

(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
2021年3月4日(04.03.2021)



(10) 国際公開番号

WO 2021/038868 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/21 (2006.01) H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2019/034262
- (22) 国際出願日: 2019年8月30日(30.08.2019)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者:畠山 和徳(HATAKEYAMA, Kazunori); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 植

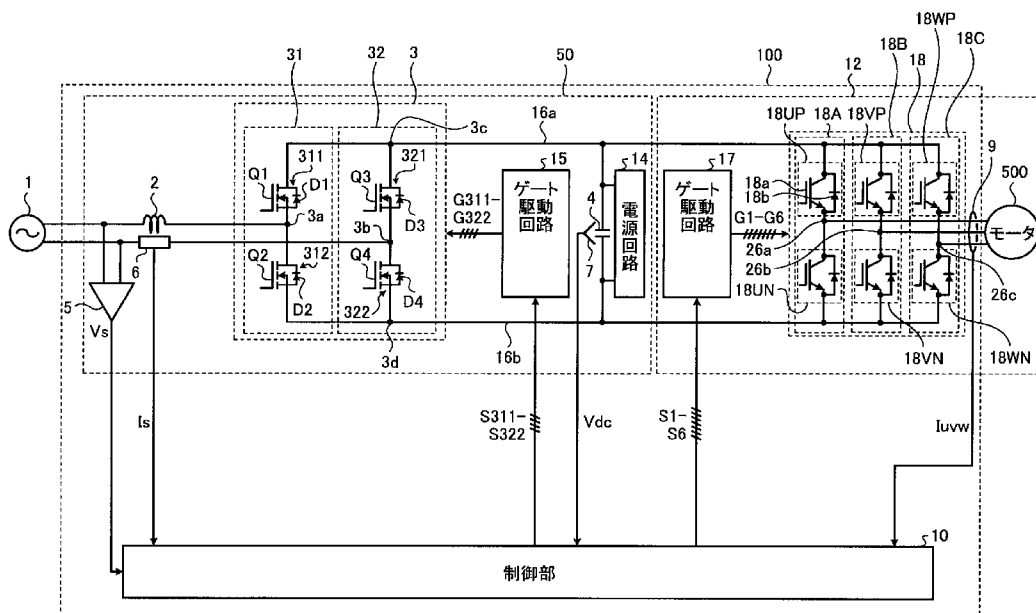
村 啓介(UEMURA, Keisuke); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人:高村 順(TAKAMURA, Jun); 〒1000013 東京都千代田区霞が関3丁目8番1号 虎の門三井ビルディング 特許業務法人酒井国際特許事務所 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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY,

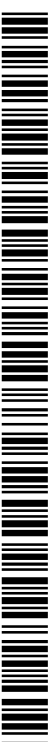
(54) Title: DC POWER SUPPLY DEVICE, MOTOR DRIVE DEVICE, BLOWER, COMPRESSOR, AND AIR CONDITIONER

(54) 発明の名称: 直流電源装置、モータ駆動装置、送風機、圧縮機及び空気調和機



- 10 Control unit
- 14 Power supply circuit
- 15, 17 Gate drive circuit
- 500 Motor

(57) Abstract: A DC power supply device (50) comprises: a reactor (2); a converter (3) connected to an AC power supply (1) via the reactor (2); a smoothing capacitor (4) connected between output terminals of the converter (3); and a control unit (10) that controls the operations of the converter (3) on the basis of a busbar voltage and a power supply voltage. The control unit (10) includes a plurality of operating modes for causing the converter (3) to operate in different operating manners by further controlling the energization of switching elements (Q1-Q4) of the converter (3) in accordance with an



WO 2021/038868 A1

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 :

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

ambient temperature of the switching elements (Q1-Q4), an outside air temperature of the converter (3), or an operation command issued to the converter (3).

(57) 要約 : 直流電源装置 (50) は、リアクトル (2)、リアクトル (2) を介して交流電源 (1) に接続されるコンバータ (3)、コンバータ (3) の出力端子間に接続される平滑コンデンサ (4)、並びに、母線電圧及び電源電圧に基づいてコンバータ (3) の動作を制御する制御部 (10) を備える。制御部 (10) は、更にコンバータ (3) のスイッチング素子 (Q1~Q4) の周囲温度、コンバータ (3) の外気温度又はコンバータ (3) への動作指令に応じてスイッチング素子 (Q1~Q4) の導通を制御して、コンバータ (3) を異なる動作態様で動作させる動作モードを複数有する。

明 細 書

発明の名称：

直流電源装置、モータ駆動装置、送風機、圧縮機及び空気調和機

技術分野

[0001] 本発明は、交流電源から出力される交流電圧を直流電圧に変換して負荷に印加する直流電源装置、負荷であるモータを駆動するモータ駆動装置、モータ駆動装置を備えた送風機及び圧縮機、並びに、送風機又は圧縮機を備えた空気調和機に関する。

背景技術

[0002] 下記特許文献1には、第1のダイオードと第2のダイオードとの接続点と、第1の金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET) と第2のMOSFETとの接続点とに、リアクトルを介して交流電源が接続され、第1のMOSFET及び第2のMOSFETのスイッチングにより、交流電源の交流電圧を直流電圧に変換する直流電源装置が開示されている。第1のダイオード及び第1のMOSFETは平滑コンデンサの正極側に接続される素子であり、第2のダイオード及び第2のMOSFETは平滑コンデンサの負極側に接続される素子である。

[0003] 特許文献1に記載の直流電源装置は、第1のMOSFETの寄生ダイオードに電流が流れるタイミングで第1のMOSFETをオン動作させ、第2のMOSFETの寄生ダイオードに電流が流れるタイミングで第2のMOSFETをオン動作させる。この技術は、同期整流と呼ばれる。同期整流によって、直流電源装置は高効率に制御される。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2016-220378号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 特許文献1に記載の同期整流では、第1及び第2のMOSFETの寄生ダイオードに電流が流れるタイミングでは、常にそれぞれのMOSFETをオン動作させている。ここで、同期整流の動作が高効率化されるのは、MOSFETのオン電圧よりも、並列に接続される寄生ダイオードの電圧降下の方が高い状態であることが前提である。しかしながら、MOSFETの動作状態によっては、並列に接続される寄生ダイオードの電圧降下よりも、MOSFETのオン電圧の方が高い場合もある。従って、特許文献1に記載の同期整流は、同期整流の動作が最適化されているとは言い難い。このため、特許文献1の技術には、同期整流を適用する際の効率に関して改善の余地がある。

[0006] 本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、同期整流の適用に際し、更なる効率化を図ることができる直流電源装置を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] 上述した課題を解決し、目的を達成するため、本発明に係る直流電源装置は、リアクトルと、ブリッジ接続される4つの一方向性素子を備え、リアクトルを介して交流電源に接続され、交流電源から出力される交流電圧である電源電圧を直流電圧に変換して負荷に印加するコンバータと、コンバータの出力端子間に接続される平滑コンデンサと、を備える。また、直流電源装置は、コンバータの出力側の動作状態を表す第1の物理量を検出する第1の物理量検出部と、コンバータの入力側の動作状態を表す第2の物理量を検出する第2の物理量検出部と、第1及び第2の物理量が入力され、コンバータの動作を制御する制御部と、を備える。コンバータにおける、4つの一方向性素子のうちの2つの一方向性素子は直列に接続されて第1のレグを構成し、残りの2つの一方向性素子は直列に接続されて第2のレグを構成し、少なくとも、平滑コンデンサの正側に接続される第1及び第2のレグにおける2つの一方向性素子、又は平滑コンデンサの負側に接続される第1及び第2のレグにおける2つの一方向性素子、又は、第1のレグにおける2つの一方向性

素子、又は第2のレグにおける2つの一方向性素子のそれぞれにはスイッチング素子が並列に接続される。制御部は、更にスイッチング素子の周囲温度、コンバータの外気温度、又はコンバータへの動作指令に応じてスイッチング素子の導通を制御して、コンバータを異なる動作態様で動作させる動作モードを複数有する。

発明の効果

[0008] 本発明に係る直流電源装置によれば、同期整流の適用に際し、更なる効率化を図ることができるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]実施の形態1に係る直流電源装置を含むモータ駆動装置の構成例を示す図

[図2]実施の形態1のコンバータに用いられるMOSFETの概略構造を示す模式的断面図

[図3]実施の形態1におけるコンバータに流れる電流の経路を示す第1の図

[図4]実施の形態1におけるコンバータに流れる電流の経路を示す第2の図

[図5]実施の形態1におけるコンバータに流れる電流の経路を示す第3の図

[図6]実施の形態1におけるコンバータに流れる電流の経路を示す第4の図

[図7]実施の形態1における動作モードの特徴を説明する図

[図8]図7に示す動作モードで動作させたときの動作波形を示す図

[図9]実施の形態1に係るモータ駆動装置で使用されるMOSFETの損失特性を示す図

[図10]実施の形態1に係る直流電源装置において制御部がスイッチング素子をオンするタイミングを示す図

[図11]実施の形態1における要部の動作説明に使用するフローチャート

[図12]一般的なMOSFETにおける寄生ダイオードの順方向電流の温度特性を示す図

[図13]一般的なMOSFETのオン抵抗の温度特性を示す図

[図14]図9に示されるクロスポイントが温度によって変動する様子を示す図

[図15]実施の形態1における制御部の機能を具現するハードウェア構成の一例を示すブロック図

[図16]実施の形態1における制御部の機能を具現するハードウェア構成の他の例を示すブロック図

[図17]実施の形態2におけるゲート駆動回路の構成例を示す図

[図18]図8に対応する実施の形態2における動作波形を示す図

[図19]実施の形態3に係る空気調和機の構成を示す図

[図20]実施の形態3における動作モードの特徴を示す図

発明を実施するための形態

[0010] 以下に添付図面を参照し、本発明の実施の形態に係る直流電源装置、モータ駆動装置、送風機、圧縮機及び空気調和機について説明する。なお、以下に示す実施の形態により本発明が限定されるものではない。また、以下では、電気的な接続を単に「接続」と称して説明する。

[0011] 実施の形態1.

図1は、実施の形態1に係る直流電源装置50を含むモータ駆動装置100の構成例を示す図である。実施の形態1に係る直流電源装置50は、単相の交流電源1から出力される交流電圧である電源電圧を直流電圧に変換して負荷12に印加する電源装置である。また、実施の形態1に係るモータ駆動装置100は、直流電源装置50から出力される直流電力を交流電力に変換し、変換した交流電力をモータ500に供給してモータ500を駆動する駆動装置である。

[0012] 実施の形態1に係るモータ駆動装置100は、図1に示すように、主たる構成部として、直流電源装置50と、制御部10と、負荷12とを備える。

[0013] 直流電源装置50は、リアクトル2と、コンバータ3と、第1の駆動回路であるゲート駆動回路15と、平滑コンデンサ4と、電圧検出部5と、電流検出部6と、電圧検出部7と、制御電源である電源回路14とを備える。リアクトル2の一端は、交流電源1に接続され、リアクトル2の他端は、コンバータ3に接続される。リアクトル2は、交流電源1から供給される電力を

一時的に蓄積する。コンバータ3は、交流電源1から出力される交流電圧を直流電圧に変換して直流母線16a, 16bに出力する。直流母線16a, 16bは、コンバータ3と負荷12とを接続する電気配線である。直流母線16aと直流母線16bとの間の電圧は「母線電圧」と呼ばれる。

[0014] 負荷12は、第2の駆動回路であるゲート駆動回路17と、インバータ18と、電流検出部9と、モータ500と、を備える。負荷12の構成要素のうち、モータ500を除く、ゲート駆動回路17、インバータ18及び電流検出部9がモータ駆動装置100の構成要素である。インバータ18は、直流電源装置50から出力される直流電圧をモータ500に印加する交流電圧に変換して出力する。モータ500が搭載される機器の例は、送風機、圧縮機又は空気調和機である。

[0015] なお、図1では、インバータ18に接続される機器がモータ500である例を示したが、これに限定されない。インバータ18に接続される機器は、交流電力が入力される機器であればよく、モータ500以外の機器でもよい。

[0016] コンバータ3は、第1のレグ31と、第2のレグ32とを備える。第1のレグ31と第2のレグ32とは、並列に接続されている。第1のレグ31では、第1の上アーム素子311と、第1の下アーム素子312とが直列に接続されている。第2のレグ32では、第2の上アーム素子321と、第2の下アーム素子322とが直列に接続されている。リアクトル2の他端は、第1のレグ31における第1の上アーム素子311と第1の下アーム素子312との接続点3aに接続されている。第2の上アーム素子321と第2の下アーム素子322との接続点3bは、交流電源1の他端に接続されている。コンバータ3において、接続点3a, 3bは、交流端子を構成する。

[0017] なお、図1において、リアクトル2は、交流電源1の一端と、接続点3aとの間に接続されているが、交流電源1の別の一端と、接続点3bとの間に接続されていてもよい。

[0018] コンバータ3において、接続点3a, 3bがある側を「交流側」と呼び、

交流電源 1 から出力される交流電圧を「電源電圧」と呼び、電源電圧の周期を「電源周期」と呼ぶ場合がある。

[0019] 第 1 の上アーム素子 3 1 1 は、スイッチング素子 Q 1 と、スイッチング素子 Q 1 に並列に接続されるダイオード D 1 とを含む。第 1 の下アーム素子 3 1 2 は、スイッチング素子 Q 2 と、スイッチング素子 Q 2 に並列に接続されるダイオード D 2 とを含む。第 2 の上アーム素子 3 2 1 は、スイッチング素子 Q 3 と、スイッチング素子 Q 3 に並列に接続されるダイオード D 3 とを含む。第 2 の下アーム素子 3 2 2 は、スイッチング素子 Q 4 と、スイッチング素子 Q 4 に並列に接続されるダイオード D 4 とを含む。

[0020] ダイオード D 1, D 4 は、電源電圧の極性が正、即ちリアクトル 2 に接続される側がリアクトル 2 に接続されない側よりも高電位であるときに、順方向の電流が流れるように配置された一方向性素子である。ダイオード D 2, D 3 は、電源電圧の極性が負、即ちリアクトル 2 に接続されない側がリアクトル 2 に接続される側よりも高電位であるときに、順方向の電流が流れるように配置された一方向性素子である。

[0021] なお、図 1 では、ダイオード D 1, D 2, D 3, D 4 のそれぞれにスイッチング素子 Q 1, Q 2, Q 3, Q 4 が並列に接続される構成を開示しているが、これに限定されない。平滑コンデンサ 4 の正側に接続される 2 つのダイオード、即ち第 1 のレグ 3 1 におけるダイオード D 1 及び第 2 のレグ 3 2 におけるダイオード D 3 のそれぞれにスイッチング素子が接続されていればよい。或いは、平滑コンデンサ 4 の負側に接続される 2 つのダイオード、即ち第 1 のレグ 3 1 におけるダイオード D 2 及び第 2 のレグ 3 2 におけるダイオード D 4 のそれぞれにスイッチング素子が接続されていればよい。或いは、第 1 のレグ 3 1 における 2 つのダイオード、即ちダイオード D 1, D 2 のそれぞれにスイッチング素子が接続されていればよい。或いは、第 2 のレグ 3 2 における 2 つのダイオード、即ちダイオード D 3, D 4 のそれぞれにスイッチング素子が接続されていればよい。

[0022] また、図 1 では、スイッチング素子 Q 1, Q 2, Q 3, Q 4 のそれぞれに

MOSFETを例示しているが、MOSFETに限定されない。MOSFETは、ドレインとソースとの間で双方向に電流を流すことができるスイッチング素子である。ドレインに相当する第1端子とソースに相当する第2端子との間で双方向に電流を流すことができるスイッチング素子、即ち双方向素子であれば、どのようなスイッチング素子でもよい。

[0023] また、ここで言う「並列」とは、MOSFETのドレインに相当する第1端子とダイオードのカソードとが接続され、MOSFETのソースに相当する第2端子とダイオードのアノードとが接続されることを意味する。なお、ダイオードは、MOSFET自身が内部に有する寄生ダイオードを用いてもよい。寄生ダイオードは、ボディダイオードとも呼ばれる。

[0024] また、スイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4は、シリコン系材料により形成されたMOSFETに限定されず、炭化珪素(SiC)、窒化ガリウム(GaN)、酸化ガリウム(Ga₂O₃)又はダイヤモンドといったワイドバンドギャップ(Wide Band Gap:WBG)半導体により形成されたMOSFETでもよい。

[0025] 一般的にWBG半導体は、シリコン半導体に比べて耐電圧及び耐熱性が高い。このため、スイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4のうちの少なくとも1つにWBG半導体を用いることにより、スイッチング素子の耐電圧性及び許容電流密度が高くなり、スイッチング素子を組み込んだ半導体モジュールを小型化できる。

[0026] また、スイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4は、WBG半導体に代えて、スーパージャンクション(Super Junction:SJ)構造のMOSFETを用いてもよい。SJ-MOSFETを用いることにより、SJ-MOSFETのメリットである低オン抵抗を生かしつつ、静電容量が高くリカバリが発生しやすいというWBG半導体のデメリットを抑制できる。

[0027] 図1の説明に戻る。平滑コンデンサ4の正側は、高電位側の直流母線16aに接続されている。直流母線16aは、第1のレグ31における第1の上

アーム素子 3 1 1 と、第 2 のレグ 3 2 における第 2 の上アーム素子 3 2 1 との接続点 3 c から引き出されている。平滑コンデンサ 4 の負側は、低電位側の直流母線 1 6 b に接続されている。直流母線 1 6 b は、第 1 のレグ 3 1 における第 1 の下アーム素子 3 1 2 と、第 2 のレグ 3 2 における第 2 の下アーム素子 3 2 2 との接続点 3 d から引き出されている。コンバータ 3 において、接続点 3 c, 3 d は、直流端子を構成する。また、コンバータ 3 において、接続点 3 c, 3 d がある側を「直流側」と呼ぶ場合がある。

[0028] コンバータ 3 の出力電圧は、平滑コンデンサ 4 の両端に印加される。平滑コンデンサ 4 は、直流母線 1 6 a, 1 6 b に接続されている。平滑コンデンサ 4 は、コンバータ 3 の出力電圧を平滑する。平滑コンデンサ 4 によって平滑された電圧は、インバータ 1 8 に印加される。

[0029] 電圧検出部 5 は、電源電圧を検出し、電源電圧の検出値 V_s を制御部 1 0 に出力する。電源電圧は、交流電源 1 の瞬時電圧の絶対値である。なお、瞬時電圧の実効値を、電源電圧としてもよい。

[0030] 電流検出部 6 は、交流電源 1 とコンバータ 3 との間に流れる交流電流である電源電流を検出し、電源電流の検出値 I_s を制御部 1 0 に出力する。電流検出部 6 に用いる電流検出器の一例は、交流変流器 (Alternating Current Transformer: ACCT) である。電圧検出部 7 は、母線電圧を検出し、母線電圧の検出値 V_{dc} を制御部 1 0 に出力する。

[0031] 母線電圧は、コンバータ 3 の直流側、即ち出力側の動作状態を表す物理量である。また、電源電圧は、コンバータ 3 の交流側、即ち入力側の動作状態を表す物理量である。なお、これらの 2 つの物理量を区別するため、母線電圧を「第 1 の物理量」と呼び、電源電圧を「第 2 の物理量」と呼ぶ場合がある。また、母線電圧を検出する電圧検出部 7 を「第 1 の物理量検出部」と呼び、電源電圧を検出する電圧検出部 5 を「第 2 の物理量検出部」と呼ぶ場合がある。

[0032] 電源回路 1 4 は、平滑コンデンサ 4 の両端に接続される。電源回路 1 4 は

、平滑コンデンサ4の電圧を利用して、5V、12V、15V、24Vといった低圧の直流電圧を生成する。低圧の直流電圧は、平滑コンデンサ4に蓄積された電荷を利用して生成される。低圧の直流電圧は、動作電圧として供給先の各部に付与される。電源回路14は、例えば5Vの直流電圧を制御部10、電流検出部6などに出力する。制御部10において、5Vの直流電圧は、図1では不図示のプロセッサに印加される。

[0033] インバータ18は、上アーム素子18UPと下アーム素子18UNとが直列に接続されたレグ18Aと、上アーム素子18VPと下アーム素子18VNとが直列に接続されたレグ18Bと、上アーム素子18WPと下アーム素子18WNとが直列に接続されたレグ18Cと、を備える。レグ18A、レグ18B及びレグ18Cは、互いに並列に接続されている。

[0034] 図1では、上アーム素子18UP、18VP、18WP及び下アーム素子18UN、18VN、18WNが絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor: IGBT) である場合を例示しているが、これに限定されない。IGBTに代えて、MOSFET、又は集積化ゲート転流型サイリスタ (Integrated Gate Commutated Thyristor: IGCT) を用いてもよい。

[0035] 上アーム素子18UPは、トランジスタ18aと、トランジスタ18aに並列に接続されるダイオード18bとを含む。他の上アーム素子18VP、18WP、及び下アーム素子18UN、18VN、18WNについても同様の構成である。ここで言う「並列」とは、IGBTのエミッタに相当する第1端子にダイオードのアノード側が接続され、IGBTのコレクタに相当する第2端子にダイオードのカソード側が接続されることを意味する。

[0036] なお、図1は、上アーム素子と下アーム素子とが直列に接続されるレグを3つ備える構成であるが、この構成に限定されない。レグの数は4つ以上でもよい。また、図1に示す回路構成は、三相モータであるモータ500に合わせたものである。モータ500が単相モータの場合、インバータ18も単

相モータに対応した構成とされる。具体的には、上アーム素子と下アーム素子とが直列に接続されるレグを2つ備える構成となる。なお、モータ500が単相モータ及び三相モータの何れの場合も、1つのレグが複数対の上下アーム素子で構成されていてもよい。

[0037] 上アーム素子18UP, 18VP, 18WP及び下アーム素子18UN, 18VN, 18WNのトランジスタ18aがMOSFETである場合、上アーム素子18UP, 18VP, 18WP及び下アーム素子18UN, 18VN, 18WNは、炭化珪素、窒化ガリウム系材料又はダイヤモンドといったWBG半導体により形成されていてもよい。WBG半導体により形成されたMOSFETを用いれば、耐電圧性及び耐熱性の効果を享受することができる。

[0038] 上アーム素子18UPと下アーム素子18UNとの接続点26aはモータ500の第1の相（例えばU相）に接続され、上アーム素子18VPと下アーム素子18VNとの接続点26bはモータ500の第2の相（例えばV相）に接続され、上アーム素子18WPと下アーム素子18WNとの接続点26cはモータ500の第3の相（例えばW相）に接続されている。インバータ18において、接続点26a, 26b, 26cは、交流端子を構成する。

[0039] 電流検出部9は、インバータ18とモータ500との間に流れるモータ電流を検出し、モータ電流の検出値 I_{uvw} を制御部10に出力する。

[0040] 制御部10は、電圧検出部5の検出値 V_s 、電流検出部6の検出値 I_s 、及び電圧検出部7の検出値 V_{dc} に基づいて、コンバータ3内の各スイッチング素子を制御するための制御信号S311~S322を生成する。制御信号S311は、スイッチング素子Q1を制御するための制御信号であり、制御信号S322は、スイッチング素子Q4を制御するための制御信号である。スイッチング素子Q2, Q3も制御部10からの制御信号によって制御される。以下では、制御信号S311~S322に従った各アーム素子の動作を適宜「スイッチング動作」と呼ぶ。制御部10によって生成された制御信号S311~S322は、ゲート駆動回路15に入力される。

- [0041] また、制御部10は、電圧検出部7の検出値 V_{dc} 及び電流検出部9の検出値 I_{uvw} に基づいて、モータ500が所望の回転数で回転するように、インバータ18に具備される各スイッチング素子を制御するための制御信号 $S_1 \sim S_6$ を生成する。インバータ18は三相の回路構成であり、三相の回路構成に対応して6つのスイッチング素子を有する。また、6つのスイッチング素子に対応して、6つの制御信号 $S_1 \sim S_6$ が生成される。制御部10によって生成された制御信号 $S_1 \sim S_6$ は、ゲート駆動回路17に入力される。
- [0042] ゲート駆動回路15は、制御信号 $S_{311} \sim S_{322}$ に基づいて、コンバータ3内の各スイッチング素子を駆動するための駆動パルス $G_{311} \sim G_{322}$ を生成する。駆動パルス G_{311} は、スイッチング素子Q1を駆動するための駆動パルスであり、駆動パルス G_{322} は、スイッチング素子Q4を駆動するための駆動パルスである。スイッチング素子Q2, Q3もゲート駆動回路15からの駆動パルスによって駆動される。
- [0043] ゲート駆動回路17は、制御信号 $S_1 \sim S_6$ に基づいて、インバータ18内の各スイッチング素子を駆動するための駆動パルス $G_1 \sim G_6$ を生成する。
- [0044] なお、図1では、制御部10は、直流電源装置50及び負荷12を制御する共通の制御部としてモータ駆動装置100の内部に設けられているが、この構成に限定されない。直流電源装置50及び負荷12のそれぞれを制御する個別の制御部を構成し、それぞれの制御部が、直流電源装置50及び負荷12のそれぞれの内部に設けられていてもよい。
- [0045] 次に、実施の形態1に係るモータ駆動装置100の基本的な動作を説明する。まず、第1のレグ31では、第1の上アーム素子311及び第1の下アーム素子312は相補的、又は同時にオン状態とならないように動作する。即ち、第1の上アーム素子311及び第1の下アーム素子312のうち、一方がオンの場合には他方はオフである。前述したように、第1の上アーム素子311及び第1の下アーム素子312は、制御部10により生成される制

御信号 S 3 1 1, S 3 1 2 により制御される。制御信号 S 3 1 1, S 3 1 2 の一例は、パルス幅変調 (Pulse Width Modulation : PWM) 信号である。

[0046] 交流電源 1 及びリアクトル 2 を介した平滑コンデンサ 4 の短絡を防ぐため、交流電源 1 から出力される電源電流の検出値 I_s の絶対値が電流閾値以下の場合には、第 1 の上アーム素子 3 1 1 及び第 1 の下アーム素子 3 1 2 は、共にオフとなる。以下では、平滑コンデンサ 4 の短絡を「コンデンサ短絡」と呼ぶ。コンデンサ短絡は、平滑コンデンサ 4 に蓄えられたエネルギーが放出され、交流電源 1 に電流が回生される状態である。

[0047] 前述したように、第 2 のレグ 3 2 を構成する第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 は、制御部 1 0 により生成される制御信号 S 3 2 1, S 3 2 2 により制御される。第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 は、基本的には、電源電圧の極性である電源電圧極性に依りてオン又はオフの状態となる。具体的には、電源電圧極性が正の場合、第 2 の下アーム素子 3 2 2 はオンであり、且つ、第 2 の上アーム素子 3 2 1 はオフである。また、電源電圧極性が負の場合、第 2 の上アーム素子 3 2 1 はオンであり、且つ、第 2 の下アーム素子 3 2 2 はオフである。

[0048] 次に、実施の形態 1 におけるコンバータ 3 の各アーム素子の状態と実施の形態 1 に係るモータ駆動装置 1 0 0 に流れる電流の経路との関係を説明する。なお、以下の説明では、コンバータ 3 の各アーム素子は MOSFET であり、各アーム素子のダイオードは、MOSFET 自身が内部に有する寄生ダイオードであるとする。

[0049] まず、MOSFET の構造について、図 2 を参照して説明する。図 2 は、実施の形態 1 のコンバータ 3 に用いられる MOSFET の概略構造を示す模式的断面図である。図 2 には、n 型 MOSFET が例示されている。

[0050] n 型 MOSFET の場合、図 2 に示すように、p 型の半導体基板 6 0 0 が用いられる。半導体基板 6 0 0 には、ソース電極 S、ドレイン電極 D 及びゲート電極 G が形成される。ソース電極 S 及びドレイン電極 D と接する部位に

は、高濃度の不純物がイオン注入されてn型の領域601が形成される。また、半導体基板600において、n型の領域601が形成されない部位とゲート電極Gとの間には、酸化絶縁膜602が形成される。即ち、ゲート電極Gと、半導体基板600におけるp型の領域603との間には、酸化絶縁膜602が介在している。

[0051] ゲート電極Gに正電圧が印加されると、半導体基板600におけるp型の領域603と酸化絶縁膜602との間の境界面に電子が引き寄せられ、当該境界面が負に帯電する。電子が集まった所は、電子の密度がホール密度よりも高くなりn型化する。このn型化した部分は電流の通り道となりチャネル604と呼ばれる。チャネル604は、図2の例では、n型チャネルである。MOSFETがオンに制御されることにより、通流する電流は、p型の領域603に形成される寄生ダイオードよりも、チャネル604に多く流れる。

[0052] 図3は、実施の形態1におけるコンバータ3に流れる電流の経路を示す第1の図である。図3には、電源電圧極性が正であり、且つ、電源電流の検出値 I_s の絶対値が電流閾値よりも大きい状態が示されている。この状態では、第1の上アーム素子311及び第2の下アーム素子322はオンであり、第1の下アーム素子312及び第2の上アーム素子321はオフである。このとき、交流電源1、リアクトル2、スイッチング素子Q1、平滑コンデンサ4、スイッチング素子Q4、交流電源1の順序で電流が流れる。このように、実施の形態1では、ダイオードD1及びダイオードD4に電流を流すのではなく、スイッチング素子Q1、Q4のそれぞれのチャネルに電流を流す動作モードを有している。この動作は「同期整流」と呼ばれる。なお、図3では、オンしているMOSFETを丸印で示している。以降の図においても同様である。動作モードの詳細については、後述する。

[0053] 図4は、実施の形態1におけるコンバータ3に流れる電流の経路を示す第2の図である。図4には、電源電圧極性が負であり、且つ、電源電流の検出値 I_s の絶対値が電流閾値よりも大きい状態が示されている。この状態では、第1の下アーム素子312及び第2の上アーム素子321はオンであり、

第1の上アーム素子311及び第2の下アーム素子322はオフである。このとき、交流電源1、スイッチング素子Q3、平滑コンデンサ4、スイッチング素子Q2、リアクトル2、交流電源1の順序で電流が流れる。このように、実施の形態1では、ダイオードD3及びダイオードD2に電流を流すのではなく、スイッチング素子Q3、Q2のそれぞれのチャンネルに電流を流す同期整流動作が行われる場合がある。

[0054] 図5は、実施の形態1におけるコンバータ3に流れる電流の経路を示す第3の図である。図5には、電源電圧極性が正であり、且つ、電源電流の検出値 I_s の絶対値が電流閾値より大きい状態が示されている。この状態では、第1の下アーム素子312及び第2の下アーム素子322はオンであり、第1の上アーム素子311及び第2の上アーム素子321はオフである。このとき、交流電源1、リアクトル2、スイッチング素子Q2、スイッチング素子Q4、交流電源1の順序で電流が流れる。これにより、平滑コンデンサ4を経由しない電源短絡経路が形成される。図5に示す電源短絡経路を形成する場合、第1の下アーム素子312をオンすることは必須であるが、第2の下アーム素子322はオン又はオフの何れでもよい。実施の形態1では、図5に示されるように、ダイオードD4に電流を流すのではなく、スイッチング素子Q4のチャンネルに電流を流すことで電源短絡経路を形成するモードを用意している。

[0055] 図6は、実施の形態1におけるコンバータ3に流れる電流の経路を示す第4の図である。図6には、電源電圧極性が負であり、且つ、電源電流の検出値 I_s の絶対値が電流閾値より大きい状態が示されている。この状態では、第1の上アーム素子311及び第2の上アーム素子321はオンであり、第1の下アーム素子312及び第2の下アーム素子322はオフである。このとき、交流電源1、スイッチング素子Q3、スイッチング素子Q1、リアクトル2、交流電源1の順序で電流が流れる。これにより、平滑コンデンサ4を経由しない電源短絡経路が形成される。図6に示す電源短絡経路を形成する場合、第1の上アーム素子311をオンすることは必須であるが、第2の

上アーム素子321はオン又はオフの何れでもよい。実施の形態1では、図6に示されるように、ダイオードD3に電流を流すのではなく、スイッチング素子Q3のチャンネルに電流を流すことで電源短絡経路を形成するモードを用意している。

[0056] 制御部10は、以上に述べた電流経路の切り替えを制御することで、電源電流及び母線電圧の値を制御できる。モータ駆動装置100は、電源電圧極性が正のときは、図3に示す動作と図5に示す動作とを連続的に切り替える。また、モータ駆動装置100は、電源電圧極性が負のときは、図4に示す動作と図6に示す動作とを連続的に切り替える。これにより、母線電圧の上昇を抑制する制御、力率を改善するための電流制御、及び運転効率を改善するための同期整流を実現することができる。

[0057] 次に、図7及び図8を参照して、実施の形態1の直流電源装置50において使用する動作モードについて説明する。図7は、実施の形態1における動作モードの特徴を説明する図である。図8は、図7に示す動作モードで動作させたときの動作波形を示す図である。

[0058] 図7には、(a) 整流モード、(b) 同期整流モード、(c) 低速スイッチングモード、(d) 高速スイッチングモードという4つの動作モードが記載されている。それぞれの動作モードは、同期整流、電流制御及び母線電圧制御という3つの制御の実施の有無の組合せで区分される。同期整流は、前述した通りであり、運転効率改善のために行う。母線電圧制御は、母線電圧の上昇を抑制する制御である。電流制御は、コンバータ3に流出入する電流の力率改善、及び高調波抑制のための制御である。なお、低速スイッチングモードを「第1のスイッチングモード」と呼び、高速スイッチングモードを「第2のスイッチングモード」と呼ぶ場合がある。

[0059] 実施の形態1における直流電源装置50は、整流モードを有し、更に、同期整流モード、低速スイッチングモード及び高速スイッチングモードのうちの少なくとも1つの動作モードを有する。なお、昇圧動作が必要とされない用途又は製品では、低速スイッチングモード及び高速スイッチングモードを

有していなくてもよい場合がある。

[0060] 図8(a)には、整流モードで動作させたときの動作波形が示されている。具体的には、上部側から、電源電圧、電源電流、及びスイッチング素子Q1～Q4のそれぞれを制御する制御信号S321～S322の波形が示されている。他の動作モードも同様である。整流モードにおいては、スイッチング素子を制御する必要がないため、ゲート駆動回路15を動作させる電源回路14の消費が抑えられるという利点がある。また、スイッチング素子を制御する必要がないため、制御が容易であるという利点がある。

[0061] 図8(b)には、同期整流モードで動作させたときの動作波形が示されている。同期整流モードにおいては、寄生ダイオードに通流するタイミングで対応するスイッチング素子をオン状態として、スイッチング素子のチャネル側に通流させる動作モードである。図8(b)の例では、寄生ダイオードに通流するタイミングでスイッチング素子Q1、Q4、又はスイッチング素子Q2、Q3をオンに制御している。同期整流モードを使用すると、特に流れる電流が小さい場合に、高効率化を図ることが可能である。なお、同期整流モードは、通流する素子を寄生ダイオードからスイッチング素子に置き換えただけである。このため、図7に示されるように、電流制御及び母線電圧制御は実施されない。

[0062] 図8(c)には、低速スイッチングモードで動作させたときの動作波形が示されている。低速スイッチングモードは、電源電圧の半周期に1回以上、リアクトル2を介して電源電圧を短絡させる動作モードである。図8(c)の例では、電源電圧の半周期ごとに、2回の短絡動作が行われている。短絡動作を行うことで、リアクトル2にエネルギーが蓄積される。エネルギーの蓄積後に短絡動作を解除すると、リアクトル2に蓄積されたエネルギーが平滑コンデンサ4に移送されて蓄積される。これにより、平滑コンデンサ4の電圧、即ち母線電圧の昇圧が可能となる。

[0063] 母線電圧の昇圧量については、母線電圧制御によって調整される。母線電圧制御には、比例積分制御器などが用いられる。母線電圧制御では、母線電

圧の検出値 V_{dc} が目標電圧に近づくようにコンバータ 3 の動作が制御される。また、母線電圧制御では、リアクトル 2 を介して電源電圧を短絡させるときの短絡時間が制御される。また、母線電圧制御では、比例積分制御器の応答時間を変化させることにより、負荷変動の発生に起因して生じ得る母線電圧の過大な上昇を抑制することができる。

[0064] 低速スイッチングモードでは、短絡動作によって短絡電流を流すことができる。これにより、電源電流の通流幅の拡大によって、力率の改善及び高調波電流の抑制を図ることができる。電流波形の改善に関しては、電源電圧のゼロクロス点を基準にして短絡動作を行わせるタイミングを予め決めておき、負荷に応じて参照する形をとってもよい。或いは、電源電流を検出し、検出した電流波形が正弦波に近づくように短絡時間を制御してもよい。なお、低速スイッチングモードにおいては短絡動作させる動作時間が短いため、高調波ノイズの発生を抑制することが可能である。

[0065] 図 8 (d) には、高速スイッチングモードで動作させたときの動作波形が示されている。高速スイッチングモードは、電源電圧の 1 周期の全域に亘り、リアクトル 2 を介して電源電圧を複数回短絡させる動作モードである。短絡動作させる意義は、低速スイッチングモードと同じである。即ち、短絡動作を行うことでリアクトル 2 にエネルギーを蓄積し、エネルギーの蓄積後に短絡動作を解除することで、リアクトル 2 に蓄積されたエネルギーを平滑コンデンサ 4 に移送する。これにより、母線電圧の昇圧が可能である。母線電圧の昇圧量の制御についても、低速スイッチングモードと同様な制御で実現することができる。

[0066] 前述したように、高速スイッチングモードでは、電源電圧の 1 周期の全域に亘って短絡動作が行われるので、低速スイッチングモードよりも電流の通流幅が拡大する。これにより、低速スイッチングモードに比して、更なる力率改善及び高調波電流の抑制を図ることができる。また、高速スイッチングモードにおいては、力率を 1 近くの値に制御可能である。これにより、特に高負荷側において、ブレーカ容量の限界まで負荷を駆動することができ、装

置のハイパワー化を図ることができる。

[0067] 次に、直流電源装置50で使用されるMOSFETの損失特性について説明する。図9は、実施の形態1に係る直流電源装置50で使用されるMOSFETの損失特性を示す図である。図9において、横軸はオン状態のMOSFETに流れる電流、及び寄生ダイオードに流れる電流を示している。また、縦軸はオン状態のスイッチング素子に電流を流すために必要な電圧、及び寄生ダイオードに電流を流すために必要な電圧を示している。

[0068] 図9において、実線K1は寄生ダイオード順方向電圧を表している。寄生ダイオード順方向電圧は、寄生ダイオードで生じる損失を表す電流電圧特性の例である。一般的に、ダイオードは、電流値が小さいときは損失が大きい。そのため大きな電圧が必要であるが、電流値がある値より大きくなると損失の変化率が改善されて電流電圧特性の傾きが緩和される。図9の実線K1で示される波形には、この特性が現れている。

[0069] また、破線K2は、MOSFETのドレインとソースとの間の電圧であるMOSFETドレイン-ソース電圧を表している。MOSFETドレイン-ソース電圧は、スイッチング素子のキャリアに流れる電流と、当該電流が流れることによりスイッチング素子のオン抵抗に起因して生じる損失を表す電流電圧特性の例である。MOSFETなどのスイッチング素子においては、電流を流すために必要な電圧は、電流値に対して2次曲線的に増加する。図9の破線K2で示される波形には、この特性が現れている。

[0070] 図9において、実線K1と破線K2とが交差するクロスポイントは、寄生ダイオードに流れる電流及び当該電流を流すために必要な電圧と、MOSFETに流れる電流及び当該電流を流すために必要な電圧と、が等しくなるポイントである。実施の形態1では、寄生ダイオード及びスイッチング素子の2つの電流電圧特性が交差するクロスポイントにおける電流値を「第2の電流閾値」とする。なお、前述した電流閾値、即ち電源電流の検出値 I_s の絶対値を比較する際に用いる電流閾値を「第1の電流閾値」と呼ぶ。図9では、第2の電流閾値を「 I_{th2} 」で表している。第2の電流閾値は、第1の

電流閾値よりも大きい値である。

[0071] 次に、制御部10が、同期整流モードにおいて、第1の電流閾値及び第2の電流閾値を用いてスイッチング素子をオンオフするタイミングについて説明する。図10は、実施の形態1に係る直流電源装置50において制御部10がスイッチング素子をオンするタイミングを示す図である。図10において、横軸は時間である。図10の上段部には、電源電圧及び電源電流の波形が示されている。図10の下段部には、スイッチング素子Q1、Q2が電源電流の極性に応じてオンオフが制御される電流同期のスイッチング素子であること、及びスイッチング素子Q3、Q4が電源電圧の極性に応じてオンオフが制御される電圧同期のスイッチング素子であることが示されている。また、図10には、電源電流の波形と共に、第1の電流閾値 I_{th1} 及び第2の電流閾値 I_{th2} の値が示されている。なお、図10では交流電源1から出力される交流電力の1周期を示しているが、制御部10は、他の周期においても図10に示す制御と同様の制御を行うものとする。

[0072] 制御部10は、電源電圧極性が正の場合、スイッチング素子Q4をオンし、スイッチング素子Q3をオフする。また、制御部10は、電源電圧極性が負の場合、スイッチング素子Q3をオンし、スイッチング素子Q4をオフする。なお、図10では、スイッチング素子Q4がオンからオフになるタイミングと、スイッチング素子Q3がオフからオンになるタイミングとが同じタイミングであるが、これに限定されない。制御部10は、スイッチング素子Q4がオンからオフになるタイミングと、スイッチング素子Q3がオフからオンになるタイミングとの間に、スイッチング素子Q3、Q4がともにオフになるデッドタイムを設けてもよい。同様に、制御部10は、スイッチング素子Q3がオンからオフになるタイミングと、スイッチング素子Q4がオフからオンになるタイミングとの間に、スイッチング素子Q3、Q4がともにオフになるデッドタイムを設けてもよい。

[0073] 制御部10は、電源電圧極性が正の場合、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上になると、スイッチング素子Q1をオンする。更に、電源

電流の絶対値が第2の電流閾値 I_{th2} を超えると、スイッチング素子 $Q1$ をオフする。その後、制御部10は、電源電流の絶対値が小さくなり、電源電流の絶対値が第2の電流閾値 I_{th2} 以下になると、スイッチング素子 $Q1$ をオンする。更に、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さくなると、スイッチング素子 $Q1$ をオフする。また、制御部10は、電源電圧極性が負の場合、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上になると、スイッチング素子 $Q2$ をオンする。更に、電源電流の絶対値が第2の電流閾値 I_{th2} を超えると、スイッチング素子 $Q2$ をオフする。その後、制御部10は、電源電流の絶対値が小さくなり、電源電流の絶対値が第2の電流閾値 I_{th2} 以下になると、スイッチング素子 $Q2$ をオンする。更に、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さくなると、スイッチング素子 $Q2$ をオフする。

[0074] 制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以下の場合には、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q3$ が同時にオンしないように制御し、スイッチング素子 $Q2$ 、 $Q4$ が同時にオンしないように制御する。これにより、制御部10は、モータ駆動装置100においてコンデンサ短絡を防止できる。

[0075] 以上の制御部10の制御によって、モータ駆動装置100は、第1のレグ31のスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ による同期整流を実現できる。具体的には、制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、この範囲で損失の小さいスイッチング素子 $Q1$ 又はスイッチング素子 $Q2$ に電流を流す。また、制御部10は、電源電流の絶対値が第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、この範囲で損失の小さいダイオード $D1$ 又はダイオード $D2$ に電流を流す。これにより、モータ駆動装置100は、電流値に応じて損失の小さい素子に電流を流すことができるので、効率の低下を抑制し、損失を低減した高効率な装置とすることができる。

[0076] なお、制御部10は、スイッチング素子 $Q1$ をオンする期間において、相補的にスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ をオンオフするスイッチング制御をして

昇圧動作を行ってもよい。同様に、制御部10は、スイッチング素子Q2をオンする期間において、相補的にスイッチング素子Q1, Q2をオンオフするスイッチング制御をして昇圧動作を行ってもよい。

[0077] 即ち、制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、電源電流の極性に応じて、第1のレグ31及び第2のレグ32のうち一方の第1のレグ31を構成するスイッチング素子Q1, Q2のうち1つのスイッチング素子のオンを許可する。また、制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さい、又は第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、スイッチング素子Q1, Q2のうち前述のものと同じ1つのスイッチング素子のオンを禁止する。

[0078] 具体的には、制御部10は、電源電流の極性が正であって、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、スイッチング素子Q1のオンを許可する。電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さい、又は第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、スイッチング素子Q1のオンを禁止する。制御部10は、電源電流の極性が正であって、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、スイッチング素子Q1がオフの期間でスイッチング素子Q2をオンする。電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さい、又は第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、スイッチング素子Q2のオンも禁止する。

[0079] また、制御部10は、電源電流の極性が負であって、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、スイッチング素子Q2のオンを許可する。電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さい、又は第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、スイッチング素子Q2のオンを禁止する。また、制御部10は、電源電流の極性が負であって、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上、且つ第2の電流閾値 I_{th2} 以下の場合、スイッチング素子Q2がオフの期間でスイッ

チング素子Q1をオンする。電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} より小さい、又は第2の電流閾値 I_{th2} より大きい場合、スイッチング素子Q1のオンも禁止する。

[0080] このように、制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値 I_{th1} 以上であって、スイッチング素子の損失が寄生ダイオードの損失よりも小さい領域でスイッチング素子のオンを許可する。また、制御部10は、スイッチング素子の損失が寄生ダイオードの損失よりも大きい領域でスイッチング素子のオンを禁止する。

[0081] なお、図10の例では、制御部10は、電源電圧の極性に依じてスイッチング素子Q3、Q4のオンオフを制御し、電源電流の極性に依じてスイッチング素子Q1、Q2のオンオフを制御していたが、これに限定されない。制御部10は、電源電圧の極性に依じてスイッチング素子Q1、Q2のオンオフを制御し、電源電流の極性に依じてスイッチング素子Q3、Q4のオンオフを制御してもよい。

[0082] また、第2の電流閾値 I_{th2} は、前述のように、寄生ダイオード及びスイッチング素子に電流を流すために必要な電圧が同じ値になるときの電流値であるが、これに限定されない。第2の電流閾値 I_{th2} は、寄生ダイオードに電流を流すために必要な電圧の特性と、スイッチング素子に電流を流すために必要な電圧の特性とに依じて決定された値であってもよい。

[0083] 例えば、第2の電流閾値 I_{th2} を、寄生ダイオード及びスイッチング素子に電流を流すために必要な電圧が同じ値になるときの電流値より、スイッチング素子で発生するスイッチング損失分に依じて値を大きくした値にしてもよい。これにより、スイッチング素子をオンからオフに切り替える際に発生するスイッチング素子を考慮した第2の電流閾値 I_{th2} を決定することができる。この場合、制御部10は、スイッチング素子をオンしている状態でさらに電源電流の絶対値が大きくなっても、スイッチング素子をオフすることで損失の低減が見込めないときはスイッチング素子をオンのままにする。これにより、モータ駆動装置100は、更に、効率の低下を抑制すること

ができる。

[0084] また、第2の電流閾値 I_{th2} を、寄生ダイオード及びスイッチング素子に電流を流すために必要な電圧が同じ値になるときの電流値に対して規定された値を加算又は減算した値にしてもよい。これにより、各素子の部品のばらつきによる特性の違いを考慮した第2の電流閾値 I_{th2} を決定することができる。この場合、制御部10は、第2の電流閾値 I_{th2} が寄生ダイオード及びスイッチング素子に電流を流すために必要な電圧が同じ値になるときの電流値の場合と比較して、損失の低減を改善できない可能性はある。しかしながら、制御部10は、スイッチング素子をオンしている状態で、更に電源電流の絶対値が大きくなってもスイッチング素子をオンし続ける場合よりも、損失を低減することができる。

[0085] 図11は、実施の形態1における要部の動作説明に使用するフローチャートである。図11には、モータ駆動装置100の制御部10がスイッチング素子Q1、Q2をオンオフ制御する処理フローが示されている。なお、ここでは一例として、電源電流の極性が正の場合について説明する。

[0086] 制御部10は、電源電流の検出値 I_s の絶対値 $|I_s|$ と、第1の電流閾値とを比較する（ステップS21）。制御部10は、絶対値 $|I_s|$ が第1の電流閾値より小さい場合（ステップS21、No）、スイッチング素子Q1のオンを禁止する（ステップS22）。制御部10は、絶対値 $|I_s|$ が第1の電流閾値以上の場合（ステップS21、Yes）、絶対値 $|I_s|$ と第2の電流閾値とを比較する（ステップS23）。制御部10は、絶対値 $|I_s|$ が第2の電流閾値以下の場合（ステップS23、No）、スイッチング素子Q1のオンを許可する（ステップS24）。制御部10は、絶対値 $|I_s|$ が第2の電流閾値より大きい場合（ステップS23、Yes）、スイッチング素子Q1のオンを禁止する（ステップS22）。制御部10は、ステップS22又はステップS24の後、ステップS21に戻って上記処理を繰り返し行う。制御部10は、電源電流の極性が負の場合、スイッチング素子Q2を対象にして、上記同様の処理を行う。

[0087] なお、上記のステップS21では、絶対値 $|I_s|$ と第1の電流閾値とが等しい場合を“Y e s”で判定しているが、“N o”で判定してもよい。即ち、絶対値 $|I_s|$ と第1の電流閾値とが等しい場合を“Y e s”、又は“N o”の何れで判定してもよい。また、上記のステップS23では、絶対値 $|I_s|$ と第2の電流閾値とが等しい場合を“N o”で判定しているが、“Y e s”で判定してもよい。即ち、絶対値 $|I_s|$ と第2の電流閾値とが等しい場合を“Y e s”、又は“N o”の何れで判定してもよい。

[0088] ところで、[発明が解決しようとする課題]の項でも説明したが、同期整流の動作が高効率化されるのは、MOSFETのオン電圧、即ちMOSFETがオンするときのドレインソース電圧よりも、並列に接続される寄生ダイオードの電圧降下の方が高い状態であることが前提である。一方、MOSFETの動作状態によっては、並列に接続される寄生ダイオードの電圧降下よりも、MOSFETのオン電圧の方が高い場合もある。以下、この点について、図12から図14を参照して説明する。図12は、一般的なMOSFETにおける寄生ダイオードの順方向電流の温度特性を示す図である。図13は、一般的なMOSFETのオン抵抗の温度特性を示す図である。図14は、図9に示されるクロスポイントが温度によって変動する様子を示す図である。なお、図14において、実線K1は図9に示される実線K1を示したものであり、破線K2は図9に示される破線K2を示したものである。

[0089] 一般的なMOSFETにおける寄生ダイオードのソースドレイン電圧 V_{SD} は、図12に示されるように、同一の順方向電流 I_s に対し、温度 T_a が高くなれば小さくなる方向に推移する。従って、図14に示される実線K1は、温度 T_a が上昇すると、実線K1'のように紙面の右下方向に移動する。また、一般的なMOSFETのオン抵抗 R_{DS} は、図13に示されるように、同一のドレイン電流 I_D に対し、温度 T_a が高くなれば大きくなる方向に推移する。従って、図14に示される破線K2は、温度 T_a が上昇すると、破線K2'のように紙面の左上方向に移動する。この特性により、クロスポイントにおける電流値である第2の電流閾値 I_{th2} は、温度が上昇すると、紙面の左

側、即ち電流値が小さくなる方向に移動する。温度を条件としない場合、図 11 のフローチャートでは、図 14 における第 2 の電流閾値 I_{th2} と、第 2 の電流閾値 I_{th2}' との間は同期整流が行われる範囲であるが、同期整流を行わない方が損失が小さく、効率がよくなる。このため、図 11 のフローチャートにおける第 2 の電流閾値 I_{th2} をスイッチング素子の周囲温度、もしくはスイッチング素子が搭載される機器の外気温度に基づいて修正するようにすれば、直流電源装置 50 の効率を更に高めることが可能となる。

[0090] 次に、スイッチング素子の構成について説明する。モータ駆動装置 100 において、スイッチング素子のスイッチング速度を速くする方法の 1 つに、スイッチング素子のゲート抵抗を小さくする方法が挙げられる。ゲート抵抗が小さくなる程、ゲート入力容量への充放電時間が短くなり、ターンオン期間及びターンオフ期間が短くなるため、スイッチング速度が速くなる。

[0091] しかしながら、ゲート抵抗を小さくすることでスイッチング損失を低減するには限界がある。そこで、スイッチング素子を、GaN 又は SiC といった WBG 半導体で構成することを例示する。スイッチング素子に WBG 半導体を用いることにより、1 回のスイッチング当りの損失を更に抑制することができ、より一層効率が向上し、且つ高周波スイッチングが可能となる。また、高周波スイッチングが可能となることで、リアクトル 2 の小型化が可能となり、モータ駆動装置 100 の小型化及び軽量化が可能となる。また、スイッチング素子に WBG 半導体を用いることにより、スイッチング速度が向上して、スイッチング損失が抑制される。これにより、スイッチング素子が正常な動作を継続できるような放熱対策を簡素化できる。また、スイッチング素子に WBG 半導体を用いることにより、スイッチング周波数を十分に高い値、例えば 16 kHz 以上にすることができる。これにより、スイッチングに起因する騒音を抑制できる。

[0092] また、GaN 半導体は、GaN 層と窒化アルミニウムガリウム層との界面に 2 次元電子ガスが生じ、この 2 次元電子ガスにより、キャリアの移動度が高い。このため、GaN 半導体を用いたスイッチング素子は、高速スイッ

ングを実現可能である。ここで、交流電源1が、50Hz又は60Hzの商用電源である場合、可聴域周波数は、16kHzから20kHzまでの範囲、即ち商用電源の周波数の266倍から400倍までの範囲となる。GaN半導体は、この可聴域周波数より高い周波数でスイッチングする場合に好適である。半導体材料として主流である珪素(Si)で構成されたスイッチング素子Q1~Q4を、数十kHz以上のスイッチング周波数で駆動した場合、スイッチング損失の比率が大きくなり、放熱対策が必須となる。これに対して、GaN半導体で構成されたスイッチング素子Q1~Q4は、数十kHz以上のスイッチング周波数、具体的には20kHzより高いスイッチング周波数で駆動した場合でも、スイッチング損失が非常に小さい。そのため、放熱対策が不要になり、又は放熱対策のために利用される放熱部材のサイズを小型化でき、モータ駆動装置100の小型化及び軽量化が可能となる。また、高周波スイッチングが可能となることで、リアクトル2の小型化が可能になる。なお、雑音端子電圧規格の測定範囲にスイッチング周波数の1次成分が入らないようにするため、スイッチング周波数は、150kHz以下とすることが好ましい。

[0093] また、WBG半導体は、Si半導体に比べて静電容量が小さいため、スイッチングに起因するリカバリ電流の発生が少なく、リカバリ電流に起因する損失及びノイズの発生を抑制できる。このため、WBG半導体は、高周波スイッチングに適している。

[0094] なお、SiC半導体はGaN半導体に比べてオン抵抗が小さい。このため、第2のレグ32よりもスイッチング回数が多い第1のレグ31の第1の上アーム素子311及び第1の下アーム素子312は、GaN半導体で構成し、スイッチング回数が少ない第2のレグ32の第2の上アーム素子321及び第2の下アーム素子322は、SiC半導体で構成してもよい。これにより、SiC半導体及びGaN半導体のそれぞれの特性を最大限に生かすことができる。また、SiC半導体を、第1のレグ31よりも、スイッチング回数が少ない第2のレグ32の第2の上アーム素子321及び第2の下アーム

素子 3 2 2 に利用することで、第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 の損失のうち、導通損失が占める割合が多くなり、ターンオン損失及びターンオフ損失が小さくなる。従って、第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 のスイッチングに伴う発熱の上昇が抑制され、第 2 のレグ 3 2 を構成する第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 のチップ面積を相対的に小さくできる。これにより、チップ製造時の歩留まりが低い S i C 半導体を有効に活用できる。

[0095] また、スイッチング回数が少ない第 2 のレグ 3 2 の第 2 の上アーム素子 3 2 1 及び第 2 の下アーム素子 3 2 2 には、スーパージャンクション構造の S J - M O S F E T を用いてもよい。S J - M O S F E T を用いることにより、S J - M O S F E T のメリットである低オン抵抗を生かしつつ、静電容量が高くリカバリが発生しやすいというデメリットを抑制できる。また、S J - M O S F E T を用いることにより、W B G 半導体を用いる場合に比べて、第 2 のレグ 3 2 の製造コストを低減できる。

[0096] また、W B G 半導体は、S i 半導体に比べて耐熱性が高く、ジャンクション温度が高温でも動作が可能である。そのため、W B G 半導体を用いることにより、第 1 のレグ 3 1 及び第 2 のレグ 3 2 を、熱抵抗が大きい小型のチップでも構成できる。特に、チップ製造時の歩留まりが低い S i C 半導体は、小型のチップに利用した方が低コスト化を実現できる。

[0097] また、W B G 半導体は、1 0 0 k H z 程度の高周波で駆動した場合でも、スイッチング素子で発生する損失の増加が抑制されるため、リアクトル 2 の小型化による損失低減効果が大きくなり、広い出力帯域、即ち広い負荷条件において、高効率なコンバータを実現できる。

[0098] また、W B G 半導体は、S i 半導体に比べて耐熱性が高く、アーム間の損失の偏りによるスイッチングの発熱許容レベルが高いため、高周波駆動によるスイッチング損失が発生する第 1 のレグ 3 1 に好適である。

[0099] 以上説明したように、実施の形態 1 によれば、第 1 の物理量検出部である電圧検出部 7 は、コンバータ 3 の出力側の動作状態を表す第 1 の物理量であ

る母線電圧を検出し、第2の物理量検出部である電圧検出部5は、コンバータ3の入力側の動作状態を表す第2の物理量である電源電圧を検出する。第1及び第2の物理量は、制御部10に入力される。制御部10は、第1及び第2の物理量に基づいてコンバータ3の動作を制御する。制御部10は、更にスイッチング素子の周囲温度、コンバータの外気温度、又はコンバータ3への動作指令に応じてコンバータ3の各スイッチング素子の導通を制御して、コンバータ3を異なる動作態様で動作させる動作モードを複数有する。これにより、同期整流の適用に際し、更なる効率化を図ることができる。

[0100] また、実施の形態1によれば、制御部10は、電源電流の絶対値が第1の電流閾値以上、且つ、第2の電流閾値以下の場合、この範囲で寄生ダイオードより損失の小さいスイッチング素子のオンを許可する。また、制御部10は、電源電流の絶対値が第2の電流閾値より大きい場合、この範囲で寄生ダイオードより損失の大きいスイッチング素子のオンを禁止する。これにより、コンバータ3において、電流値に応じて損失の小さい素子に電流を流すことができる。これにより、効率の低下と損失とを低減した、高効率な直流電源装置50を得ることができる。なお、本制御において、第2の電流閾値は、スイッチング素子の周囲温度又はスイッチング素子が搭載される機器の外気温度に基づいて修正することが好ましい。これにより、更に高効率な直流電源装置50を得ることができる。

[0101] 次に、実施の形態1における制御部10の機能を実現するためのハードウェア構成について、図15及び図16の図面を参照して説明する。図15は、実施の形態1における制御部10の機能を具現するハードウェア構成の一例を示すブロック図である。図16は、実施の形態1における制御部10の機能を具現するハードウェア構成の他の例を示すブロック図である。

[0102] 実施の形態1における制御部10の機能を実現する場合には、図15に示すように、演算を行うプロセッサ300、プロセッサ300によって読みとられるプログラムが保存されるメモリ302、及び信号の入出力を行うインタフェース304を含む構成とすることができる。

[0103] プロセッサ300は、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、CPU (Central Processing Unit)、又はDSP (Digital Signal Processor) といった演算手段であってもよい。また、メモリ302には、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリ、EPROM (Erasable Programmable ROM)、EEPROM (登録商標) (Electrically EPROM) といった不揮発性又は揮発性の半導体メモリ、磁気ディスク、フレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、DVD (Digital Versatile Disc) を例示することができる。

[0104] メモリ302には、実施の形態1における制御部10の機能を実行するプログラムが格納されている。プロセッサ300は、インタフェース304を介して必要な情報を授受し、メモリ302に格納されたプログラムをプロセッサ300が実行し、メモリ302に格納されたテーブルをプロセッサ300が参照することにより、上述した処理を行うことができる。プロセッサ300による演算結果は、メモリ302に記憶することができる。

[0105] また、実施の形態1における制御部10の機能を実現する場合には、図16に示す処理回路305を用いることもできる。処理回路305は、単一回路、複合回路、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、FPGA (Field-Programmable Gate Array)、又は、これらを組み合わせたものが該当する。処理回路305に入力する情報、及び処理回路305から出力する情報は、インタフェース306を介して入手することができる。なお、処理回路305を用いる構成でも、制御部10における一部の処理は、図15に示す構成のプロセッサ300で実施してもよい。

[0106] 実施の形態2.

実施の形態2では、コンバータ3の各スイッチング素子を駆動するゲート

駆動回路 15 がブートストラップ回路を備える場合の制御について説明する。

- [0107] 図 17 は、実施の形態 2 におけるゲート駆動回路 15 の構成例を示す図である。図 17 において、ゲート駆動回路 15 は、駆動回路 51、52 と、ブートストラップ回路 54 とを備える。駆動回路 51 は、第 1 のレグ 31 の第 1 の上アーム素子 311 を駆動する際に用いられる駆動回路である。駆動回路 52 は、第 1 のレグ 31 の第 1 の下アーム素子 312 を駆動する際に用いられる駆動回路である。第 2 のレグ 32 の第 2 の上アーム素子 321 及び第 2 の下アーム素子 322 も同様な 2 つの駆動回路で駆動される。
- [0108] ブートストラップ回路 54 は、抵抗 54a と、ダイオード 54b と、ブートストラップコンデンサであるコンデンサ 54c とを備えている。コンデンサ 54c には、抵抗 54a とダイオード 54b とによる直列回路を介して駆動電源 55 から駆動電圧が印加される。このように構成されたブートストラップ回路 54 において、下アームのスイッチング素子 Q2、Q4 がオン動作すると、抵抗 54a、ダイオード 54b、コンデンサ 54c、下アームのスイッチング素子 Q2、Q4 によって電流が流れ、コンデンサ 54c が充電される。コンデンサ 54c の充電電圧は、上アームのスイッチング素子 Q1、Q3 を駆動するためのゲート駆動電圧となる。
- [0109] 図 17 の例のように、ブートストラップ回路 54 を備えたゲート駆動回路 15 では、上アームのスイッチング素子 Q1、Q3 を駆動するためのゲート駆動電圧は、下アームのスイッチング素子 Q2、Q4 をオン動作させることで得られる。図 8 のような制御信号 S311～S322 とすれば、上アームのスイッチング素子を駆動するためのゲート駆動電圧を確実に生成することが可能となる。
- [0110] 一方、ゲート駆動回路 15 がブートストラップ回路 54 を備えている場合、上アームのスイッチング素子 Q1、Q3 を駆動する駆動回路 51 の消費電力は、スイッチング回数に比例して増加する。このため、実施の形態 2 では、図 8 に示した制御信号 S311～S322 の一部の波形を、ブートストラ

ップ回路54を備えた構成に適した図18に示すものに変更する。図18は、図8に対応する実施の形態2における動作波形を示す図である。

[0111] 図18には、図7に示す動作モードにおいて、制御信号S311～S322の一部が変更された動作波形が示されている。図18に示される動作波形と図8に示される動作波形との差異点は、以下の通りである。

[0112] まず、整流モードにおいては、各スイッチング素子はオン動作しないので動作波形は同じである。また、同期整流モードにおいても動作波形は同じである。同期整流モードにおいては、電源短絡経路を形成するスイッチング制御を行う必要がなく、上アームのスイッチング素子のスイッチング回数も電源周期の半周期に1回であり、スイッチングパターンの変更による効果は小さい。このため、図8(b)のスイッチングパターンを変更せずに使用する。

[0113] 一方、低速スイッチングモードにおいて、図8(c)は図18(c)のように変更される。図18(c)においても、上アームのスイッチング素子Q1、Q3は動作しないので、ブートストラップ回路54における損失分が低減される。なお、高速スイッチングモードについては、図8(d)と図18(d)との比較から分かるように、動作波形は同じである。図8(d)を参照すると、上アームのスイッチング素子Q1、Q3は動作しておらず、元々の動作波形によって、ブートストラップ回路54における損失分が低減されていることが分かる。なお、図8のスイッチングパターンを選択するのか、図18のスイッチングパターンを選択するのかは、負荷条件に基づいて行う。負荷条件の詳細については、後述の実施の形態3で説明する。

[0114] 以上説明したように、実施の形態2によれば、コンバータ3を駆動する駆動回路であるゲート駆動回路15は、平滑コンデンサ4の正側に接続される上アームのスイッチング素子Q1、Q3を駆動するための駆動電源であるブートストラップ回路54を備える。制御部10は、動作モードとして、低速スイッチングモードを有し、低速スイッチングモードで動作しているときには、負荷条件に基づいてブートストラップ回路54に接続されたスイッチン

グ素子の動作を停止させる。これにより、ブートストラップ回路54を備えた構成において、直流電源装置50を効率的に動作させることができる。

[0115] また、実施の形態2によれば、コンバータ3を駆動する駆動回路であるゲート駆動回路15は、平滑コンデンサ4の正側に接続される上アームのスイッチング素子Q1, Q3を駆動するための駆動電源であるブートストラップ回路54を備える。制御部10は、動作モードとして、高速スイッチングモードを有し、高速スイッチングモードでは、ブートストラップ回路54に接続されたスイッチング素子はオン動作しない。これにより、ブートストラップ回路54を備えた構成において、直流電源装置50を効率的に動作させることができる。

[0116] 実施の形態3.

実施の形態3では、実施の形態1で説明したモータ駆動装置100の応用例について説明する。図19は、実施の形態3に係る空気調和機400の構成を示す図である。実施の形態1及び実施の形態2で説明したモータ駆動装置100は、送風機、圧縮機及び空気調和機といった製品に適用することが可能である。実施の形態3では、実施の形態1及び実施の形態2に係るモータ駆動装置100の応用例として、モータ駆動装置100を空気調和機400に適用した例について説明する。

[0117] 図19において、モータ駆動装置100の出力側には、モータ500が接続されており、モータ500は、圧縮要素504に連結されている。圧縮機505は、モータ500と圧縮要素504とを備える。冷凍サイクル部506は、四方弁506a、室内熱交換器506b、膨張弁506c及び室外熱交換器506dを含む態様で構成されている。

[0118] 空気調和機400の内部を循環する冷媒の流路は、圧縮要素504から、四方弁506a、室内熱交換器506b、膨張弁506c、室外熱交換器506dを経由し、再び四方弁506aを経由して、圧縮要素504へ戻る態様で構成されている。モータ駆動装置100は、交流電源1より交流電力の供給を受け、モータ500を回転させる。圧縮要素504は、モータ500

が回転することによって、冷媒の圧縮動作を実行し、冷媒を冷凍サイクル部 506 の内部で循環させることができる。

[0119] 空気調和機 400 では、出力が定格出力の半分以下である中間条件、即ち低出力条件での運転が年間を通じて支配的である。このため、年間の消費電力への寄与度は、中間条件において高くなる。また、空気調和機 400 では、モータ 500 の回転数は低く、モータ 500 の駆動に必要な母線電圧は低い傾向にある。このため、空気調和機 400 に用いられるスイッチング素子は、パッシブな状態で動作させることがシステム効率の面から有効である。従って、パッシブな状態から高周波スイッチング状態までの幅広い運転モードで損失の低減が可能な直流電源装置 50 は、空気調和機 400 にとって有用である。

[0120] また、直流電源装置 50 は、スイッチング損失を抑制できるため、直流電源装置 50 の温度上昇が抑制され、不図示の室外機送風機のサイズを小型化しても、直流電源装置 50 に搭載される基板の冷却能力を確保できる。従って、直流電源装置 50 は、高効率であると共に 4.0 kW 以上の高出力の空気調和機 400 に好適である。

[0121] また、実施の形態 3 によれば、スイッチング素子の高周波駆動により、スイッチング損失が低減され、エネルギー消費率が低く、高効率の空気調和機 400 を実現できる。

[0122] 更に、実施の形態 3 に係る空気調和機 400 は、図 20 に示す動作モードで動作するように構成される。図 20 は、実施の形態 3 における動作モードの特徴を示す図である。

[0123] 図 20 には、空気調和機 400 を動作させるときの温度条件及び負荷条件に対応する動作モードと、当該動作モードで動作させたときの上アームのスイッチング素子の動作が示されている。

[0124] まず、起動時及び異常時において、空気調和機 400 は、制御的に安定して動作していないため、整流モードを使用することが望ましい。空気調和機の温度条件の一例は、スイッチング素子が搭載される機器の外気温度である

- 。
- [0125] 空気調和機400において、冷房運転は外気温度が高いときに使用される。この冷房運転においては、冷房中間、冷房定格、冷房過負荷といった負荷条件がある。外気温度が高いときには、スイッチング素子の周囲温度も高くなる傾向にある。
- [0126] ダイオードにおける損失は、順方向電流と、順方向電流による順方向の電圧降下である順電圧降下との積により求まる。また、MOSFETの損失は、MOSFETのオン抵抗にMOSFETに流れる電流の二乗積により求まる。また、前述したように、ダイオードは、温度が高くなると順電圧降下は低くなる傾向があり、MOSFETは、温度が高くなるとオン抵抗は高くなる傾向にある。損失で言い替えると、ダイオードは、温度が高くなると損失は改善され、MOSFETは、温度が高くなると損失は悪化する。
- [0127] また、空気調和機400においては、上述したブートストラップ回路54が広く用いられている。上アームのMOSFETを駆動する駆動回路51に損失が発生し、駆動回路51の損失はMOSFETをスイッチング制御するスイッチング回数に比例して増加する。このため、負荷条件によっては、上アームのMOSFETの損失と駆動回路51の損失を含めた損失よりも、寄生ダイオードの損失の方が小さくなる場合が想定される。特に、コンバータ3の周囲温度が高く、電流が大きい場合には顕著に効果が表れる。このため、上アームのMOSFETのスイッチング動作を停止させて、寄生ダイオードを積極的に導通させる制御を考慮した動作モードとする。
- [0128] 上記の点を踏まえ、以下の動作モードを構築する。まず、空気調和機400を冷房運転するときは外気温度が高いため、スイッチング素子の周囲温度も高くなる。また、スイッチング素子自体の発熱による温度上昇もあるため、特に、電流が大きくなる低速スイッチングモード及び高速スイッチングモードにおいては、上アームのスイッチング素子の動作を停止させ、ダイオードを導通させることで、運転効率の改善を図る。
- [0129] 具体的に、図20の例では、軽負荷である冷房中間では、上アームのスイ

スイッチング素子を動作させた同期整流モードが選択される。高負荷である冷房定格では、上アームのスイッチング素子を動作させない低速スイッチングモードが選択される。過負荷である冷房過負荷では、上アームのスイッチング素子を動作させない高速スイッチングモードが選択される。

[0130] 一方、暖房運転するときは外気温度が低いため、スイッチング素子の周囲温度も冷房運転時に比べて低くなる。このため、暖房運転時には、上アームのスイッチング素子を動作させた同期整流を積極的に行い、運転効率の改善を図る。

[0131] 具体的に、図20の例では、軽負荷である暖房中間では、上アームのスイッチング素子を動作させた同期整流モードが選択される。高負荷である暖房定格では、上アームのスイッチング素子を動作させた低速スイッチングモードが選択される。過負荷である暖房過負荷では、上アームのスイッチング素子を動作させた高速スイッチングモードが選択される。即ち、軽負荷である暖房中間、高負荷である暖房定格、及び過負荷である暖房過負荷の何れにおいても、上アームのスイッチング素子を動作させた動作モードが選択される。

[0132] 以上の制御のように、冷房運転又は暖房運転、詳細には冷房中間又は暖房中間といったコンバータ3への動作指令に応じて、コンバータ3のスイッチング素子の導通が制御される。これらの制御において、上アームのスイッチング素子を駆動しない場合、上アームのスイッチング素子の駆動電圧の確保を考慮して、下アームのスイッチング素子を駆動する必要がなくなる。これにより、コンバータ3に対する制御を簡略化することができる。

[0133] また、図18のスイッチングパターンから理解できるように、上アームのMOSFETと下アームのMOSFETとが同時にオン状態となることを防止するデッドタイムを設ける必要がなくなる。デッドタイムは、上アームのMOSFETと下アームのMOSFETとが同時にオン状態とならないノンオーバーラップ時間であり、短絡防止時間とも呼ばれる。デッドタイムを設けない制御とすれば、制御による指令値と実際の指令値とが一致する一致性が

高められる。これにより、制御性が向上し、高効率且つ制御安定性の高い空気調和機400を実現できる。

[0134] なお、MOSFETにおける図12及び図13の特性は現状の特性であり、将来的には、改善される可能性もある。このため、上アームのスイッチング素子を動作させるか否かの判断は、図20において括弧書きで示されているように、MOSFETの技術動向に応じて柔軟に実施してもよい。

[0135] なお、以上の実施の形態に示した構成は、本発明の内容の一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

符号の説明

[0136] 1 交流電源、2 リアクトル、3 コンバータ、3a, 3b, 3c, 3d, 26a, 26b, 26c 接続点、4 平滑コンデンサ、5, 7 電圧検出部、6, 9 電流検出部、10 制御部、12 負荷、14 電源回路、15, 17 ゲート駆動回路、16a, 16b 直流母線、18 インバータ、18A, 18B, 18C レグ、18a トランジスタ、18b, 54b, D1, D2, D3, D4 ダイオード、18UN, 18VN, 18WN 下アーム素子、18UP, 18VP, 18WP 上アーム素子、31 第1のレグ、32 第2のレグ、50 直流電源装置、51, 52 駆動回路、54 ブートストラップ回路、54a 抵抗、54c コンデンサ、55 駆動電源、100 モータ駆動装置、300 プロセッサ、302 メモリ、304, 306 インタフェース、305 処理回路、311 第1の上アーム素子、312 第1の下アーム素子、321 第2の上アーム素子、322 第2の下アーム素子、400 空気調和機、500 モータ、504 圧縮要素、505 圧縮機、506 冷凍サイクル部、506a 四方弁、506b 室内熱交換器、506c 膨張弁、506d 室外熱交換器、600 半導体基板、601, 603 領域、602 酸化絶縁膜、604 チャンネル、D ドレイン電極、G ゲート電極、Q1, Q2, Q3, Q4 スwitching素子、S ソース電極。

請求の範囲

[請求項1]

リアクトルと、

ブリッジ接続される4つの一方向性素子を備え、前記リアクトルを介して交流電源に接続され、前記交流電源から出力される交流電圧である電源電圧を直流電圧に変換して負荷に印加するコンバータと、

前記コンバータの出力端子間に接続される平滑コンデンサと、

前記コンバータの出力側の動作状態を表す第1の物理量を検出する第1の物理量検出部と、

前記コンバータの入力側の動作状態を表す第2の物理量を検出する第2の物理量検出部と、

前記第1及び第2の物理量が入力され、前記コンバータの動作を制御する制御部と、

を備え、

前記コンバータにおける、4つの前記一方向性素子のうちの2つの前記一方向性素子は直列に接続されて第1のレグを構成し、残りの2つの前記一方向性素子は直列に接続されて第2のレグを構成し、

少なくとも、前記平滑コンデンサの正側に接続される前記第1及び第2のレグにおける2つの一方向性素子、又は前記平滑コンデンサの負側に接続される前記第1及び第2のレグにおける2つの一方向性素子、又は、前記第1のレグにおける2つの一方向性素子、又は前記第2のレグにおける2つの一方向性素子のそれぞれにはスイッチング素子が並列に接続され、

前記制御部は、更に前記スイッチング素子の周囲温度、前記コンバータの外気温度、又は前記コンバータへの動作指令に応じて前記スイッチング素子の導通を制御して、前記コンバータを異なる動作態様で動作させる動作モードを複数有する

直流電源装置。

[請求項2]

前記動作モードとして、前記一方向性素子に通流させる整流モード

を有すると共に、

前記一方向性素子に通流させるタイミングで対応するスイッチング素子のチャンネルに通流させる同期整流モード、前記交流電源の電圧である電源電圧の半周期に1回以上、前記リアクトルを介して前記電源電圧を短絡させる第1のスイッチングモード、及び前記電源電圧の1周期の全域に亘り、前記リアクトルを介して前記電源電圧を複数回短絡させる第2のスイッチングモードのうちの少なくとも1つを前記動作モードとして有する

請求項1に記載の直流電源装置。

[請求項3]

前記制御部から出力される制御信号に基づいて前記コンバータを駆動する駆動回路を備え、

前記駆動回路は、前記平滑コンデンサの正側に接続される前記スイッチング素子を駆動するための電源回路であるブートストラップ回路を備え、

前記動作モードとして、前記第2のスイッチングモードを有し、

前記第2のスイッチングモードでは、前記ブートストラップ回路に接続されたスイッチング素子はオン動作しない

請求項2に記載の直流電源装置。

[請求項4]

前記制御部から出力される制御信号に基づいて前記コンバータを駆動する駆動回路を備え、

前記駆動回路は、前記平滑コンデンサの正側に接続される前記スイッチング素子を駆動するための電源回路であるブートストラップ回路を備え、

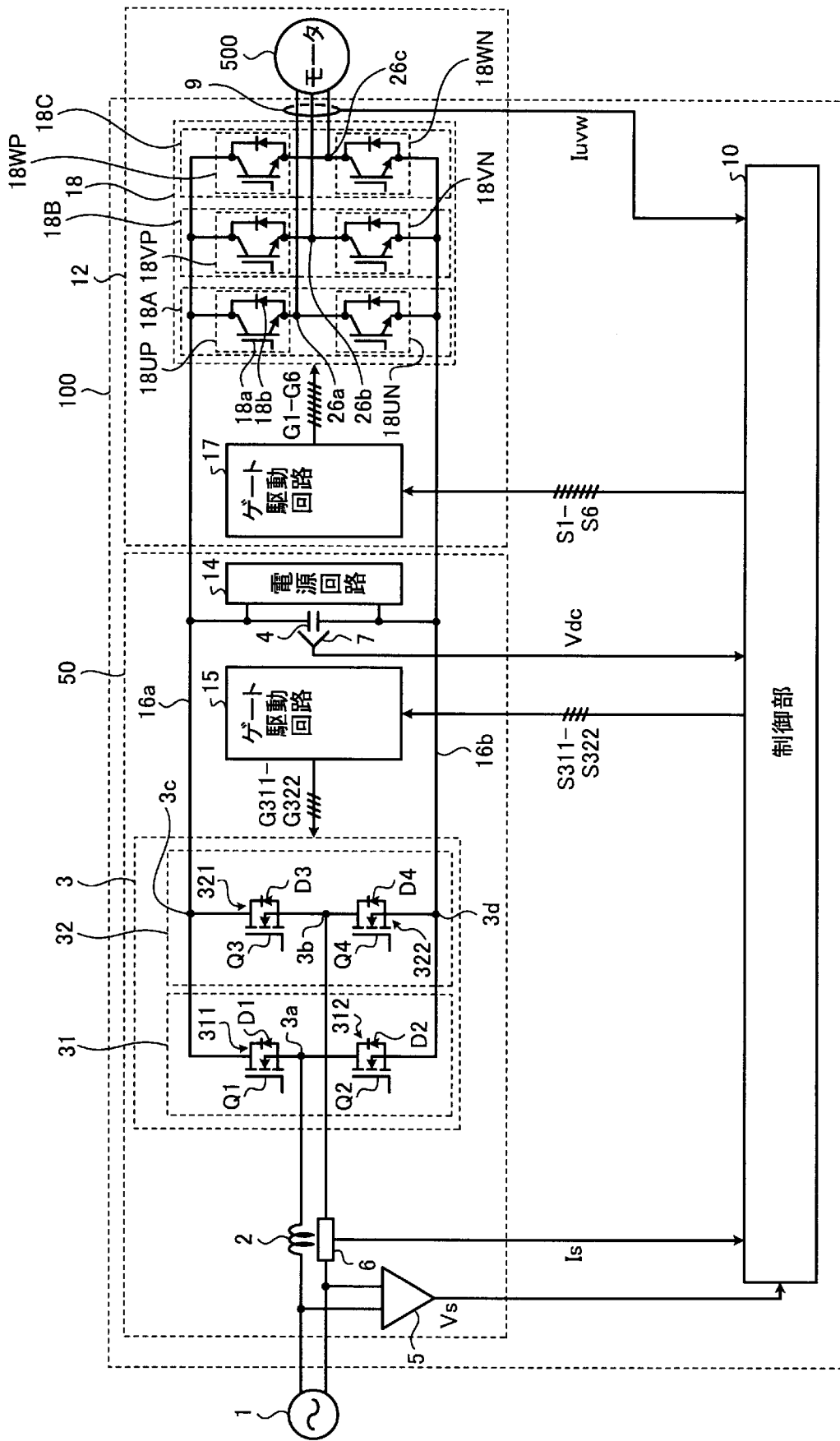
前記動作モードとして、前記第1のスイッチングモードを有し、

前記第1のスイッチングモードで動作しているときに、負荷条件に基づいて前記ブートストラップ回路に接続されたスイッチング素子の動作を停止させる

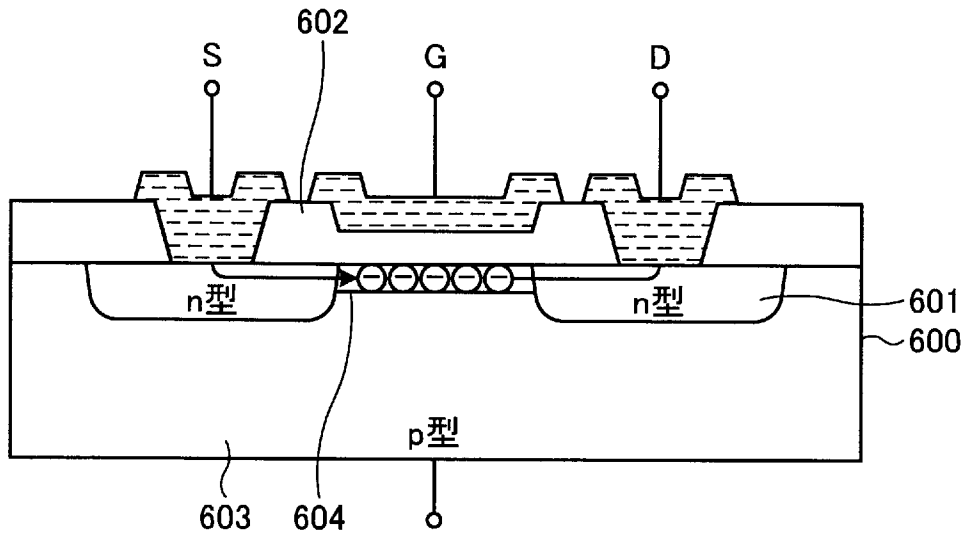
請求項2又は3に記載の直流電源装置。

- [請求項5] 前記スイッチング素子は、ワイドバンドギャップ半導体により形成された金属酸化物半導体電界効果トランジスタである
請求項4に記載の直流電源装置。
- [請求項6] 前記ワイドバンドギャップ半導体は、炭化珪素、窒化ガリウム、酸化ガリウム又はダイヤモンドである
請求項5に記載の直流電源装置。
- [請求項7] 前記スイッチング素子は、スーパージャンクション構造の金属酸化物半導体電界効果トランジスタである
請求項4に記載の直流電源装置。
- [請求項8] 前記一方向性素子は、前記金属酸化物半導体電界効果トランジスタの寄生ダイオードである
請求項5から7の何れか1項に記載の直流電源装置。
- [請求項9] 前記一方向性素子は、ダイオードである
請求項4から8の何れか1項に記載の直流電源装置。
- [請求項10] 請求項4から9の何れか1項に記載の直流電源装置と、
前記直流電源装置の出力電圧を交流電圧に変換して前記負荷に備えられるモータに印加するインバータと、
を備えたモータ駆動装置。
- [請求項11] 請求項10に記載のモータ駆動装置を備える
送風機。
- [請求項12] 請求項10に記載のモータ駆動装置を備える
圧縮機。
- [請求項13] 請求項11に記載の送風機及び請求項12に記載の圧縮機の少なくとも一方を備える
空気調和機。
- [請求項14] 前記負荷条件は、前記空気調和機の起動時、異常時及び前記空気調和機を冷房又は暖房運転するときのうちの少なくとも1つである
請求項13に記載の空気調和機。

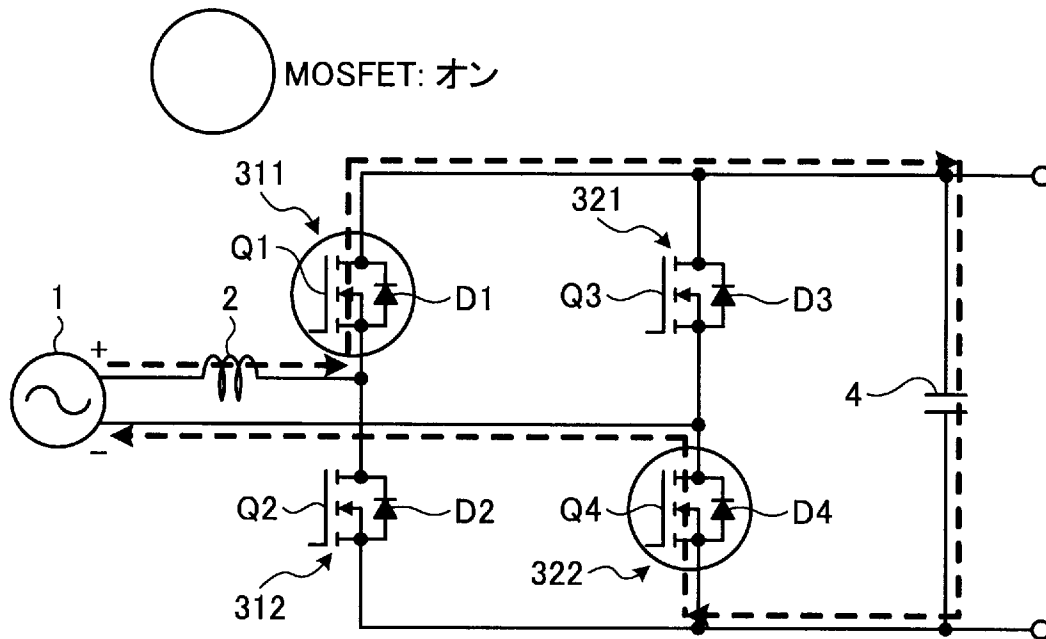
[図1]



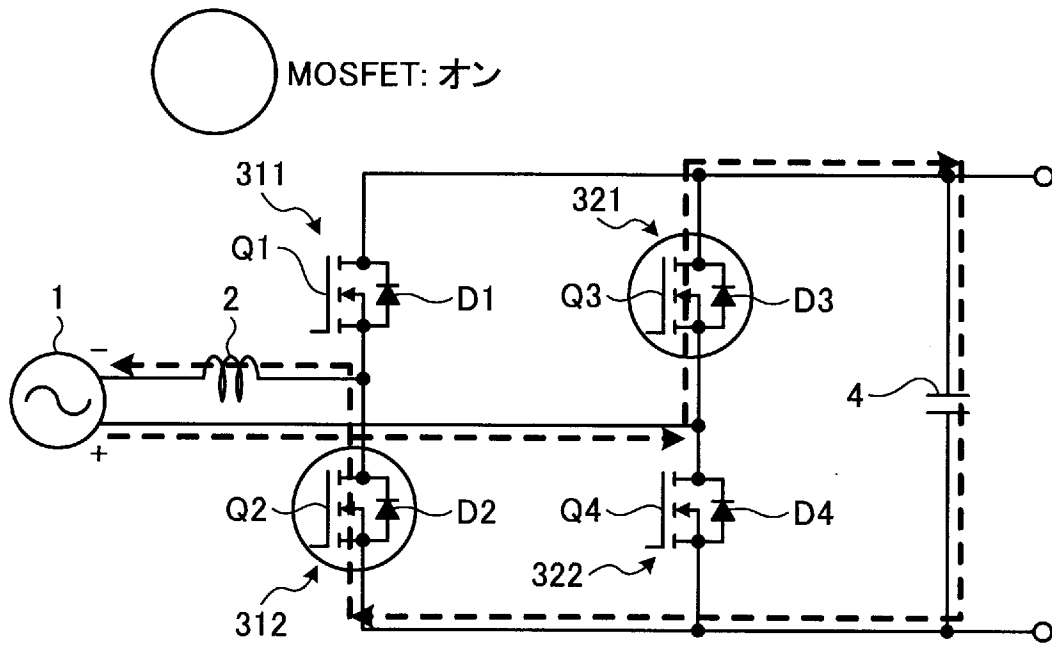
[図2]



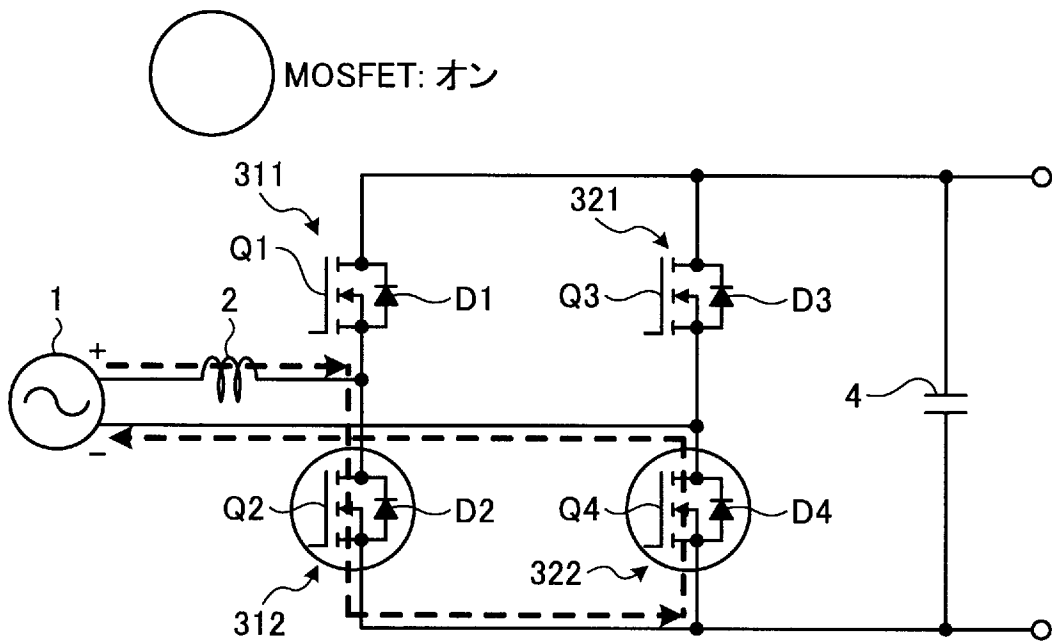
[図3]



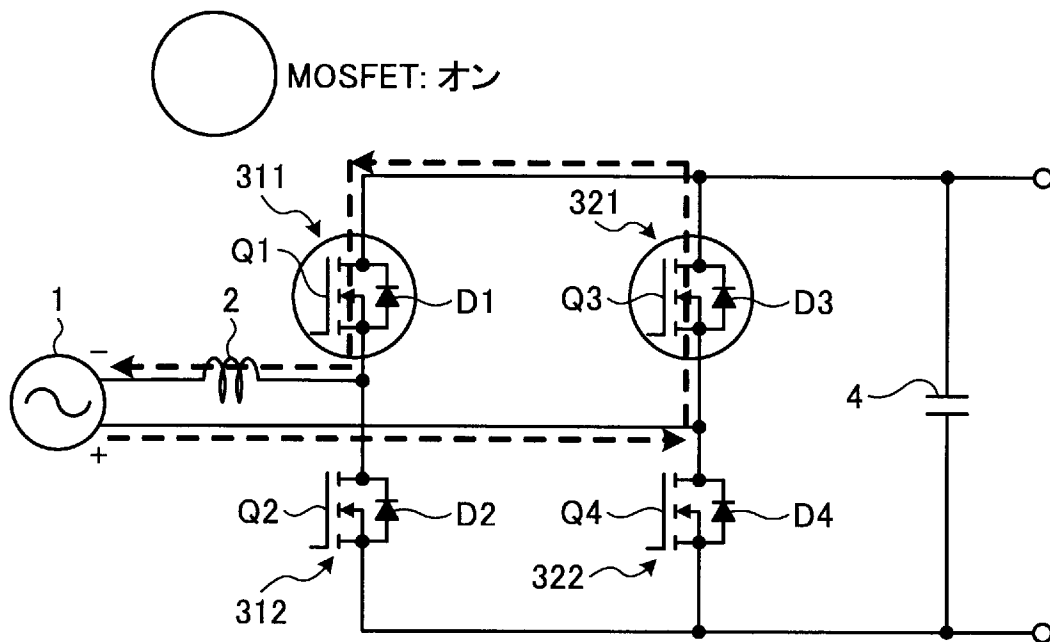
[図4]



[図5]



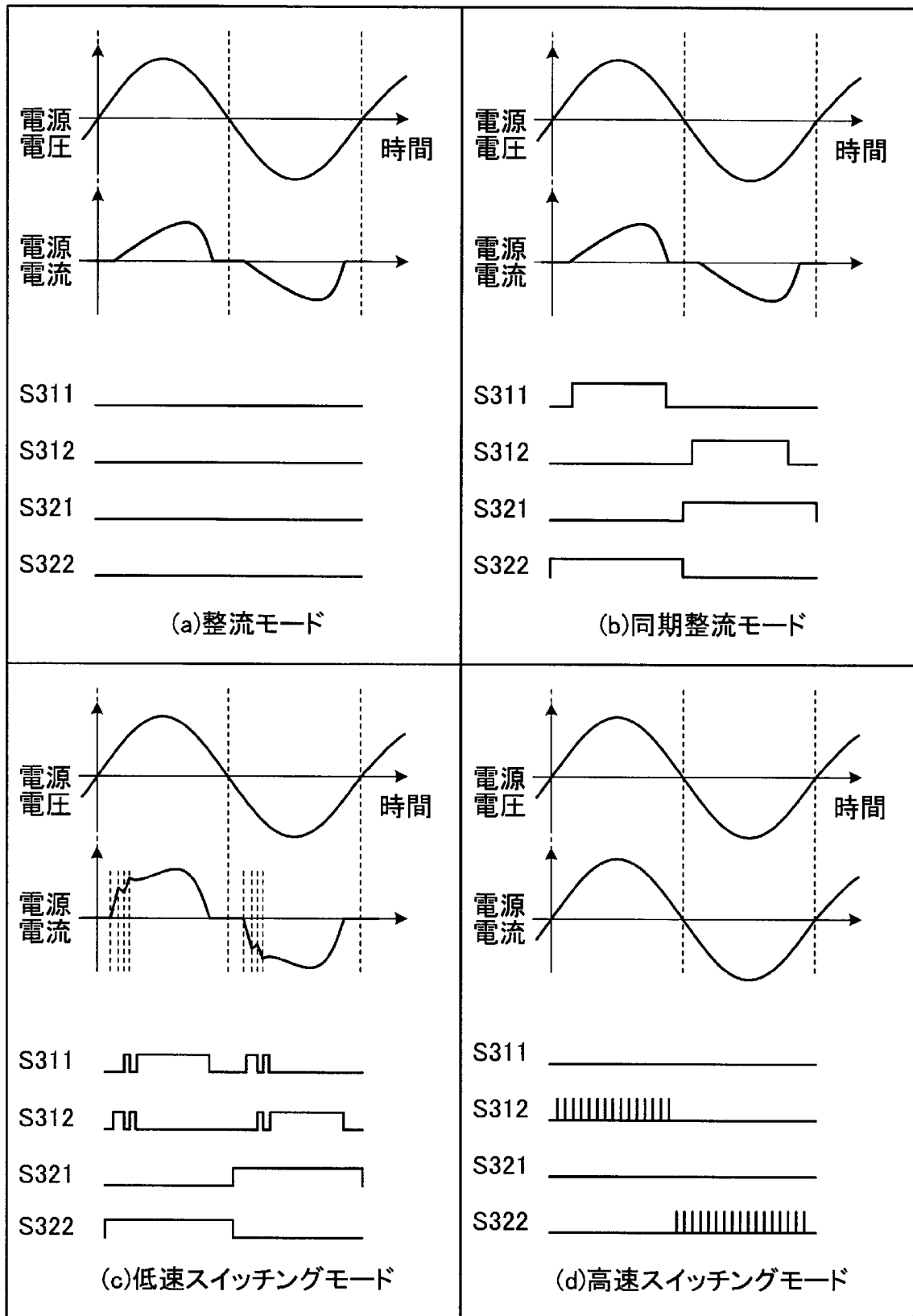
[図6]



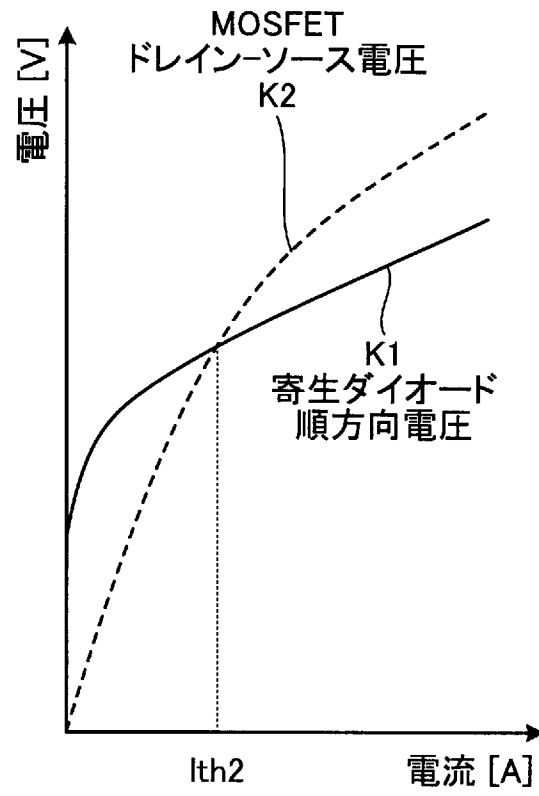
[図7]

動作モード	同期整流	電流制御	母線電圧制御
(a)整流モード	無し	無し	無し
(b)同期整流モード	有り	無し	無し
(c)低速スイッチングモード	有り/無し	有り(低応答)/無し	有り
(d)高速スイッチングモード	有り/無し	有り(高応答)	有り

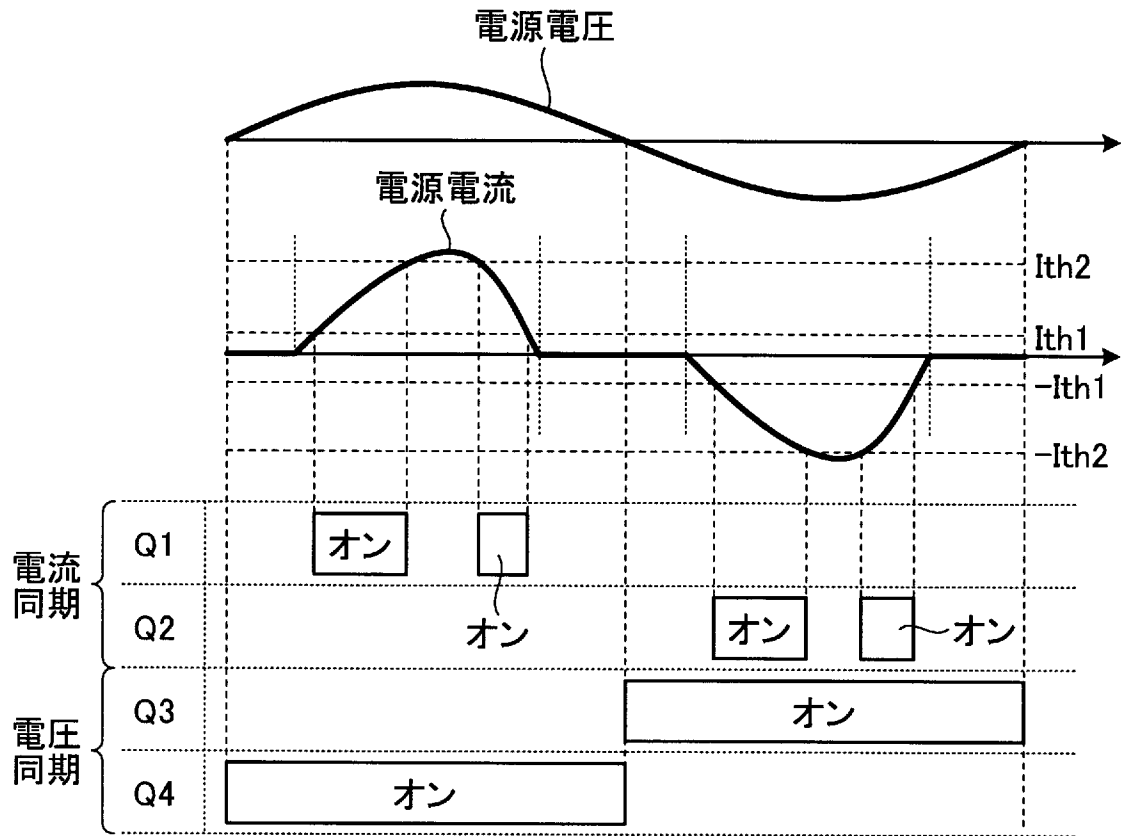
[図8]



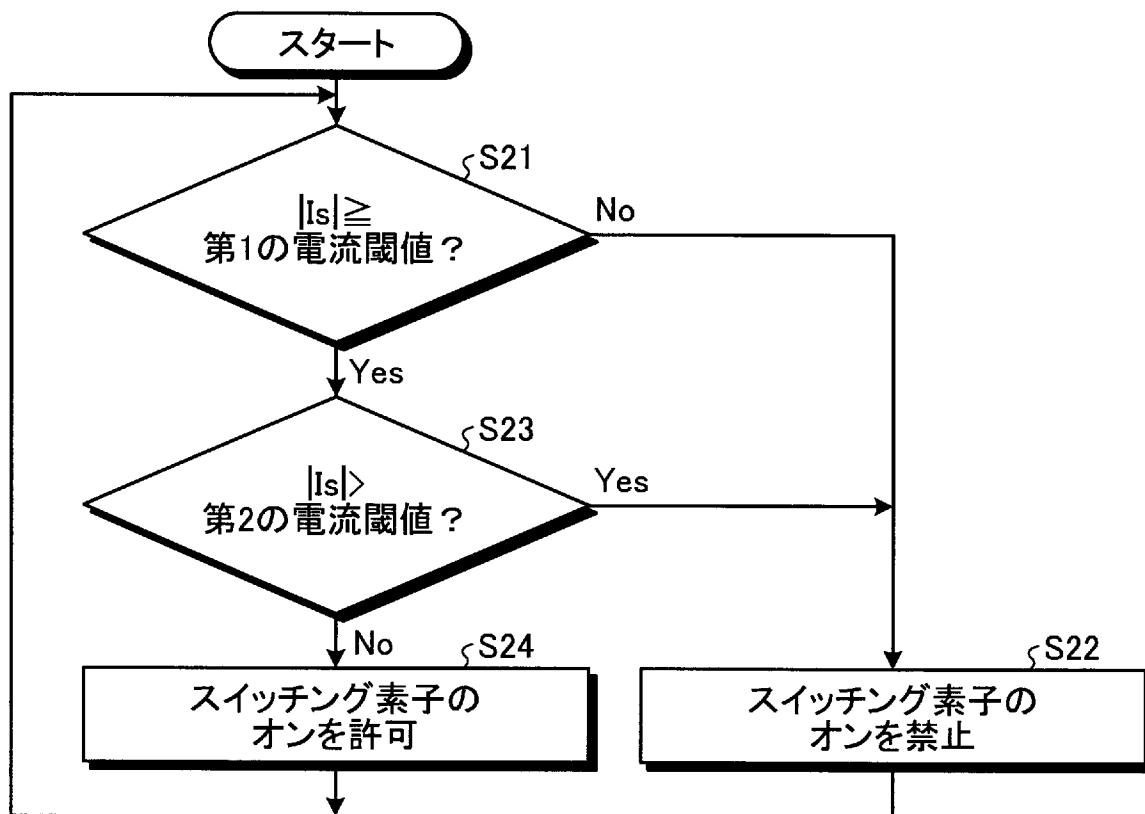
[図9]



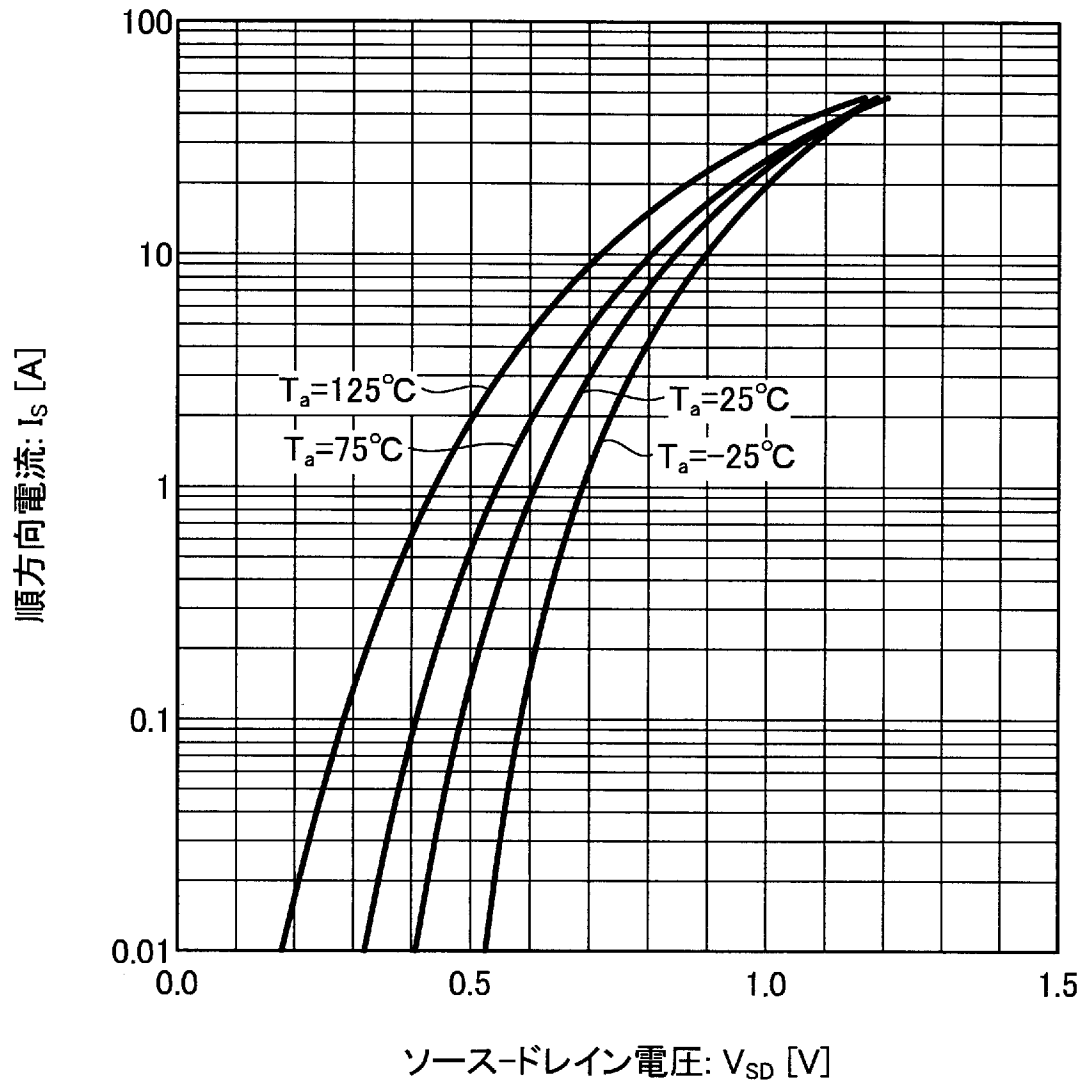
[図10]



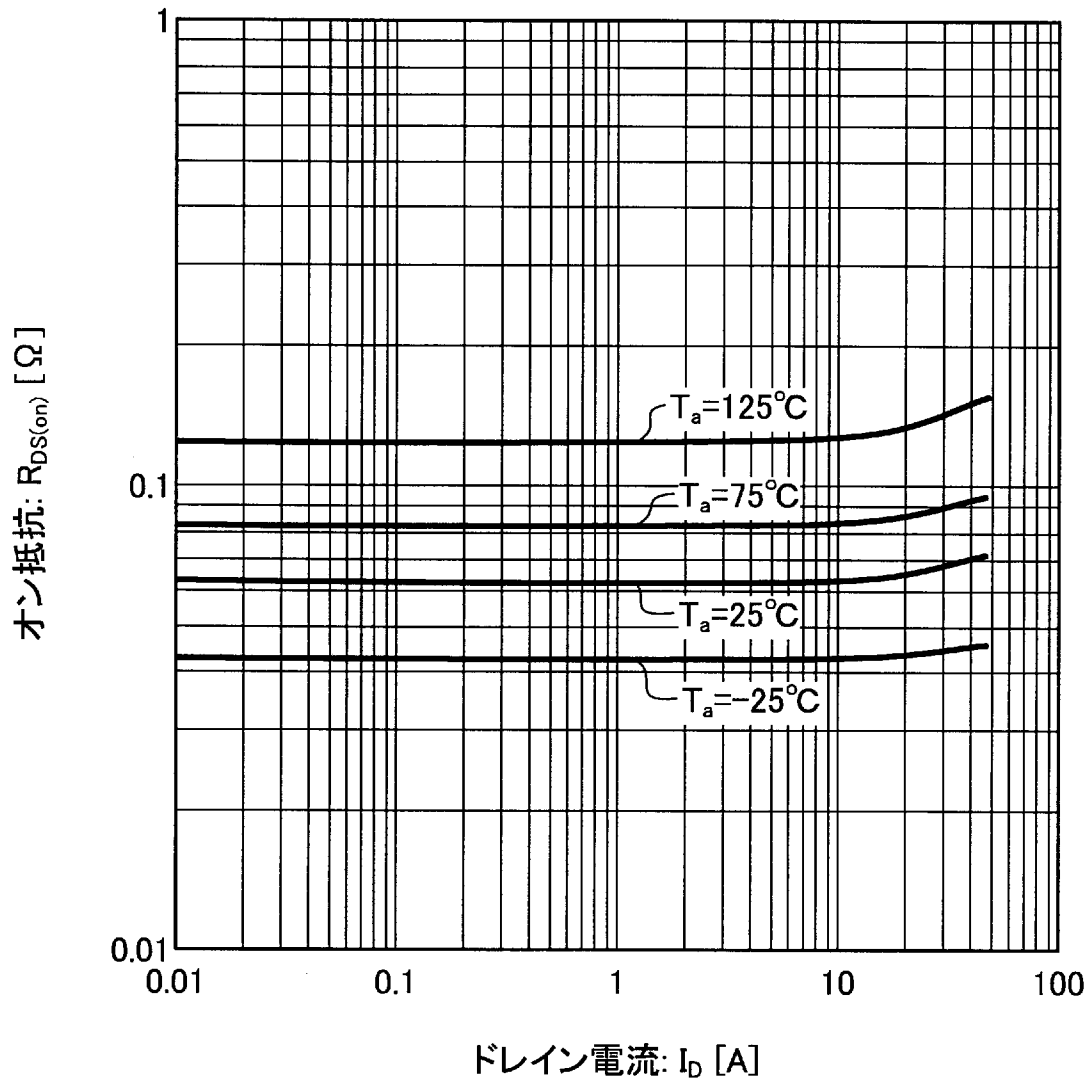
[図11]



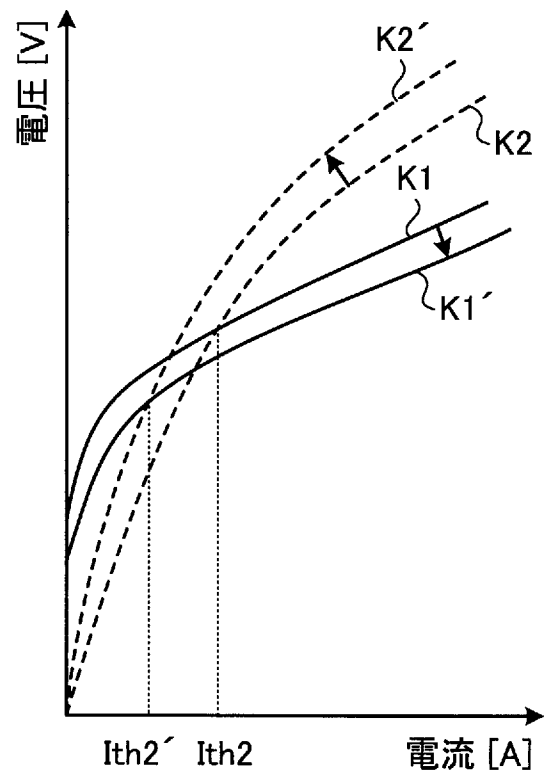
[図12]



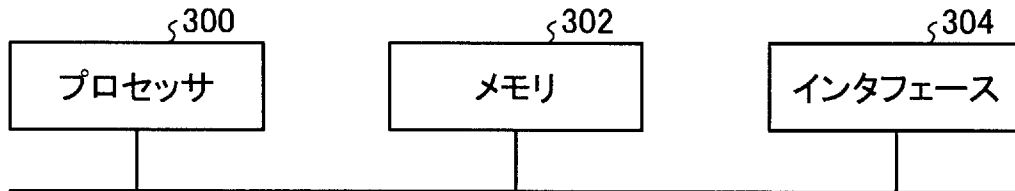
[図13]



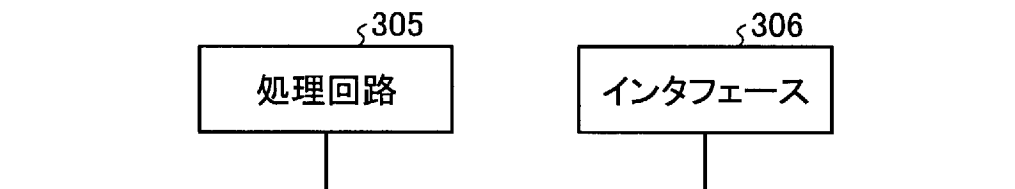
[図14]



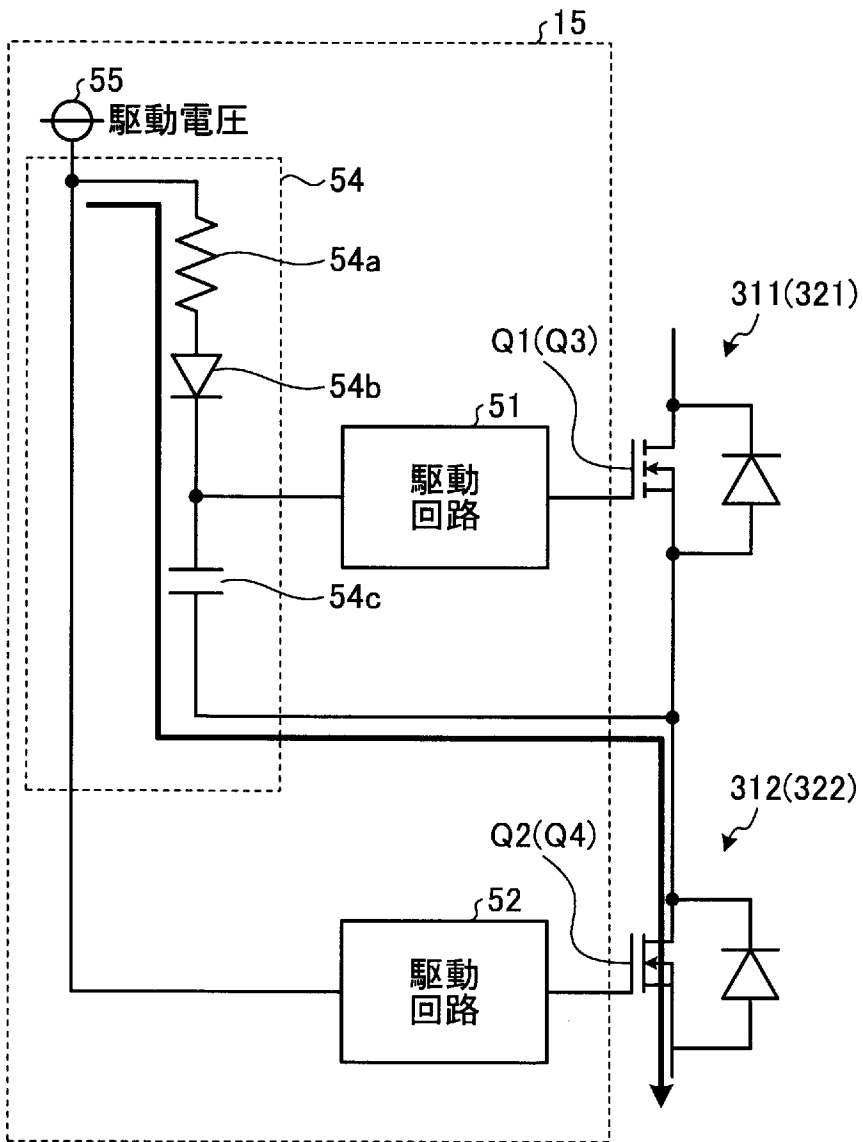
[図15]



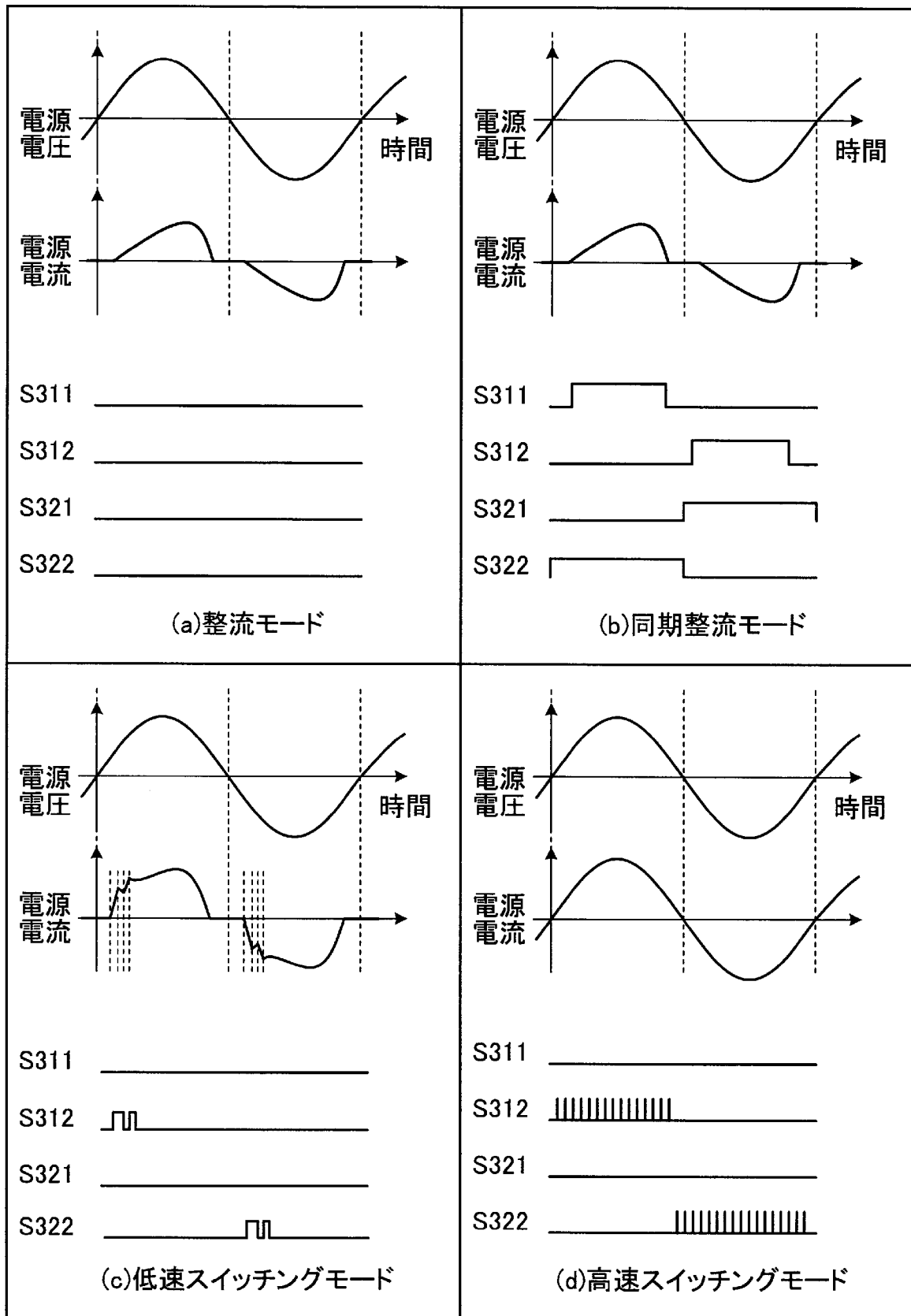
[図16]



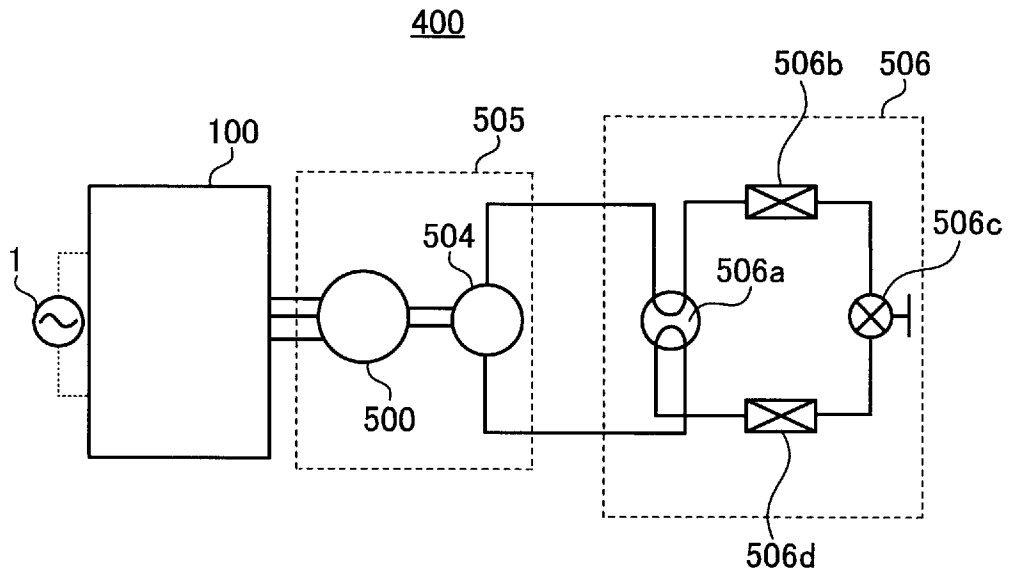
[図17]



[図18]



[図19]



[図20]

温度条件	負荷条件	動作モード	上アーム動作
-	起動	整流モード	無し
	異常	整流モード	無し
高	冷房中間	同期整流モード	有り
	冷房定格	低速スイッチングモード	無し(有り)
	冷房過負荷	高速スイッチングモード	無し(有り)
低	暖房中間	同期整流モード	有り
	暖房定格	低速スイッチングモード	有り(無し)
	暖房過負荷	高速スイッチングモード	有り(無し)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/034262

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H02M7/21 (2006.01) i, H02M7/12 (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)

Int.Cl. H02M7/21, H02M7/12

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	1971-2019
Registered utility model specifications of Japan	1996-2019
Published registered utility model applications of Japan	1994-2019

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 A	JP 2017-55581 A (JOHNSON CONTROLS HITACHI AIR CONDITIONING TECHNOLOGY (HONGKONG) LTD.) 16 March 2017, paragraphs [0031]-[0073], [0098], fig. 1-25 & CN 106533208 A	1, 2 3-14
A	JP 2016-220378 A (JOHNSON CONTROLS HITACHI AIR CONDITIONING TECHNOLOGY (HONGKONG) LTD.) 22 December 2016, entire text, all drawings (Family: none)	1-14

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search
11 November 2019 (11.11.2019)

Date of mailing of the international search report
26 November 2019 (26.11.2019)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/034262

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2017-55475 A (JOHNSON CONTROLS HITACHI AIR CONDITIONING TECHNOLOGY (HONGKONG) LTD.) 16 March 2017, paragraphs [0116]-[0122], fig. 28, 30 (Family: none)	1-14
A	JP 2015-12640 A (DENSO CORP.) 19 January 2015, entire text, all drawings (Family: none)	1-14

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H02M7/21(2006.01)i, H02M7/12(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. H02M7/21, H02M7/12		
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 1971-2019年 日本国実用新案登録公報 1996-2019年 日本国登録実用新案公報 1994-2019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 A	JP 2017-55581 A (ジョンソンコントロールズ ヒタチ エア コン ディショニング テクノロジー(ホンコン)リミテッド) 2017.03.16, 段落31-73, 98, 図1-25 & CN 106533208 A	1, 2 3-14
A	JP 2016-220378 A (ジョンソンコントロールズ ヒタチ エア コ ンディショニング テクノロジー (ホンコン) リミテッド) 2016.12.22, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-14
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> 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 11.11.2019	国際調査報告の発送日 26.11.2019	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 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） 佐藤 匡 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	5G 9650

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
A	JP 2017-55475 A ((ジョンソンコントロールズ ヒタチ エア コ ンディショニング テクノロジー (ホンコン) リミテッド) 2017.03.16, 段落 1 1 6 - 1 2 2, 図 2 8, 3 0 (ファミリーなし)	1-14
A	JP 2015-12640 A (株式会社デンソー) 2015.01.19, 全文, 全図 (フ ァミリーなし)	1-14