

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2014年5月15日(15.05.2014)



(10) 国際公開番号
WO 2014/073167 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/006108
- (22) 国際出願日: 2013年10月11日(11.10.2013)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2012-246719 2012年11月8日(08.11.2012) JP
- (71) 出願人: ダイキン工業株式会社(DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5308323 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号 梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者: 原田 佳幸(HARADA, Yoshiyuki). 前田敏行(MAEDA, Toshiyuki).
- (74) 代理人: 特許業務法人前田特許事務所(MAEDA & PARTNERS); 〒5410053 大阪府大阪市中央区本町2丁目5番7号 大阪丸紅ビル5階 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,

BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロパ (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

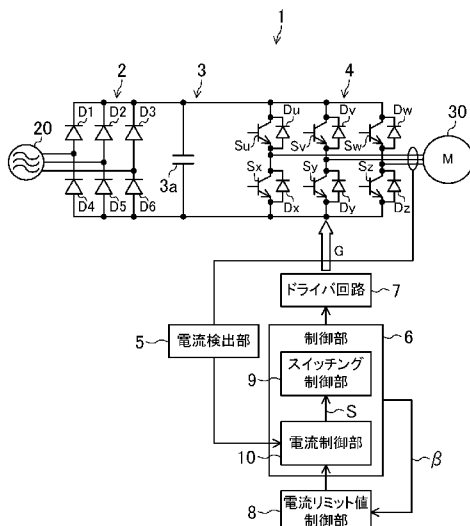
添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

(54) Title: POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: 電力変換装置

〔図1〕



- 5... CURRENT DETECTION UNIT
6... CONTROL UNIT
7... DRIVER CIRCUIT
8... CURRENT LIMIT VALUE CONTROL UNIT
9... SWITCHING CONTROL UNIT
10... CURRENT CONTROL UNIT

(57) Abstract: This power converter can expand operating area without increasing the capacitance of the switching elements. A current limiting unit (10) is provided which limits the current flowing in switching elements (Su, Sv, Sw, Sx, Sy and Sz) so as not to exceed a prescribed current limit value (Imax). A current limit value control unit (8) is provided which decreases the current limit value (Imax) if the loss generated in a switching element increases at the same current value, and increases the current limit value (Imax) if the loss decreases at the same current value.

(57) 要約: スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリアを拡大できるようにする。所定の電流リミット値 (Imax) を超えないようにスイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) に流れる電流を制限する電流制限部 (10) を設ける。スイッチング素子で発生する損失が同一電流値において増加する場合は電流リミット値 (Imax) を減少させ、損失が同一電流値において減少する場合は電流リミット値 (Imax) を増加させる電流リミット値制御部 (8) を設ける。

明 細 書

発明の名称 : 電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、スイッチング素子を有した電力変換装置に関するものである。

背景技術

[0002] 空気調和機の電動圧縮機などに電力を供給する電力変換装置（インバータ回路）では、スイッチング素子を保護する目的で、電流が予め定めた上限値（電流リミット）を超えないように保護機構を設けたものがある（例えば特許文献1を参照）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2011-120471号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 電動圧縮機の運転エリアを拡大しようとする、スイッチング素子の電流リミットを大きくする必要がある。電流リミットは、スイッチング素子の損失が最も大きくなる運転条件を考慮して定められることが多いので、電流リミットを大きくするには、スイッチング素子の容量を大きくするとともに、スイッチング素子に取り付ける冷却器（例えばヒートシンク）も大型化する必要がある。

[0005] しかしながら、スイッチング素子の容量を大きくしたり、冷却器を大型化したりすると、電力変換装置のコスト及びサイズが大きくなり、好ましくない。

[0006] 本発明は前記の問題に着目してなされたものであり、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリアを拡大できるようにすることを目的としている。

課題を解決するための手段

[0007] 前記の課題を解決するため、第1の発明は、

複数のスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) を有したインバータ回路 (4) と、前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のスイッチングを制御するスイッチング制御部 (9) と、所定の電流リミット値 (I_{max}) を超えないように前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) に流れる電流を制限する電流制限部 (10) とを備えた電力変換装置において、

前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失が同一電流値において増加する場合は前記電流リミット値 (I_{max}) を減少させ、前記損失が同一電流値において減少する場合は前記電流リミット値 (I_{max}) を増加させる電流リミット値制御部 (8) を備えたことを特徴とする。

[0008] この構成では、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失が同一電流値において増加する場合は、前記電流リミット値 (I_{max}) を減少させ、前記損失が同一電流値において減少する場合は、前記電流リミット値 (I_{max}) を増加させる。そのため、電流リミット値 (I_{max}) を増加させた領域では、負荷 (例えばモータ) に、より大きな電流を供給できる。

[0009] また、第2の発明は、

第1の発明の電力変換装置において、

前記スイッチング制御部 (9) は、前記損失が同一電流値において互いに異なる複数種類のスイッチング制御モードを適宜切替えて前記スイッチングを制御し、

前記電流リミット値制御部 (8) は、前記スイッチング制御モードの切替わりに応じて、前記電流リミット値 (I_{max}) を変更することを特徴とする。

[0010] この構成では、スイッチング制御モードによって同一電流値における損失が変わる場合に、より損失が小さなモードでは、負荷に、より大きな電流を供給できる。

[0011] また、第3の発明は、

第2の発明の電力変換装置において、

前記スイッチング制御モードには、過変調制御を行うモードが含まれ、

前記電流リミット値制御部（８）は、前記過変調制御を行うモードでは、前記電流リミット値（ I_{max} ）を他のスイッチング制御モードよりも大きくすることを特徴とする。

[0012] この構成では、過変調制御モードにおいて電流リミット値（ I_{max} ）が増加させられ、負荷に、より大きな電流を供給できる。

[0013] また、第４の発明は、
第２又は第３の発明の電力変換装置において、
前記インバータ回路（４）は、三相交流を出力可能に構成され、
前記スイッチング制御モードには、前記インバータ回路（４）が出力する３相が変調された三相変調モードと、前記インバータ回路（４）が出力する２相のみが変調された二相変調モードとが含まれ、

前記電流リミット値制御部（８）は、前記二相変調モードでは、前記電流リミット値（ I_{max} ）を三相変調モードよりも大きくすることを特徴とする。

[0014] この構成では、二相変調モードにおいて電流リミット値（ I_{max} ）が増加させられ、負荷に、より大きな電流を供給できる。

[0015] また、第５の発明は、
第１から第４の発明の何れかの電力変換装置において、
前記スイッチング制御部（９）は、キャリア周波数（ f_c ）を適宜変更して前記スイッチングを制御し、

前記電流リミット値制御部（８）は、キャリア周波数（ f_c ）がより低いほど前記電流リミット値（ I_{max} ）を、より大きくすることを特徴とする。

[0016] この構成では、キャリア周波数（ f_c ）が低減すると電流リミット値（ I_{max} ）が増加させられ、負荷に、より大きな電流を供給できる。

[0017] また、第６の発明は、
第１から第５の発明の何れかの電力変換装置において、
前記電流リミット値制御部（８）は、前記インバータ回路（４）への入力電圧がより低いほど前記電流リミット値（ I_{max} ）を、より大きくすることを特徴とする。

[0018] この構成では、インバータ回路（４）への入力電圧が低下すると電流リミット値（ I_{max} ）が増加させられ、負荷に、より大きな電流を供給できる。

発明の効果

[0019] 第１の発明によれば、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリア（出力可能なトルクの大きさ）を拡大できる。換言すれば、容量がより小さなスイッチング素子を用いても所望のトルクを得ることができ、電力変換装置の小型化が可能になる。

[0020] また、第２から５の発明のそれぞれによれば、スイッチング制御モードの変更に応じて、電流リミット値を変更するので、電流リミット値の容易な制御が可能になる。

[0021] また、第６の発明によれば、例えば、商用電源が変動してインバータ回路への入力電圧が変動する場合に、その変動に応じて、負荷に電流を供給できる。

図面の簡単な説明

[0022] [図１]図１は、本発明の実施形態１に係る電力変換装置の構成例を示している。

[図２]図２は、（Ａ）は二相変調モードにおけるスイッチング波形（具体的には相電圧）の時間変化を示す図であり、（Ｂ）は過変調制御モードにおけるスイッチング波形の時間変化を示す図である。

[図３]図３は、スイッチング素子の電流、電圧波形の時間変化の一例を示している。

[図４]図４は、回転数とスイッチング素子で発生する損失の関係、回転数と電流位相の関係を示す図である。

[図５]図５は、モータの回転数と電流リミット値との関係を示す図である。

[図６]図６は、電流リミット値制御部による電流リミット値の制御動作を示すフローチャートである。

[図７]図７は、回転数と、モータのトルクとの関係を示す図である。

[図８]図８は、三相変調モードのスイッチング波形の一例である。

[図9]図 9 は、実施形態 2 の電力変換装置に係る、回転数と電流リミット値との関係を示す図である。

[図10]図 10 は、実施形態 3 の電力変換装置に係る、回転数と電流リミット値との関係を示す図である。

[図11]図 11 は、本発明の実施形態 4 に係る電力変換装置の構成例を示している。

[図12]図 12 は、入力電圧に応じた電流リミット値の設定例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0023] 以下、本発明の実施形態について図面を参照しながら説明する。なお、以下の実施形態は、本質的に好ましい例示であって、本発明、その適用物、あるいはその用途の範囲を制限することを意図するものではない。

[0024] 《発明の実施形態 1》

図 1 は、本発明の実施形態 1 に係る電力変換装置 (1) の構成例を示している。電力変換装置 (1) は、入力交流電圧 (この例では、三相の交流電源 (20) からの電源電圧) を所定の出力交流電圧 (この例では、三相交流電圧) に変換してモータ (30) に供給するものである。この例では、モータ (30) は、例えば、DC ブラシレスモータであり、空気調和機の冷媒回路に設けられた圧縮機を駆動するために用いられる。

[0025] 〈全体構成〉

電力変換装置 (1) は、コンバータ回路 (2)、直流リンク部 (3)、インバータ回路 (4)、電流検出部 (5)、制御部 (6)、ドライバ回路 (7)、及び電流リミット値制御部 (8) を備えている。

[0026] 〈コンバータ回路の構成〉

コンバータ回路 (2) は、交流電源 (20) に接続され、交流電源 (20) からの入力を全波整流する。この例では、コンバータ回路 (2) は、ブリッジ状に結線された 6 個のダイオード (D1, D2, D3, D4, D5, D6) を備えている。

[0027] 〈直流リンク部の構成〉

直流リンク部 (3) は、コンバータ回路 (2) の出力ノードに並列に接続されたコンデンサ (3a) を有し、コンバータ回路 (2) の出力を受けて直流リンク電圧 (V_{dc}) を生成する。なお、直流リンク部 (3) には必ずしもコンデンサを接続する必要はない。

[0028] 〈インバータ回路の構成〉

インバータ回路 (4) の入力ノードは、コンデンサ (3a) に並列に接続されている。インバータ回路 (4) は、スイッチング動作により直流リンク部 (3) からの直流リンク電圧 (V_{dc}) を出力交流電圧 (この例では、三相交流電圧) に変換してモータ (30) に供給する。なお、本文において、このインバータ回路 (4) の入力ノードに印加される電圧を入力電圧と表現する。

[0029] この例では、インバータ回路 (4) は、三相交流電圧をモータ (30) に供給するために、6 個のスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) と 6 個の還流ダイオード ($D_u, D_v, D_w, D_x, D_y, D_z$) とを有している。より具体的には、インバータ回路 (4) は、2 個のスイッチング素子を互いに直列に接続してなる 3 個のスイッチングレグを備え、3 個のスイッチングレグの各々において、上アームのスイッチング素子 (S_u, S_v, S_w) と下アームのスイッチング素子 (S_x, S_y, S_z) との midpoint が、モータ (30) の各相のコイル (u 相, v 相, w 相のコイル) にそれぞれ接続されている。また、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) には、それぞれ、還流ダイオード ($D_u, D_v, D_w, D_x, D_y, D_z$) が逆並列に接続されている。

[0030] 〈電流検出部の構成〉

電流検出部 (5) は、例えば、カレントトランスや、いわゆるシャント抵抗を用いて構成され、相電流を検出するようになっている。電流検出部 (5) の検出値は、制御部 (6) に入力されている。

[0031] 〈制御部、ドライバ回路の構成〉

ドライバ回路 (7) は、その出力 (G) が、インバータ回路 (4) の各スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の制御端子 (ゲート) に入力されており、出力 (G) によってオンオフを制御する。ドライバ回路 (7) の出力 (G) の制

御は、制御部（6）が行う。

[0032] 制御部（6）は、例えばマイクロコンピュータとそれを動作させるプログラムで構成され、スイッチング制御部（9）と、電流制限部（10）とを備えている。

[0033] ースイッチング制御部、ー

スイッチング制御部（9）は、ドライバ回路（7）を介して、各スイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）のスイッチングを制御する。その際、各スイッチングレグでは、上アームのスイッチング素子（ S_u, S_v, S_w ）と、下アームのスイッチング素子（ S_x, S_y, S_z ）とを相補的にスイッチングさせる。すなわち、各スイッチングレグでは、上アームのスイッチング素子（ S_u, S_v, S_w ）がオンの時には、下アームのスイッチング素子（ S_x, S_y, S_z ）がオフであり、下アームのスイッチング素子（ S_x, S_y, S_z ）がオンの時には、上アームのスイッチング素子（ S_u, S_v, S_w ）がオフである。

[0034] スwitchング制御部（9）は、複数種類のスイッチング制御モードを適宜切替えて前記スイッチングを制御するようになっている。本実施形態では、スイッチング制御部（9）は、2つのスイッチング制御モードを、モータ（30）の運転状態（具体的には回転数）に応じて、適宜切替えるようになっている。この例では、スイッチング制御モードの1つは、いわゆる二相変調モードである。そして、もう1つのスイッチング制御モードは、いわゆる過変調制御モードである。図2は、（A）は二相変調モードにおけるスイッチング波形（具体的には相電圧）の時間変化を示す図であり、（B）は過変調制御モードにおけるスイッチング波形の時間変化を示す図である。

[0035] ー二相変調モードー

二相変調モードでは、3相のうちの2つの相でスイッチングを行い、残りの1つの相は、一定期間、オン状態又はオフ状態の何れかに固定する制御モードである。二相変調モードでは、キャリア周期内の平均電圧が出力したい電圧となるようにスイッチングを行っている。二相変調モードでは、一定の区間、1つの相のスイッチングを固定（インバータ回路（4）への入力電圧ま

たは0 Vとする) して、他の二つの相でスイッチングすることにより、相間電圧を正弦波にコントロールする変調方式である。なお、通常は、モータ (30) の制御は、相間電圧でコントロールしている。図2に示した二相変調モードでは、正弦波トップ部の60度区間で、出力を入力電圧に固定し、正弦波ボトム部の60度区間で0 Vに固定する方式を例に挙げている。なお、図示の相がスイッチングしているときは、他の2相の何れか一方の相が固定されている。

[0036] ー過変調制御モードー

過変調制御モードでは、インバータ回路 (4) の出力が、キャリア信号の1周期を通して、全相ともオン、或いは全相ともオフのパターン (いわゆる零ベクトル) が現れない状態に制御する。図2に示した過変調制御モードでのスイッチング波形は、過変調で出力できる最大の矩形波の波形となる。二相変調モードと過変調制御モードのスイッチング波形を比べると、過変調制御モードの方が、二相変調モードよりもスイッチング回数が少ない。

[0037] ー制御モードの切替ー

本実施形態では、スイッチング制御モードは、モータ (30) の回転数に応じて切替えている。具体的には、所定の回転数よりも低い速度領域では、二相変調モードを選択し、前記所定の回転数よりも回転数が大きな速度領域では過変調制御モードを選択する。ここで、回転数により二相変調モードと過変調制御モードを切替えているのは、同一電流条件を仮定しており、インバータ回路 (4) の出力電圧の増減が回転数に依存するためである。過変調制御モードは、インバータ回路 (4) の出力の一次成分 (基本波成分ともいう) の振幅を、直流リンク電圧 (Vdc) で発生できる正弦波の最大振幅よりも大きくできる。すなわち、過変調制御モードは、より大きな回転数を必要とする場合に有効な制御方法である。

[0038] ただし、インバータ回路 (4) の出力にも限度があるため過変調制御モードによって高められる回転数には限界があり、その限界以上に回転数を上げたい場合には、本実施形態では、電流位相制御を行う。すなわち、本実施形態

では、前記限界に到達するまでは、電流位相 (β) を一定値(例えば 20°) に制御し、それ以降の回転数領域では、モータ (30) の磁束を打ち消すために、電流位相が進むようにスイッチングを制御する。すなわち、スイッチング制御部 (9) は、いわゆる弱め磁束制御を行うのである。

[0039] ー電流制限部ー

電流制限部 (10) は、相電流が、与えられた閾値 (以下、電流リミット値 (I_{max}) という) を超えると、スイッチング制御部 (9) に、所定の指令 (S) を出力するようになっている。電流リミット値 (I_{max}) は、電流制限部 (10) の外部から設定、更新が可能に構成されている。本実施形態では、後述する電流リミット値制御部 (8) が、電流制限部 (10) に電流リミット値 (I_{max}) を設定する。

[0040] スイッチング制御部 (9) は、電流制限部 (10) から指令 (S) が入力されると、モータ (30) の回転数が減速するように、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のスイッチングを制御する。より具体的には、モータ (30) に入力される交流の周波数が低減するように、スイッチングの制御を行う。こうすることで、インバータ回路 (4) に流れる電流値が低下する。もし、モータ (30) の回転数が減速しても電流値が低下しない場合は、設定された回転数下限値に達した時点でスイッチングを全てオフとすることでスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の保護を行うとよい。

[0041] 〈電流リミット値制御部の構成〉

電流リミット値制御部 (8) は、マイクロコンピュータとそれを動作させるプログラムで構成される。なお、このマイクロコンピュータは、制御部 (6) と同じものを共用してもよいし、別個に設けてもよい。

[0042] 電流リミット値制御部 (8) は、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失 (換言すれば発熱量) が同一電流値において増加する場合は、前記電流リミット値を減少させ、前記損失が同一電流値において減少する場合は前記電流リミット値を増加させるようになっている。

[0043] ここで、スイッチング素子の損失について説明しておく。図 3 は、スイッ

チング素子の電流、電圧波形の時間変化の一例を示している。スイッチング素子にかかる電圧は、オンのとき0 V、オフのとき入力電圧となる。また、スイッチング素子に流れる電流は、オンのとき出力電流となり、オフのとき0 Aとなる。オンのときに流れる電流と、スイッチング素子の抵抗分で損失が発生し、それが導通損失となる。導通損失は、出力電流が大きいほど大きくなり、入力電圧は無関係となる。オンからオフ、オフからオンへとスイッチング素子の状態を変化させると、電圧と電流が切替わり、そのときに発生する損失がスイッチング損失である。スイッチング損失は、出力電流が大きいほど、入力電圧が大きいほど大きくなる。

[0044] 本実施形態では、後述するように、スイッチング制御モードによって同一電流において発生する損失が異なる。そこで、本実施形態では、電流リミット値制御部(8)は、スイッチング制御モードの切替わりに応じて、電流リミット値(I_{max})を変更する。

[0045] 図4は、回転数とスイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)で発生する損失の関係、回転数と電流位相(β)の関係を示す図である。図4に示した損失は、電流を一定とした場合の損失である。この例では、回転数がR1以下の回転数では、スイッチング制御部(9)において二相変調モードが選択され、回転数がR1よりも大きな回転数では、過変調制御モードが選択される。そして、回転数がR2以上の領域では、電流位相(β)を進めて、弱め磁束制御を行っている。なお、図4のR3は、電流位相(β)が 2° 進んだ時の回転数である。

[0046] 図4の例では、回転数がR1以下の領域では3800Wあった損失が、回転数がR1を超えて、過変調制御モードが選択されると徐々に低下し、回転数(R2)において過変調制御モードにおける最小の損失(この例では2600W)となっている。これは、過変調制御モードと二相変調モードとのスイッチング波形を比べると分かるように、過変調制御モードの方が、二相変調モードよりもスイッチング回数が低減しているからである(図2参照)。すなわち、過変調制御モード時には、スイッチング損失をスイッチング回数低

減分削減できるのである。このように、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失が低減すると、電流リミット値 (I_{max}) を、損失の低減に応じて大きくしても、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の発熱量を一定以下に抑えることができ、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) を破損させずに動作させることができる。

[0047] そこで、本実施形態の電流リミット値制御部 (8) は、スイッチング制御モードが過変調制御モードに移行した後に、電流リミット値 (I_{max}) を他のスイッチング制御モード (この例では二相変調モード) よりも大きくする。

[0048] 電流リミット値制御部 (8) は、現在のスイッチング制御モードが何かを判別するため、電流位相 (β) の情報を利用する。そのため、電流リミット値制御部 (8) には、制御部 (6) から電流位相 (β) の情報が入力されている。既述の通り、過変調制御モードに移行した後は、しばらくすると、電流位相 (β) が進むように制御される。すなわち、電流位相 (β) の情報をモニターすれば、過変調制御モードに移行したかどうかを知ることができるのである。また、電流位相 (β) の情報に基づいて過変調制御モードに移行したかどうかを判定すれば、損失が確実に低減したことを担保できる。

[0049] 〈電流リミット値制御の動作〉

図5は、モータ (30) の回転数と電流リミット値 (I_{max}) との関係を示す図である。同図の回転数 R_1 、 R_2 、及び R_3 は、図4のものと同一である。すなわち、 R_1 は、二相変調モードから過変調制御モードに制御モードが切替わる速度であり、 R_2 は、電流位相 (β) を進める制御が開始される回転数である。

[0050] この例では、電流リミット値制御部 (8) は、二相変調モード (回転数 $\leq R_1$) では、電流リミット値 (I_{max}) を、第1電流リミット ($L1$) に設定する (図5参照)。第1電流リミット ($L1$) は、二相変調モードにおける損失 (図4の例では、3800W) に基づいて定められた値 (この例では435Aとする) である。

[0051] 既述の通り、電流リミット値制御部 (8) は、電流位相 (β) の情報を利用

して、現在の制御モードが、過変調モードかどうかを判断する。この例では、過変調制御モードに移行した後も、過変調制御モードで駆動できる最大回転数に達するまでは、電流位相 (β) が 20° である。そこで、電流リミット値制御部 (8) は、電流位相 (β) が 20° をある程度以上、上回ると、過変調制御モードに移行したと判断する。本実施形態では、電流リミット値制御部 (8) は、電流位相 (β) が 2° 進められて 22° となったことで、現在の制御モードが過変調モードであると判断する。勿論、この 20° や 2° という値は例示であり、その他の値を採用することも可能である。

[0052] 電流リミット値制御部 (8) は、制御モードが過変調モードに移行したと判断すると、電流リミット値 (I_{max}) を、第2電流リミット ($L2$) に設定する(図5参照)。第2電流リミット ($L2$) は、第1電流リミット ($L1$) よりも大きな値であり、回転数 ($R2$) 以上の速度領域での損失(図4の例では、 2600 W)に基づいて定められた値(この例では 480 A とする)である。

[0053] 図6は、電流リミット値制御部 (8) による電流リミット値 (I_{max}) の制御動作を示すフローチャートである。電流リミット値制御部 (8) は、例えば周期的に、このフローを実行して電流リミット値 (I_{max}) を更新する。電流リミット値制御部 (8) は、このフローの実行に移ると、電流位相 (β) が所定値を超えたかどうか、具体的には電流位相 (β) が 22° を超えたかどうかを判定する。電流位相 (β) が 22° を超えていない場合には、電流リミット値制御部 (8) は、ステップ ($S02$) の処理に移行する。ステップ ($S02$) では、電流リミット値 (I_{max}) を第1電流リミット ($L1$) に設定する。一方、ステップ ($S01$) の判定において、電流位相 (β) が 22° を超えた場合には、電流リミット値制御部 (8) は、ステップ ($S03$) の処理に移行する。ステップ ($S03$) では、電流リミット値 (I_{max}) を第2電流リミット ($L2$) とする。第2電流リミット ($L2$) は、第1電流リミット ($L1$) よりも大きな値なので、回転数が $R3$ を超える領域では、インバータ回路 (4) において、より大きな電流を流すことが可能になる。

[0054] 〈本実施形態における効果〉

図7は、回転数と、モータ(30)のトルクとの関係を示す図である。同図において、実線で示したラインは、本実施形態の電流リミット値制御を適用した場合のモータトルクを例示し、破線で示したラインは、電流リミット値を一定とした場合(説明の便宜のため従来例とよぶ)のモータトルクを例示している。従来例では、電流リミット値が一定であるため、電流を増大させることができない。一方、本実施形態の電力変換装置(1)は、図7の例ではモータ(30)の回転数が70rpsを超えたあたりで電流リミット値(I_{max})が、第1電流リミット(L1)から第2電流リミット(L2)に変更されている。その結果、本実施形態では、インバータ回路(4)の電流を増大させることができ、モータトルクも向上している。

[0055] 以上のように、本実施形態によれば、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリア(出力可能なトルクの大きさ)を拡大できる。換言すれば、容量がより小さなスイッチング素子を用いても所望のトルクを得ることができ、電力変換装置の小型化が可能になる。

[0056] 《実施形態1の変形例》

なお、過変調制御モードに移行したかどうか(損失が低減したかどうか)は、スイッチング制御におけるデューティを用いて判断してもよい。

[0057] また、前記デューティが100%以上となった後に、同一電流値における損失の低減(図4の回転数 $R_1 \sim R_2$ の領域を参照)に合わせて、徐々に電流リミット値(I_{max})を増加させるようにしてもよい。

[0058] 《発明の実施形態2》

本発明の実施形態2の電力変換装置(1)は、二相変調モード、及び過変調制御モードに加え、いわゆる三相変調モードでもスイッチングを制御し、これらのスイッチング制御モードの切替わりに応じて、前記電流リミット値(I_{max})を変更する。三相変調モードでは、キャリア周期内の平均電圧が出力したい電圧になるように、3相のそれぞれのスイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)をスイッチングさせる。三相変調モードは、三つの相でスイッチングすることにより、相間電圧を正弦波にコントロールする変調方式である。

- [0059] これら3種類のスイッチング制御を実行するので、スイッチング制御部（9）及び電流リミット値制御部（8）の構成が実施形態1とは異なっている。本実施形態のスイッチング制御部（9）は、二相変調モード、三相変調モード、及び過変調制御モードを、モータ（30）の運転状態に応じて、適宜切替えるようになっている。
- [0060] 二相変調モードの特徴には、スイッチングしないキャリア周期が存在するのでスイッチング素子の損失が小さくなること、出力電圧が低いところでの制御性が悪化する場合があること、電流リップルが大きいこと等を挙げられる。そのため、運転状態によっては、制御性や電流リップルが問題となる場合がある。
- [0061] 図8は、三相変調モードのスイッチング波形の一例である。二相変調モードとは異なり、相電圧が正弦波となるが、全てのキャリアでスイッチングする必要がある。三相変調モードの特徴には、スイッチング回数が二相変調モードの $3/2$ 倍となるので二相変調モードよりもスイッチング素子の損失が大きくなること、波形の制御性はよいこと、電流リップルが小さいこと等を挙げられる。
- [0062] 二相変調モード及び三相変調モードは、それぞれ前記のような特徴があるので、本実施形態のスイッチング制御部（9）では、省エネルギー性や制御性のそれぞれの特徴を生かして変調方式を切替えるようになっている。なお、本実施形態では、過変調制御モードは、モータ（30）の回転数を所定値以上に制御する場合に選択される。ここで、回転数により二相変調モード及び三相変調モードと過変調制御モードを切替えているのは、同一電流条件を仮定しており、インバータ回路（4）の出力電圧の増減が回転数に依存するためである。
- [0063] 本実施形態でも、電流リミット値制御部（8）は、スイッチング制御モードの切替わりに応じて、電流リミット値（ I_{max} ）を変更する。例えば、電流リミット値（ I_{max} ）を固定値にすると、最も損失が大きな条件での値（この場合は三相変調モードにおける損失から定まる電流リミット値）に設定するこ

とになり、無駄が生じる。そこで、電流リミット値制御部（8）では、スイッチング損失がより低い二相変調モード時の電流リミット値（L1）を、三相変調モード時の電流リミット値（L3）よりも大きくする。また、過変調制御モードの電流リミット値（L2）は、二相変調モード時の電流リミット値（L1）よりもより大きくする。こうすることで、それぞれのスイッチング制御モードにおいて最大の運転領域を確保できる。

[0064] 図9は、実施形態2の電力変換装置（1）に係る、回転数と電流リミット値（ I_{max} ）との関係を示す図である。この例では、回転数がR1以下の領域では、省エネルギー性や制御性のそれぞれの特徴を生かして変調方式が切替えられる。このとき、電流リミット値（ I_{max} ）は、変調方式に応じて（すなわち損失に応じて）切替えられる。

[0065] したがって、本実施形態でも、スイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）で発生する損失が同一電流値において増加する場合は、電流リミット値（ I_{max} ）が減少し、前記損失が同一電流値において減少する場合は、電流リミット値（ I_{max} ）が増加する。それゆえ、本実施形態においても、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリア（出力可能なトルクの大きさ）を拡大できる。

[0066] 《発明の実施形態3》

本発明の実施形態3の電力変換装置（1）は、二相変調モード、及び過変調制御モードでスイッチングを制御し、これらのスイッチング制御モードの切り替えに応じて、前記電流リミット値（ I_{max} ）を変更する。さらに、本実施形態の電力変換装置（1）では、キャリア周波数を適宜変更するようになっている。具体的には、キャリア周波数の制御では、3kHzと6kHzの何れかを選択するようになっている。

[0067] ところで、スイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）では、オンの時の損失は $1/6 E I \Delta T_{on} / T$ 、オフの時の損失は $1/6 E I \Delta T_{off} / T$ と表せる。ここで、 E は入力電圧、 I は出力電流、 ΔT_{on} はスイッチングON時間、 ΔT_{off} はスイッチングOFF時間、 T はキャリア周期である。

- [0068] これらの式からは、キャリア周波数 (f_c) 以外の条件が同じとすると、キャリア周波数 (f_c) に比例してスイッチング損失が増加することがわかる。すなわち、キャリア周波数 (f_c) を低くできる場合は、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の同一電流値における損失が低減し、その分、電流リミット値 (I_{max}) を増加させることができるのである。
- [0069] キャリア周波数 (f_c) を $1/2$ にすると、スイッチング損失が $1/2$ となる。そこで、本実施形態の電流リミット値制御部 (8) は、キャリア周波数 (f_c) に応じて、電流リミット値 (I_{max}) を変更する。より詳しくは、電流リミット値制御部 (8) は、よりキャリア周波数 (f_c) が低いモードほど電流リミット値 (I_{max}) を大きくする。こうすることで、それぞれのスイッチング制御モードにおいて最大の運転領域を確保できる。
- [0070] 図 10 は、実施形態 3 の電力変換装置 (1) に係る、回転数と電流リミット値 (I_{max}) との関係を示す図である。この例では、運転状態に応じて、キャリア周波数 (f_c) が切替えられる。このとき、電流リミット値制御部 (8) によって、電流リミット値 (I_{max}) が、キャリア周波数 (f_c) に応じて (すなわち損失に応じて) 切替えられる。そのため、損失の低下分に応じて電流リミット値 (I_{max}) を上げることができる。図 10 の例では、キャリア周波数 (f_c) が 6 kHz の場合の電流リミット値 ($L1$) よりも、キャリア周波数 (f_c) が 3 kHz の場合の電流リミット値 ($L4$) の方を、より大きくしてある。また、過変調制御モードの電流リミット値 ($L2$) は、キャリア周波数 (f_c) が 3 kHz の電流リミット値 ($L4$) よりもより大きくしてある。ここで、過変調制御モードの電流リミット値 ($L2$) は、図 2 (B) の波形から決まる損失に基づいて定められた値としてある。キャリア周波数によるスイッチング損失の違いが発生しないため、キャリア周波数の違いによる過変調制御モードでの電流リミット値の違いは発生しない。
- [0071] 以上のように、本実施形態でも、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失が同一電流値において増加する場合は、電流リミット値 (I_{max}) が減少し、前記損失が同一電流値において減少する場合は電流リミット値

($I_{\max}$)が増加する。よって、本実施形態においても、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリア（出力可能なトルクの大きさ）を拡大できる。

[0072] なお、キャリア周波数 (f_c) の値 (3 KHz や 6 k H z) は例示である。また、キャリア周波数 (f_c) は、3種類以上の中から選択するようにしてもよい。

[0073] 《発明の実施形態4》

図11は、本発明の実施形態4に係る電力変換装置(1)の構成例を示している。本実施形態の電力変換装置(1)は、実施形態1の電力変換装置(1)に、電圧検出部(11)を追加するとともに、電流リミット値制御部(8)の構成に変更を加えている。

[0074] スwitching損失は、電流や電圧の変動によって発生する。このスイッチング損失は、実施形態3の式で示したように、インバータ回路(4)の出力電流が大きいほど大きく、入力電圧が大きいほど大きくなる。交流電源(20)の電圧は、1日で1割以上変動する場合もあり、それによりインバータ回路(4)の入力電圧も変動するため、損失もこれに応じて変動することになる。そこで、本実施形態の電流リミット値制御部(8)では、インバータ回路(4)への入力電圧の変動に応じて、電流リミット値($I_{\max}$)を変更するようにした。

[0075] 図12は、入力電圧に応じた電流リミット値($I_{\max}$)の設定例を示す図である。既述の通り、入力電圧が低下するとスイッチング損失が低減するので、電流リミット値($I_{\max}$)は増加させることができる。例えば、電流リミット値を固定値にすると、最も損失が大きな条件での電流リミット値(この場合は、入力電圧が最大の場合に定まる電流リミット値($I_{\max}$))に設定することになり、無駄が生じる。そこで、電流リミット値制御部(8)では、インバータ回路(4)への入力電圧がより低いほど前記電流リミット値($I_{\max}$)を、より大きくする。つまり、本実施形態でも、スイッチング素子($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$)で発生する損失が同一電流値において増加する場合は、電流リミ

ット値（ $I_{\max}$ ）が減少し、前記損失が同一電流値において減少する場合は、電流リミット値（ $I_{\max}$ ）が増加する。

[0076] このように電流リミット値（ $I_{\max}$ ）を制御することで、それぞれの入力電圧において、最大の運転領域を確保できる。また、入力電圧低いときに電流を上げることができれば、入力電圧が低くても電力を確保できるのである。よって、本実施形態においても、スイッチング素子を大容量化することなく、運転エリア（出力可能なトルクの大きさ）を拡大できる。

[0077] なお、入力電圧に基づく電流リミット値（ $I_{\max}$ ）の制御は、実施形態1～3と組み合わせて実施してもよい。

産業上の利用可能性

[0078] 本発明は、スイッチング素子を有した電力変換装置として有用である。

符号の説明

[0079] 1 電力変換装置
 4 インバータ回路
 8 電流リミット値制御部
 9 スイッチング制御部
 10 電流制限部

請求の範囲

- [請求項1] 複数のスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) を有したインバータ回路 (4) と、前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のスイッチングを制御するスイッチング制御部 (9) と、所定の電流リミット値 (I_{max}) を超えないように前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) に流れる電流を制限する電流制限部 (10) とを備えた電力変換装置において、
- 前記スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) で発生する損失が同一電流値において増加する場合は前記電流リミット値 (I_{max}) を減少させ、前記損失が同一電流値において減少する場合は前記電流リミット値 (I_{max}) を増加させる電流リミット値制御部 (8) を備えたことを特徴とする電力変換装置。
- [請求項2] 請求項1の電力変換装置において、
- 前記スイッチング制御部 (9) は、前記損失が同一電流値において互いに異なる複数種類のスイッチング制御モードを適宜切替えて前記スイッチングを制御し、
- 前記電流リミット値制御部 (8) は、前記スイッチング制御モードの切替わりに応じて、前記電流リミット値 (I_{max}) を変更することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項3] 請求項2の電力変換装置において、
- 前記スイッチング制御モードには、過変調制御を行うモードが含まれ、
- 前記電流リミット値制御部 (8) は、前記過変調制御を行うモードでは、前記電流リミット値 (I_{max}) を他のスイッチング制御モードよりも大きくすることを特徴とする電力変換装置。
- [請求項4] 請求項2又は請求項3の電力変換装置において、
- 前記インバータ回路 (4) は、三相交流を出力可能に構成され、
- 前記スイッチング制御モードには、前記インバータ回路 (4) が出

力する 3 相が変調された三相変調モードと、前記インバータ回路 (4) が出力する 2 相のみが変調された二相変調モードとが含まれ、

前記電流リミット値制御部 (8) は、前記二相変調モードでは、前記電流リミット値 (I_{max}) を三相変調モードよりも大きくすることを特徴とする電力変換装置。

[請求項5] 請求項 1 から請求項 4 の何れかの電力変換装置において、

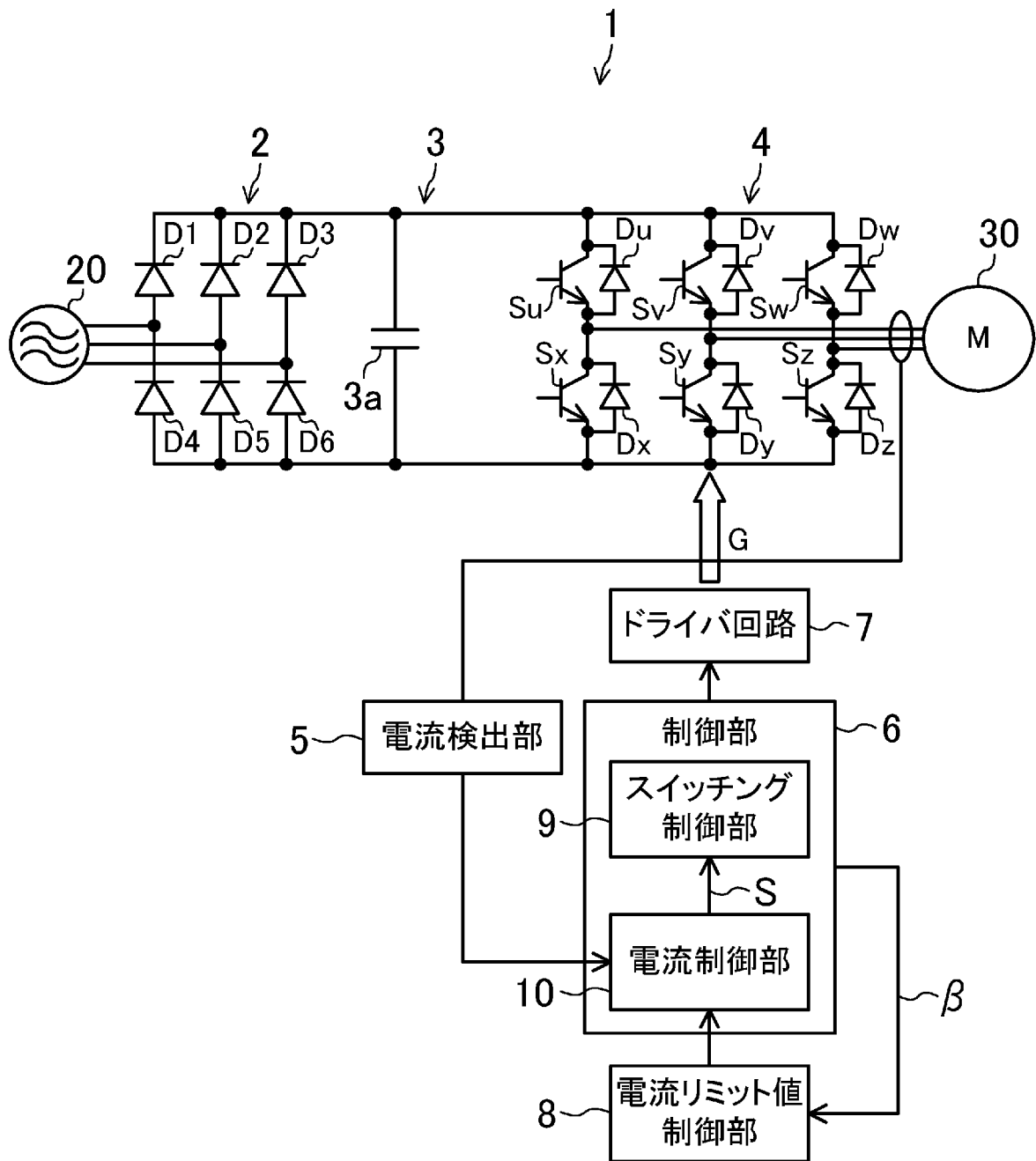
前記スイッチング制御部 (9) は、キャリア周波数 (f_c) を適宜変更して前記スイッチングを制御し、

前記電流リミット値制御部 (8) は、キャリア周波数 (f_c) がより低いほど前記電流リミット値 (I_{max}) を、より大きくすることを特徴とする電力変換装置。

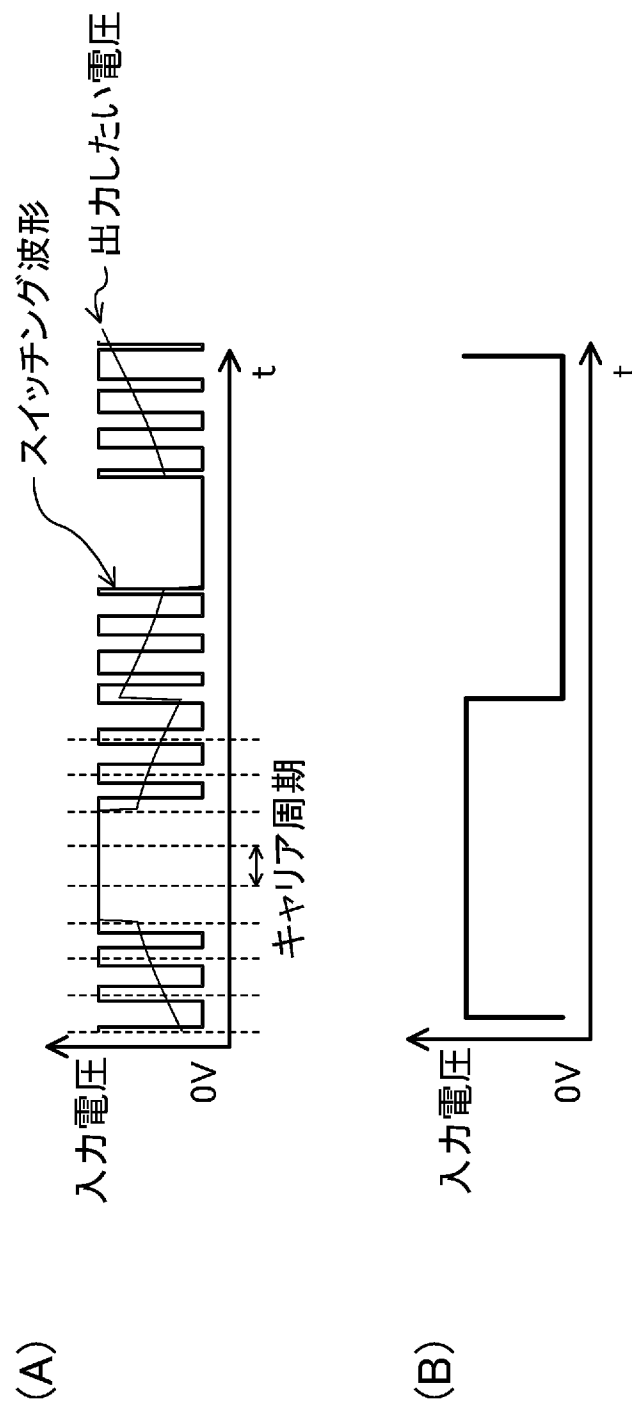
[請求項6] 請求項 1 から請求項 5 の何れかの電力変換装置において、

前記電流リミット値制御部 (8) は、前記インバータ回路 (4) への入力電圧がより低いほど前記電流リミット値 (I_{max}) を、より大きくすることを特徴とする電力変換装置。

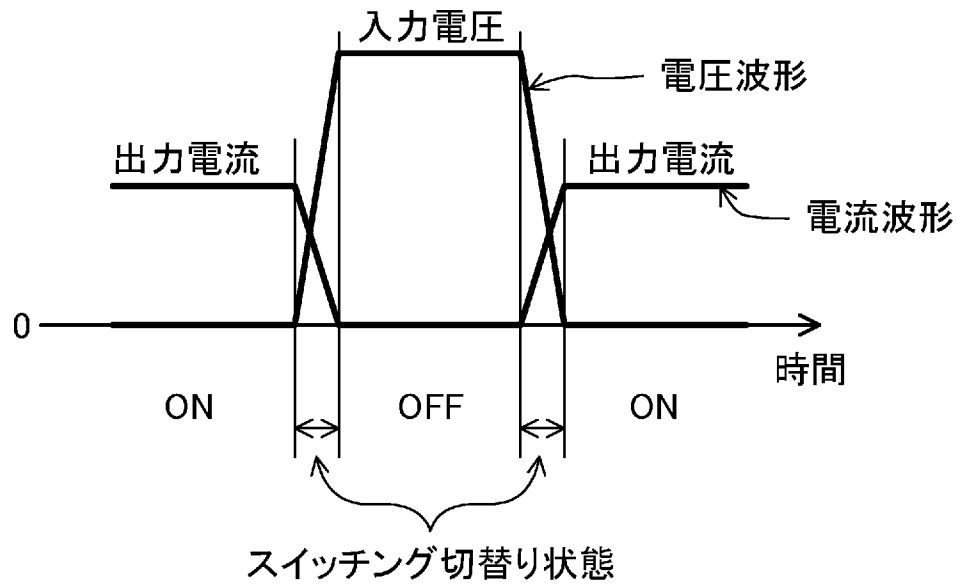
[図1]



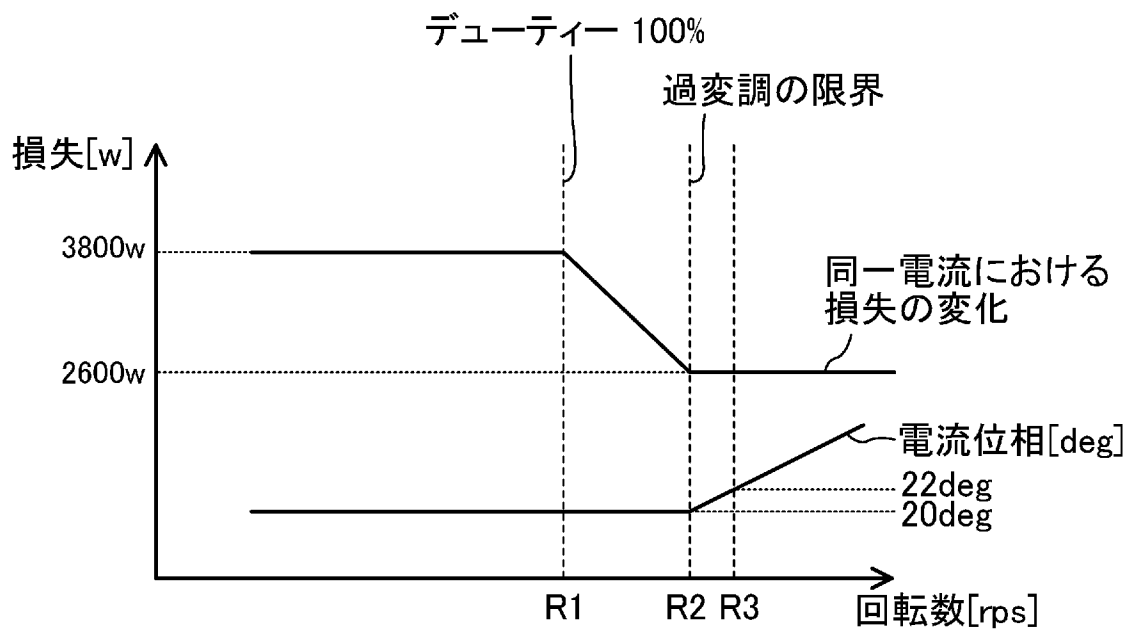
[図2]



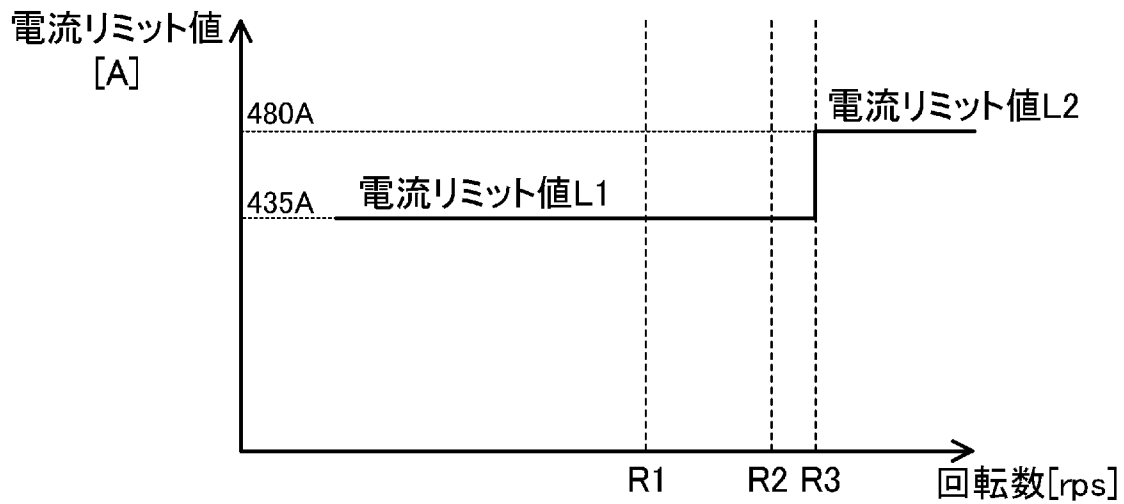
[図3]



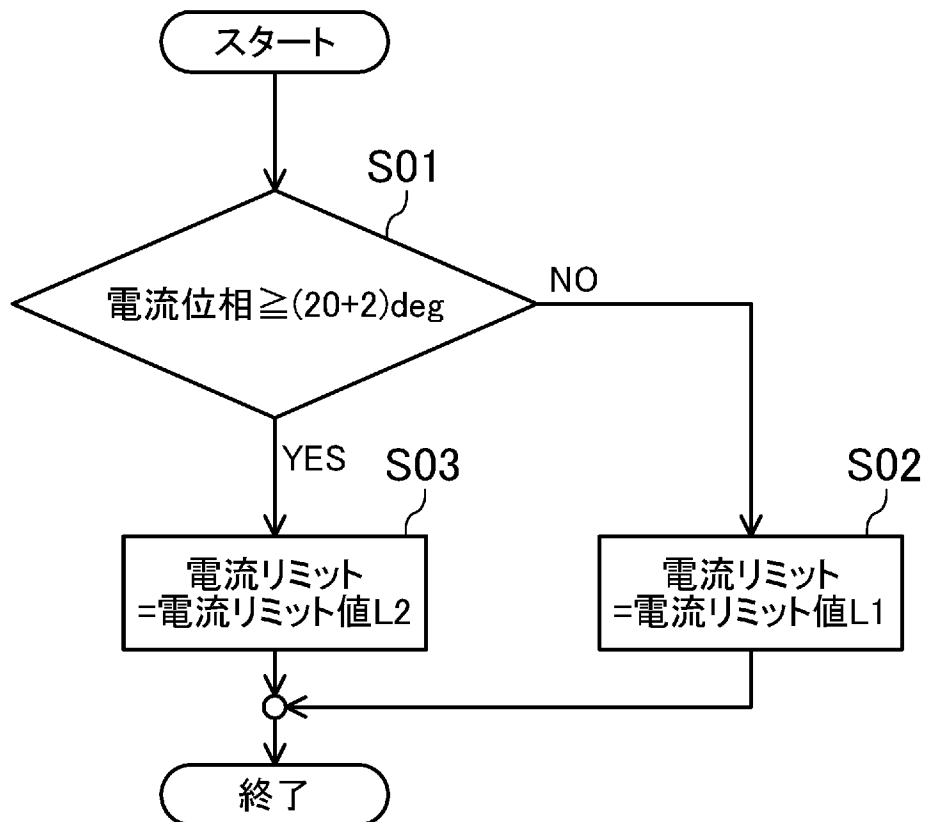
[図4]



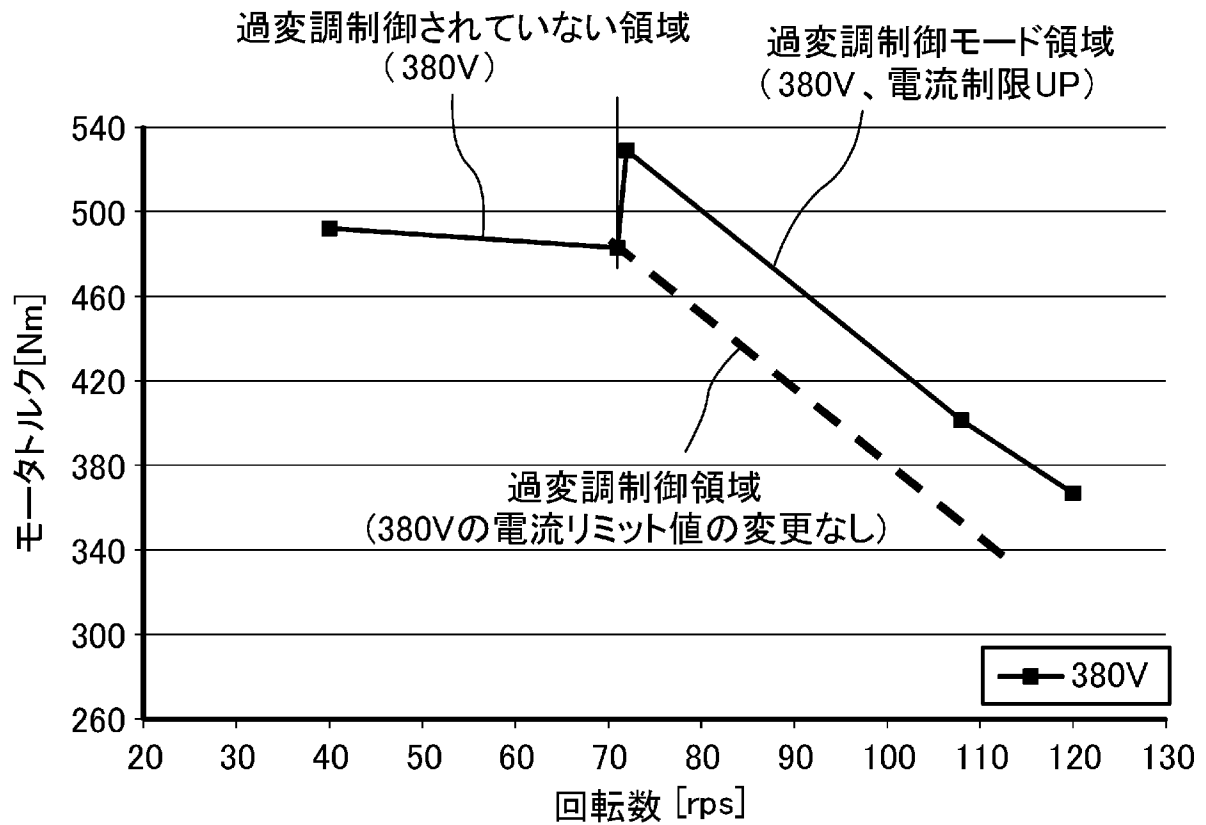
[図5]



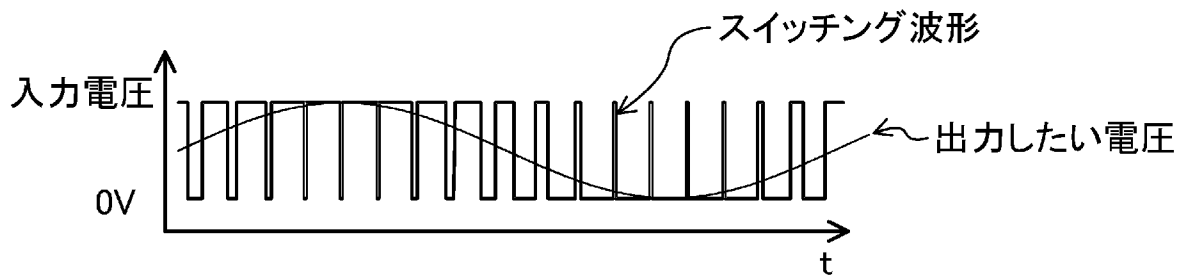
[図6]



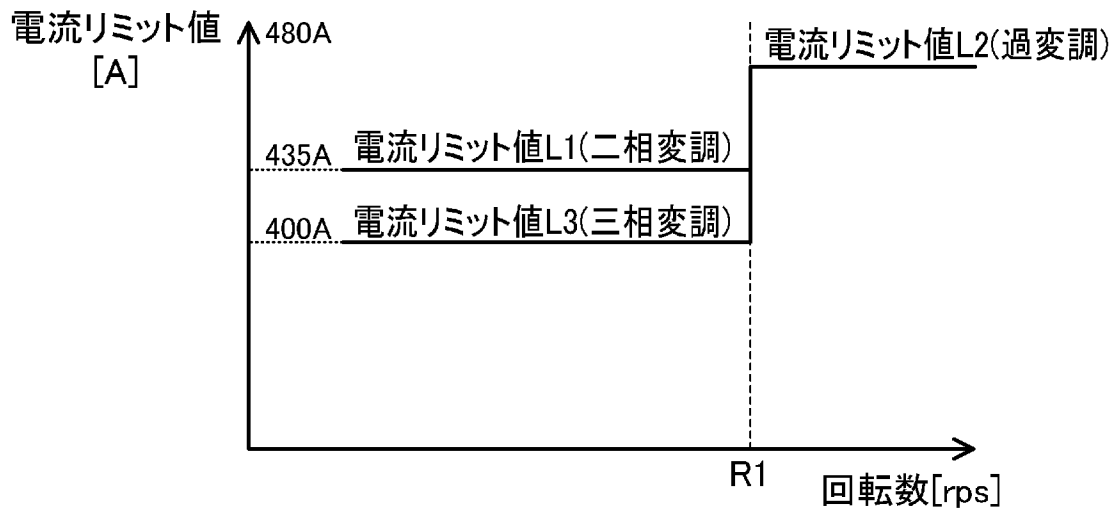
[図7]



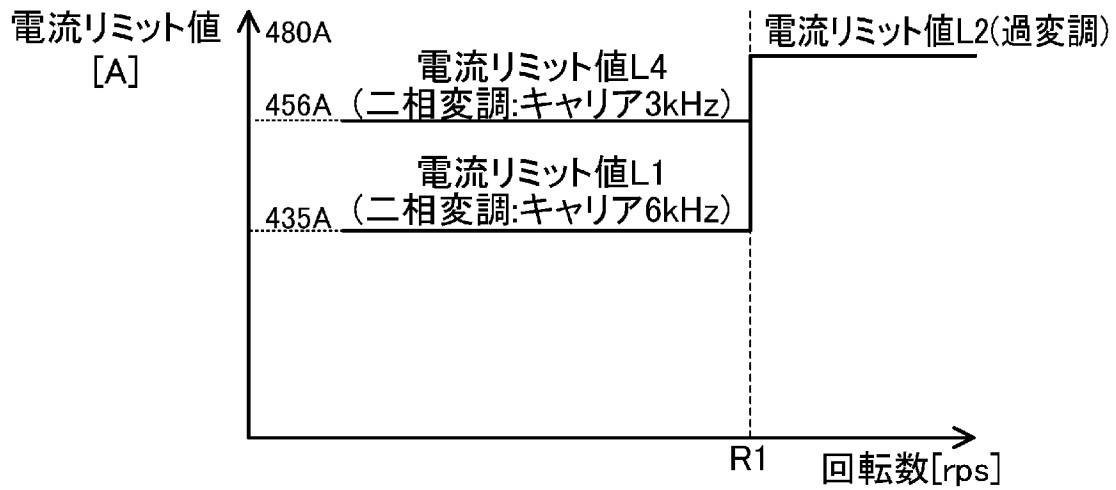
[図8]



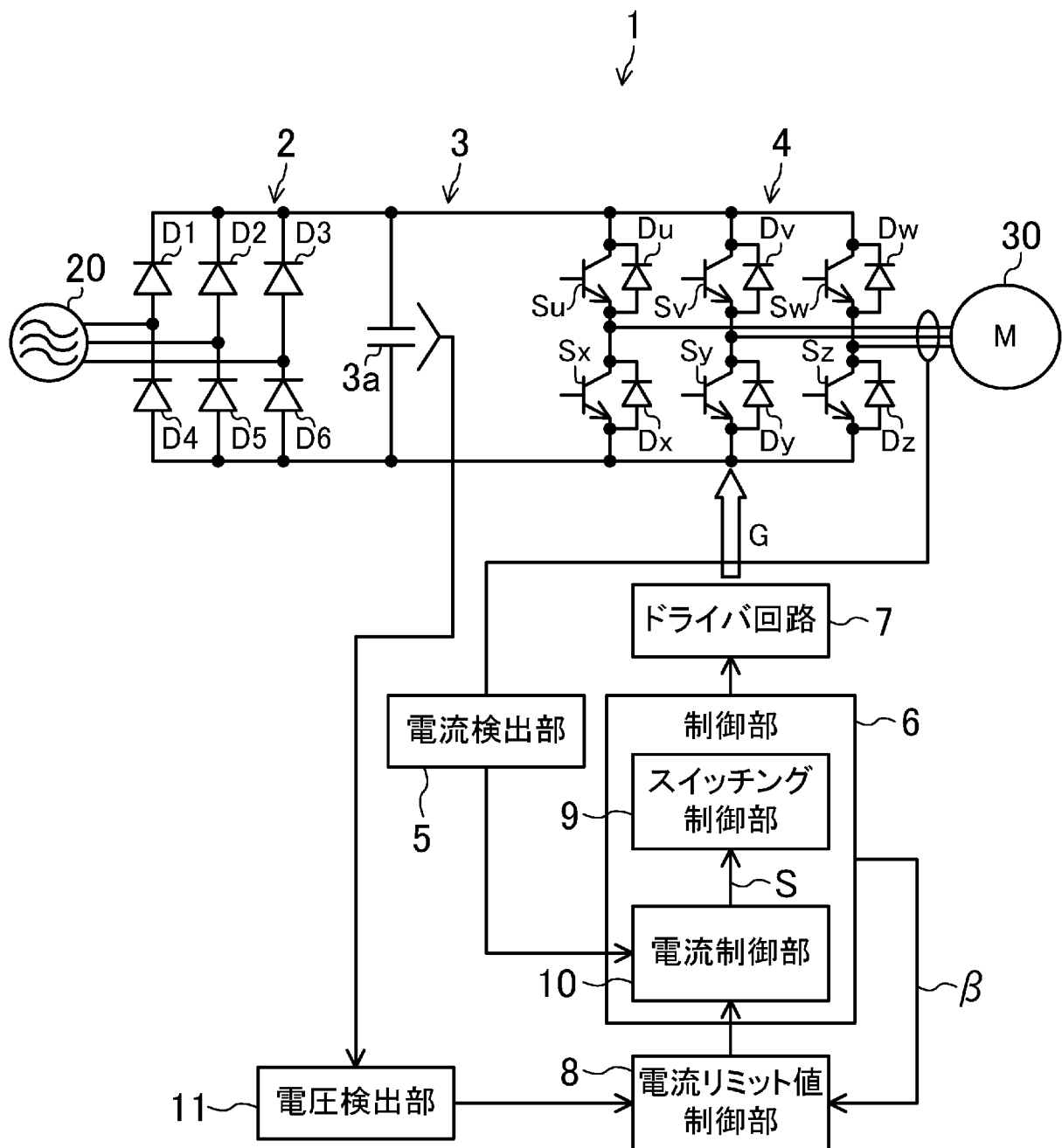
[図9]



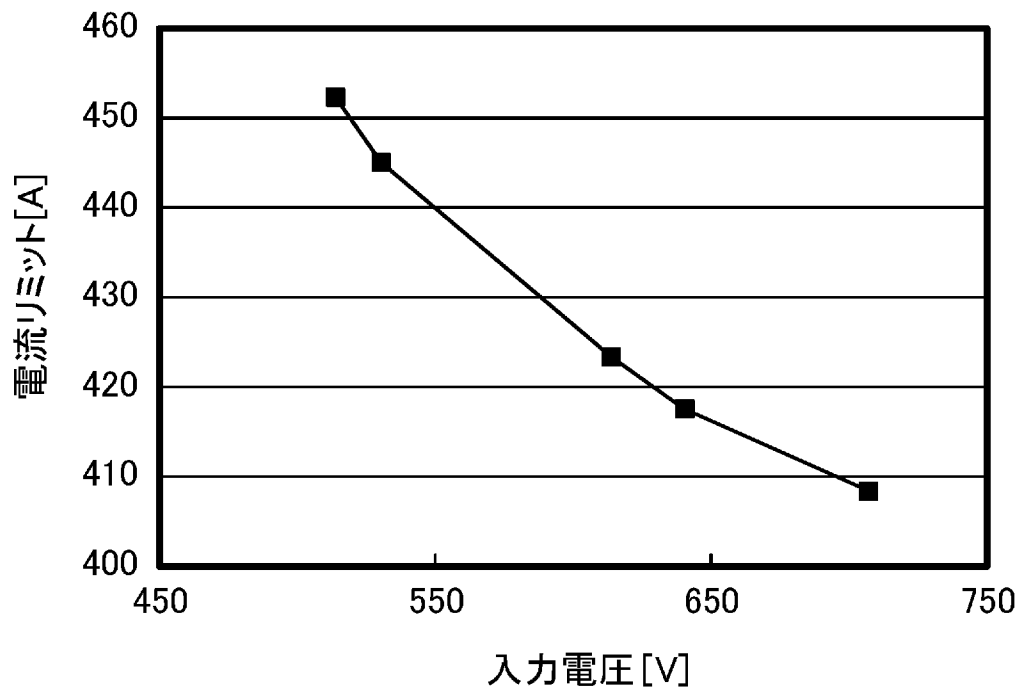
[図10]



[図11]



[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/006108

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/48 (2007.01) 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)

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	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

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 2006-50886 A (Toyota Motor Corp.), 16 February 2006 (16.02.2006), entire text; fig. 1 to 13 & US 2006/0007615 A1 & EP 1614579 A2 & CN 1719680 A	1-6
A	JP 2011-67010 A (Toyota Motor Corp.), 31 March 2011 (31.03.2011), entire text; fig. 1 to 12 (Family: none)	1-6
A	JP 2009-38891 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 19 February 2009 (19.02.2009), entire text; fig. 1 to 17 (Family: none)	1-6

☒ 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
07 January, 2014 (07.01.14)

Date of mailing of the international search report
14 January, 2014 (14.01.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/006108

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 2010-166707 A (Toyota Motor Corp.), 29 July 2010 (29.07.2010), entire text; fig. 1 to 20 (Family: none)	1-6
A	JP 2006-230079 A (Denso Corp.), 31 August 2006 (31.08.2006), entire text; fig. 1 to 12 (Family: none)	1-6
A	JP 2008-109768 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 May 2008 (08.05.2008), entire text; fig. 1 to 14 (Family: none)	1-6
A	JP 2010-220449 A (Hitachi, Ltd.), 30 September 2010 (30.09.2010), entire text; fig. 1 to 8 & CN 101841245 A	1-6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. 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	1971-2014年
日本国実用新案登録公報	1996-2014年
日本国登録実用新案公報	1994-2014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 2006-50886 A (トヨタ自動車株式会社) 2006.02.16, 全文, 第 1-13 図 & US 2006/0007615 A1 & EP 1614579 A2 & CN 1719680 A	1-6
A	JP 2011-67010 A (トヨタ自動車株式会社) 2011.03.31, 全文, 第 1-12 図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2009-38891 A (日産自動車株式会社) 2009.02.19, 全文, 第 1-17 図 (ファミリーなし)	1-6

☒ 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

07.01.2014

国際調査報告の発送日

14.01.2014

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号 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）

河村 勝也

3 V

3923

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

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 2010-166707 A (トヨタ自動車株式会社) 2010.07.29, 全文,第 1-20 図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2006-230079 A (株式会社デンソー) 2006.08.31, 全文,第 1-12 図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2008-109768 A (松下電器産業株式会社) 2008.05.08, 全文, 第 1-14 図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2010-220449 A (株式会社日立製作所) 2010.09.30, 全文,第 1-8 図 & CN 101841245 A	1-6