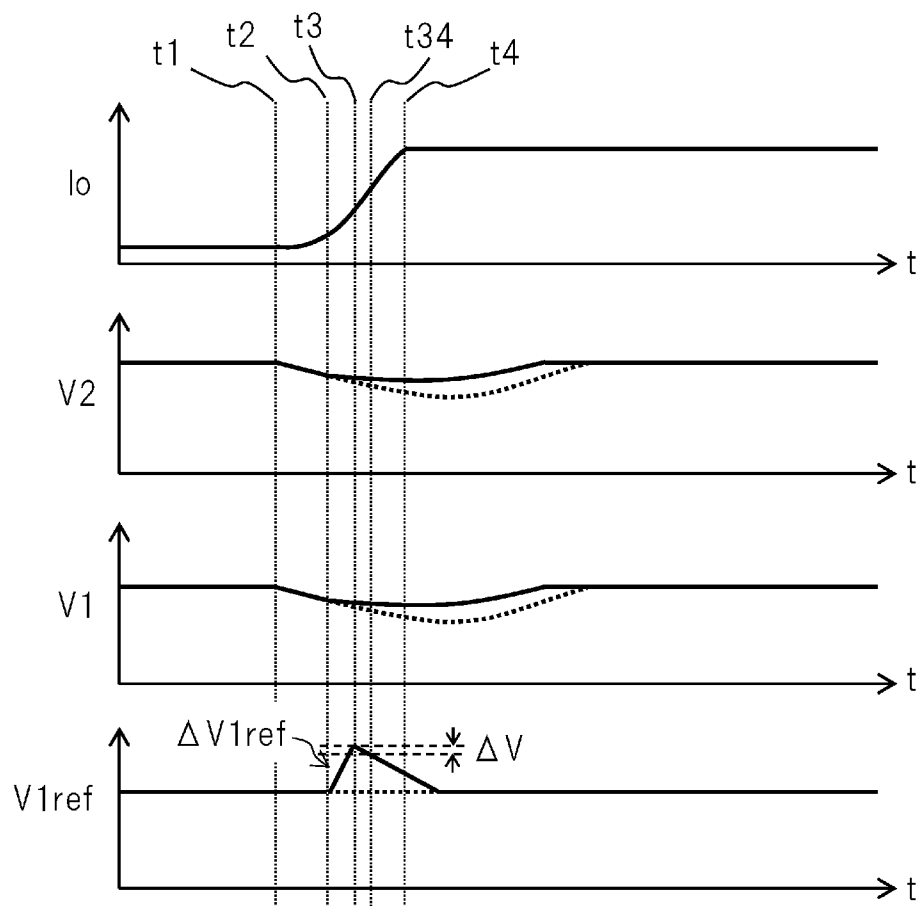


[図10]



[図11]

図 11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2022/039396

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02M 3/00**(2006.01)i; **H02M 7/12**(2006.01)i

FI: H02M3/00 H; H02M3/00 U; H02M7/12 A

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)

H02M1/00-7/98

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

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996

Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2022

Registered utility model specifications of Japan 1996-2022

Published registered utility model applications of Japan 1994-2022

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	JP 2013-59200 A (MYWAY CORP) 28 March 2013 (2013-03-28) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2013-158122 A (HITACHI LTD) 15 August 2013 (2013-08-15) entire text, all drawings	1-11
A	WO 2020/115800 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP) 11 June 2020 (2020-06-11) entire text, all drawings	1-11
A	WO 2020/049801 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP) 12 March 2020 (2020-03-12) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2004-15897 A (FUJI ELECTRIC HOLDINGS CO LTD) 15 January 2004 (2004-01-15) entire text, all drawings	1-11



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

24 November 2022

Date of mailing of the international search report

06 December 2022

Name and mailing address of the ISA/JP

Japan Patent Office (ISA/JP)

3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915

Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2022/039396

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2013-59200	A	28 March 2013	(Family: none)	
JP	2013-158122	A	15 August 2013	US 2013/0194698 A1 entire text, all drawings	
WO	2020/115800	A1	11 June 2020	(Family: none)	
WO	2020/049801	A1	12 March 2020	US 2021/0313870 A1 entire text, all drawings	
JP	2004-15897	A	15 January 2004	(Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 3/00(2006.01)i; H02M 7/12(2006.01)i FI: H02M3/00 H; H02M3/00 U; H02M7/12 A										
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）） H02M1/00-7/98										
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										
<table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2022年</td> </tr> </table>			日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2022年	日本国実用新案登録公報	1996-2022年	日本国登録実用新案公報	1994-2022年
日本国実用新案公報	1922-1996年									
日本国公開実用新案公報	1971-2022年									
日本国実用新案登録公報	1996-2022年									
日本国登録実用新案公報	1994-2022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	JP 2013-59200 A (Mywayプラス株式会社) 28.03.2013 (2013-03-28) 全文, 全図	1-11								
A	JP 2013-158122 A (株式会社日立製作所) 15.08.2013 (2013-08-15) 全文, 全図	1-11								
A	WO 2020/115800 A1 (三菱電機株式会社) 11.06.2020 (2020-06-11) 全文, 全図	1-11								
A	WO 2020/049801 A1 (三菱電機株式会社) 12.03.2020 (2020-03-12) 全文, 全図	1-11								
A	JP 2004-15897 A (富士電機ホールディングス株式会社) 15.01.2004 (2004-01-15) 全文, 全図	1-11								
☐ 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。										
<table border="0"> <tr> <td> * 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの “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 </td> <td> “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抵触するものではなく、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 </td> </tr> </table>			* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの “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抵触するものではなく、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						
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの “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抵触するものではなく、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 24.11.2022	国際調査報告の発送日 06.12.2022									
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 土井 悠生 5G 1595 電話番号 03-3581-1101 内線 3526									

国際調査報告
 パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2022/039396

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2013-59200	A	28.03.2013	(ファミリーなし)	
JP	2013-158122	A	15.08.2013	US 2013/0194698 A1	
				全文, 全図	
WO	2020/115800	A1	11.06.2020	(ファミリーなし)	
WO	2020/049801	A1	12.03.2020	US 2021/0313870 A1	
				全文, 全図	
JP	2004-15897	A	15.01.2004	(ファミリーなし)	