

(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
2015年7月16日(16.07.2015)



(10) 国際公開番号

WO 2015/104886 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01) H02M 7/48 (2007.01)
H02M 5/44 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/078622
- (22) 国際出願日: 2014年10月28日(28.10.2014)
- (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 2014-002625 2014年1月9日(09.01.2014) JP
- (71) 出願人: 東芝キャリア株式会社(TOSHIBA CARRIER CORPORATION) [JP/JP]; 〒2128585 神奈川県川崎市幸区堀川町7番地34 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者: 石田 圭一(ISHIDA, Keiichi); 〒4168521 静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内 Shizuoka (JP). 久保田 洋平(KUBOTA, Yohei); 〒4168521 静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内 Shizuoka (JP). 金森 正樹(KANAMORI, Masaki); 〒4168521 静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内 Shizuoka (JP). 温品 治信(NUKUSHINA, Harunobu);

〒4168521 静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内 Shizuoka (JP).

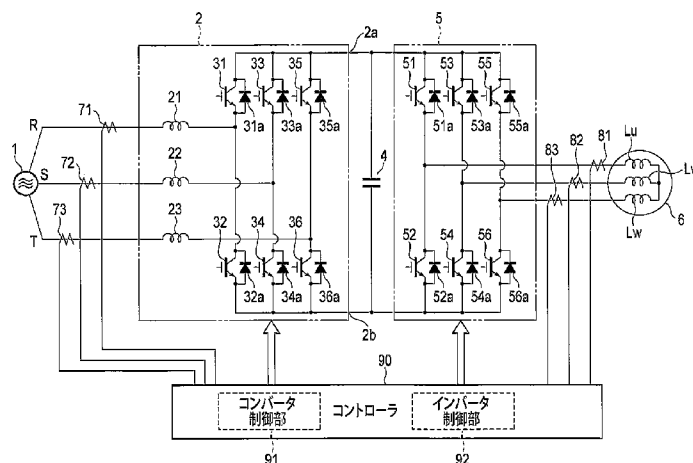
- (74) 代理人: 特許業務法人スズエ国際特許事務所(S & S INTERNATIONAL PPC); 〒1050001 東京都港区虎ノ門一丁目12番9号 スズエ・アンド・スズエビル Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC,

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置

[図1]



90... CONTROLLER
91... CONVERTER CONTROL UNIT
92... INVERTER CONTROL UNIT

(57) Abstract: A controller (90) generates a PWM signal (Dr, Ds, Dt) by pulse width modulation of a carrier signal (Eo) with a sinusoidal signal (Er, Es, Et), and drives switching elements (31-36) of a converter (2) on and off by means of the generated PWM signal. Further, depending on the size of the load (6), the controller (90) switches modulation conditions of said pulse width modulation. In this way, by switching the modulation conditions depending on the size of the load (6), it is possible to decrease power loss while making it possible to suppress high-frequency current, to boost voltage and to decrease the power supply power factor.

(57) 要約: コントローラ(90)は、キャリア信号(Eo)を正弦波信号(Er, Es, Et)でパルス幅変調することによりPWM信号(Dr, Ds, Dt)を生成し、生成したPWM信号によりコンバータ(2)のスイッチング素子(31~36)をオン、オフ駆動する。さらに、コントローラ(90)は、前記パルス幅変調の変調条件を負荷(6)の大きさに応じて切替える。このように、負荷(6)の大きさに応じて変調条件を切替えることにより、高調波電流の抑制、昇圧、電源力率の低下を可能としながら電力損失の低減が図れる。

MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, 添付公開書類:
TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, — 国際調査報告 (条約第 21 条(3))
KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明の実施形態は、交流電源の電圧を直流に変換し、変換した直流電圧を所定周波数の交流電圧に変換する電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 交流電源の電圧をコンバータで直流に変換し、変換した直流電圧をインバータで所定周波数の交流電圧に変換する電力変換装置が知られている（特開2006-38432号公報）。上記コンバータにおけるスイッチング素子の電力損失は大きく、変換効率向上の妨げとなっている。

[0003] リアクタ、ダイオード、スイッチング素子を有し、交流電源の電圧を昇圧および直流変換する昇圧型のコンバータは、スイッチング素子の電力損失が大きいことに加え、上記リアクタの電力損失も大きい。スイッチングをしなければ、変換効率は向上するが、そうすると高調波電流を抑制できなくなるとともに、昇圧ができなくなり、電源力率も低下する。

[0004] 本発明の実施形態の目的は、高調波電流の抑制、昇圧、および電源力率の低下を可能としながら、電力損失の低減が図れる電力変換装置を提供することである。

[0005] 請求項1の電力変換装置は、コンバータおよびコントローラを備える。上記コンバータは、交流電源の電圧を昇圧および直流変換する。上記コントローラは、パルス幅変調よりPWM信号を生成し、このPWM信号により前記コンバータを駆動し、かつ前記パルス幅変調の変調条件を当該電力変換装置の負荷に応じて切替える。

図面の簡単な説明

[0006] [図1]第1および第2実施形態の構成を示すブロック図。

[図2]第1実施形態の制御を示すフローチャート。

[図3]第1実施形態の変調率が“1”の場合のPWM信号生成を示す図。

[図4]第1実施形態の変調率が“2”の場合のPWM信号生成を示す図。

[図5]第2実施形態の低・中負荷領域の変換効率および高負荷領域の変換効率をキャリア信号の周波数をパラメータとして示す図。

[図6]第2実施形態の負荷の大小に応じたリアクタ損失をキャリア信号の周波数をパラメータとして示す図。

[図7]第2実施形態の負荷の大小に応じたデバイス損失をキャリア信号の周波数をパラメータとして示す図。

[図8]各実施形態の変形例の構成を示すブロック図。

[図9]同変形例における半導体スイッチの開閉タイミングを示す図。

発明を実施するための最良の形態

[0007] [1] 第1実施形態

以下、本発明の第1実施形態について図面を参照して説明する。

図1に示すように、商用の三相交流電源1のR相，S相，T相にコンバータ2が接続され、そのコンバータ2の出力端に平滑コンデンサ4が接続される。そして、平滑コンデンサ4にインバータ5が接続され、そのインバータ5の出力端に負荷である例えばブラシレスDCモータ6の相巻線L_u，L_v，L_wが接続される。

[0008] コンバータ2は、三相交流電源1の電圧を昇圧および直流変換するもので、例えば100Vの交流電圧を300V程度の直流電圧に変換する。また、コンバータ2は、第1，第2ダイオード31a，32aの直列回路、第3，第4ダイオード33a，34aの直列回路、第5，第6ダイオード35a，36aの直列回路を含む。ダイオード31a，32aの相互接続点が三相交流電源1のR相に接続され、ダイオード33a，34aの相互接続点が三相交流電源1のS相に接続され、ダイオード35a，36aの相互接続点が三相交流電源1のT相に接続される。

[0009] さらに、コンバータ2は、ダイオード31a，32aの相互接続点と三相交流電源1のR相との接続ラインに挿入接続される第1リアクタ21、ダイオード33a，34aの相互接続点と三相交流電源1のS相との接続ライン

に挿入接続される第2リアクタ22、ダイオード35a、36aの相互接続点と三相交流電源1のT相との接続ラインに挿入接続される第3リアクタ23、ダイオード31a～36aにそれぞれ並列接続された第1～第6スイッチング素子たとえばMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 31～36を含む。ダイオード31a、33a、35aのカソードが正側出力端2aとなり、ダイオード32a、34a、36aのアノードが負側出力端2bとなる。

[0010] なお、ダイオード31a～36aは、MOSFET 31～36の寄生ダイオードである。

[0011] インバータ5は、MOSFET 51、52の直列回路、MOSFET 53、54の直列回路、MOSFET 55、56の直列回路を含み、これらMOSFET 51～56のスイッチングにより、コンバータ2の出力電圧（平滑コンデンサ4の電圧）を所定周波数の三相交流電圧に変換し出力する。MOSFET 51、52の相互接続点、MOSFET 53、54の相互接続点、MOSFET 55、56の相互接続点が、インバータ5の出力端となる。なお、MOSFET 51～56は、寄生ダイオード51a～56aを有する。

[0012] ブラシレスDCモータ6は、星形結線の相巻線Lu、Lv、Lwを有する固定子、および永久磁石を有する回転子により構成される。相巻線Lu、Lv、Lwに電流が流れることにより生じる磁界と永久磁石が作る磁界との相互作用により、回転子が回転する。相巻線LuがMOSFET 51、52の相互接続点に接続され、相巻線LvがMOSFET 53、54の相互接続点に接続され、相巻線LwがMOSFET 55、56の相互接続点に接続される。

[0013] 三相交流電源1とリアクタ21、22、23との間の通電路に、入力電流検知用の電流センサ71、72、73が配設される。インバータ5の出力端とブラシレスDCモータ6との間の通電路に、出力電流（相巻線電流）検知用の電流センサ81、82、83が配設される。これら電流センサの検知結果がコントローラ90に供給される。

[0014] コントローラ 90 は、主要な機能としてコンバータ制御部 91 およびインバータ制御部 92 を含む。

コンバータ制御部 91 は、所定周波数のキャリア信号（三角波信号） E_o を正弦波信号 E_r , E_s , E_t でパルス幅変調（PWM）することにより、つまりキャリア信号 E_o の電圧と正弦波信号 E_r , E_s , E_t の電圧との比較により、PWM 信号 D_r , D_s , D_t を生成する。さらに、コンバータ制御部 91 は、生成した PWM 信号 D_r , D_s , D_t によりコンバータ 2 の MOSFET 31～36 をオン、オフ駆動し、かつ上記パルス幅変調の変調条件（変調率）を当該電力変換装置の負荷の大きさに応じて切替える。負荷の大きさとは、ブラシレス DC モータ 6 の消費電力のことである。正弦波信号 E_r , E_s , E_t は、三相交流電源 1 の R 相電圧、S 相電圧、T 相電圧の周期に同期するもので、電流センサ 71, 72, 73 の検知結果に基づいてコンバータ制御部 91 により生成される。

[0015] インバータ制御部 92 は、所定周波数のキャリア信号（三角波信号） E_i を正弦波信号 E_u , E_v , E_w でパルス幅変調（PWM）することにより、つまりキャリア信号 E_i の電圧と正弦波信号 E_u , E_v , E_w の電圧との比較により、PWM 信号 D_u , D_v , D_w を生成する。さらに、インバータ制御部 92 は、生成した PWM 信号 D_u , D_v , D_w によりインバータ 5 の MOSFET 51～56 をオン、オフ駆動する。正弦波信号 E_u , E_v , E_w は、ブラシレス DC モータの相巻線 L_u , L_v , L_w に誘起する電圧の周期に同期するもので、電流センサ 81, 82, 83 の検知結果に基づいてインバータ制御部 92 により生成される。

[0016] つぎに、コンバータ 2 の動作について説明する。

三相交流電源 1 の R 相電圧が正レベルとなる位相では、三相交流電源 1 からリアクタ 21 および正側ダイオード 31a を通って平滑コンデンサ 4 に電流が流れる。平滑コンデンサ 4 を経た電流は、先ず負側ダイオード 34a およびリアクタ 22 を通って三相交流電源 1 の S 相に戻り、次に R 相電圧の位相が進むにつれ、負側ダイオード 36a およびリアクタ 23 を通って三相交

流電源 1 の T 相に戻る。同じく三相交流電源 1 の R 相電圧が正レベルとなる位相では、コンバータ制御部 9 1 で生成される PWM 信号 D_u に応じて MOSFET 3 2 がオン、オフを繰り返す。MOSFET 3 2 のオン時、ダイオード 3 1 a, 3 2 a の相互接続点がコンバータ 2 の負側出力端 2 b と導通し、三相交流電源 1 に対してリアクタ 2 1、MOSFET 3 2、負側ダイオード 3 4 a、リアクタ 2 2 を介した短絡路が形成される。この短絡路の形成により、リアクタ 2 1, 2 2 にエネルギー（電荷）が蓄えられる。リアクタ 2 1, 2 2 に蓄えられたエネルギーは、MOSFET 3 2 のオフ時に平滑コンデンサ 4 に供給される。このエネルギー供給により、昇圧がなされる。

[0017] 三相交流電源 1 の S 相電圧が正レベルとなる位相では、三相交流電源 1 からリアクタ 2 2 および正側ダイオード 3 3 a を通って平滑コンデンサ 4 に電流が流れる。平滑コンデンサ 4 を経た電流は、先ず負側ダイオード 3 6 a およびリアクタ 2 3 を通って三相交流電源 1 の T 相に戻り、次に S 相電圧の位相が進むにつれ、負側ダイオード 3 2 a およびリアクタ 2 1 を通って三相交流電源 1 の R 相に戻る。同じく三相交流電源 1 の S 相電圧が正レベルとなる位相では、コンバータ制御部 9 1 で生成される PWM 信号 D_v に応じて MOSFET 3 4 がオン、オフを繰り返す。MOSFET 3 4 のオン時、ダイオード 3 3 a, 3 4 a の相互接続点がコンバータ 2 の負側出力端と導通し、三相交流電源 1 に対してリアクタ 2 2、MOSFET 3 4、負側ダイオード 3 6 a、リアクタ 2 3 を介した短絡路が形成される。この短絡路の形成により、リアクタ 2 2, 2 3 にエネルギー（電荷）が蓄えられる。リアクタ 2 2, 2 3 に蓄えられたエネルギーは、MOSFET 3 4 のオフ時に平滑コンデンサ 4 に供給される。このエネルギー供給により、昇圧がなされる。

[0018] 三相交流電源 1 の T 相電圧が正レベルとなる位相では、三相交流電源 1 からリアクタ 2 3 および正側ダイオード 3 5 a を通って平滑コンデンサ 4 に電流が流れる。平滑コンデンサ 4 を経た電流は、先ず負側ダイオード 3 2 a およびリアクタ 2 1 を通って三相交流電源 1 の R 相に戻り、次に T 相電圧の位相が進むにつれ、負側ダイオード 3 4 a およびリアクタ 2 2 を通って三相交

流電源 1 の S 相に戻る。同じく三相交流電源 1 の T 相電圧が正レベルとなる位相では、コンバータ制御部 91 で生成される PWM 信号 D_w に応じて MOSFET 36 がオン、オフを繰り返す。MOSFET 36 のオン時、ダイオード 35a, 36a の相互接続点がコンバータ 2 の負側出力端と導通し、三相交流電源 1 に対してリアクタ 23、MOSFET 36、負側ダイオード 32a、リアクタ 21 を介した短絡路が形成される。この短絡路の形成により、リアクタ 23, 21 にエネルギー（電荷）が蓄えられる。リアクタ 23, 21 に蓄えられたエネルギーは、MOSFET 36 のオフ時に平滑コンデンサ 4 に供給される。このエネルギー供給により、昇圧がなされる。

[0019] R 相入力電圧, S 相入力電圧, T 相入力電圧のそれぞれが負レベルとなる位相では、正側ダイオード 31a, 33a, 35a に並列接続されている MOSFET 31, 33, 35 がオン、オフを繰り返す。これら MOSFET 31, 33, 35 のオン、オフに伴う動作については、正負が反対となるだけで、基本的には正レベル期間と同じ動作パターンとなる。よって、その詳細な説明は省略する。

[0020] つぎに、コントローラ 90 が実行する制御を図 2 のフローチャートに示す。

コントローラ 90 は、図 2 のフローチャートに示すように、当該電力変換装置の負荷の大きさ（ブラシレス DC モータ 6 の消費電力）を電流センサ 71, 72, 73 の検知電流（入力電流）から検出する（ステップ S1）。そして、コントローラ 90 は、検出した負荷の大きさが、高負荷であるか低・中負荷であるかを判定する（ステップ S2）。例えば、ブラシレス DC モータ 6 の消費電力が定格消費電力の 75% 以上の場合、コンバータ制御部 91 は、負荷が高負荷であると判定する。ブラシレス DC モータ 6 の消費電力が定格消費電力の 75% 未満の場合、コンバータ制御部 91 は、負荷が低・中負荷であると判定する。

[0021] 上記判定結果が高負荷の場合（ステップ S2 の YES）、コントローラ 90 は、パルス幅変調の変調率を“2”未満の例えば“1”に設定する（ステ

ップS 3)。

[0022] 変調率“1”は、図3に示すように、キャリア信号 E_o と同じ最大電圧レベルを有する正弦波信号 E_u 、 E_v 、 E_r を生成し、その正弦波信号 E_u 、 E_v 、 E_r によってキャリア信号 E_o をパルス幅変調することである。この変調率“1”のパルス幅変調により、3つの相のMOSFETを共にスイッチングするための3相スイッチングモードのPWM信号 D_u 、 D_v 、 D_w が得られる。

[0023] 高調波電流の悪化が懸念される高負荷領域では、この3相スイッチングモードを選択して3つの相のMOSFETのオン、オフを繰り返すことにより、コンバータ2への入力電流に含まれる高調波電流を抑制できるとともに、コンバータ2の十分な昇圧作用が得られる。なお、パルス幅変調の変調率が小さいほど、コンバータ2の昇圧レベルが大きくなる。

[0024] なお、変調率“1”に代えて、変調率“1.1”～“1.9”のいずれかを設定してもよい。変調率“1.1”～“1.9”のいずれかを設定した場合、2つの相のMOSFETを共にスイッチングして残りの1つの相のMOSFETはスイッチングさせない2相スイッチングモードのPWM信号 D_u 、 D_v 、 D_w が得られる。この2相スイッチングモードを採用した場合でも、コンバータ2への入力電流に含まれる高調波電流を抑制できるとともに、コンバータ2の十分な昇圧作用が得られる。

[0025] 一方、上記判定結果が低・中負荷の場合（ステップS2のNO）、コントローラ90は、パルス幅変調の変調率を“2”以上の例えば“2”に設定する（ステップS4）。

[0026] 変調率“2”は、図4に示すように、キャリア信号 E_o の2倍の最大電圧レベルを有する正弦波信号 E_u 、 E_v 、 E_r を生成し、その正弦波信号 E_u 、 E_v 、 E_r によってキャリア信号 E_o をパルス幅変調することである。パルス幅変調の変調率が“2”以上の場合、1つの相のMOSFETをスイッチングして残りの2つの相のMOSFETはスイッチングさせない1相スイッチングモードのPWM信号 D_u 、 D_v 、 D_w が得られる。

[0027] 1相スイッチングモードの場合、R相電圧、S相電圧、T相電圧が正レベルとなる位相の前縁側期間および後縁側期間においてMOSFET32, 34, 36がオン、オフし、R相電圧、S相電圧、T相電圧が負レベルとなる位相の前縁側期間および後縁側期間においてMOSFET31, 33, 35がオン、オフを繰り返すので、コンバータ2への入力電流の波形を正弦波に追従性よく近似させることができる。これにより、電源力率が向上する。ただし、コンバータ2の昇圧効果は、少ないか、もしくはほとんど得られない。

[0028] また、1相スイッチングモードの場合は、MOSFET31～36のオン、オフ回数が少ないので、MOSFET31～36およびリアクタ21, 22, 23における電力損失も低減する。

[0029] このように、負荷の大きさに応じて変調率を切換えることにより、高調波電流の抑制、昇圧、電源力率の低下を可能としながら電力損失の低減が図れる。ひいては、低・中負荷から高負荷まで全運転域の変換効率が向上する。

[0030] [2] 第2実施形態

本発明の第2実施形態について説明する。

コントローラ90のコンバータ制御部91は、コンバータ2の出力電圧が一定となるようにパルス幅変調の変調率を変更しながら、コンバータ2のパルス幅変調の変調条件としてキャリア信号E_oの周波数（キャリア周波数という）を当該電力変換装置の負荷の大きさに応じて切換える。コンバータ2の出力電圧が一定となるようにパルス幅変調の変調率を変更する制御とは、負荷が小さい場合は変調率を大きくし、負荷が大きい場合は変調率を小さくする制御である。

他の構成は第1実施形態と同じなので、その説明は省略する。

[0031] すなわち、コンバータ制御部91は、低・中負荷領域では高キャリア周波数たとえば13KHzを設定し、高負荷領域では低キャリア周波数たとえば5KHzを設定する。

[0032] 高キャリア周波数を設定した場合、生成されるPWM信号D_r, D_s, D

tの周波数が高くなり、それに伴ってMOSFET 31～36のオン、オフ回数が多くなる。低キャリア周波数を設定した場合、生成されるPWM信号Dr, Ds, Dtの周波数が低くなり、それに伴ってMOSFET 31～36のオン、オフ回数が少なくなる。

[0033] 低・中負荷領域の変換効率と高負荷領域の変換効率とをキャリア周波数5 KHz, 9 KHz, 13 KHzをパラメータとして示したのが図5である。低・中負荷領域の変換効率は、13 KHzが最も良く、次に良いのが9 KHz、最も低いのが5 KHzである。高負荷領域の変換効率は、5 KHzが最も良く、次に良いのが9 KHz、最も低いのが13 KHzである。

[0034] このように負荷およびキャリア周波数に応じて変換効率が変化する理由を検討すると、電力損失には、リアクタ21, 22, 23の電力損失であるいわゆるリアクタ損失、およびMOSFET 31～36の電力損失であるいわゆるデバイス損失がある。このうち、リアクタ損失をキャリア周波数5 KHz, 9 KHz, 13 KHzをパラメータとして示したのが図6であり、キャリア周波数が低いほどリアクタ損失が小さくなる。一方、デバイス損失をキャリア周波数5 KHz, 9 KHz, 13 KHzをパラメータとして示したのが図7であり、キャリア周波数が高いほどデバイス損失が小さくなる。

[0035] 図6および図7から分かるように、ブラシレスDCモータ6の消費電力が定格消費電力の25%や50%である低・中負荷時の電力損失に占めるリアクタ損失とデバイス損失の割合は、リアクタ損失の方が多い。ブラシレスDCモータ6の消費電力が定格消費電力の75%や100%である高負荷時の電力損失に占めるリアクタ損失とデバイス損失の割合は、デバイス損失の方が多い。

[0036] これらの点を考慮すると、低・中負荷領域では、デバイス損失の低減を目指したほうが変換効率低減に効果的であることから、リアクタ損失がより小さくなる高キャリア周波数13 KHzを選定するのがよい。高負荷領域では、デバイス損失の低減を目指したほうが変換効率低減に効果的であることから、デバイス損失がより小さくなる低キャリア周波数5 KHzを選定するのがよい。

[0037] このように、負荷の大きさに応じてキャリア周波数を切換えることにより、低・中負荷から高負荷まで全運転域の変換効率が向上する。

[0038] [3] 第1および第2実施形態の変形例について説明する。

図8に示すように、リアクタ21に対し、リアクタ91と半導体スイッチ94との直列回路が並列接続される。リアクタ22に対し、リアクタ92と半導体スイッチ95との直列回路が並列接続される。リアクタ23に対し、リアクタ93と半導体スイッチ96との直列回路が並列接続される。

[0039] リアクタ91, 92, 93は、リアクタ21, 22, 23よりもインダクタンスが小さい。半導体スイッチ94, 95, 96は、コントローラ90の指令に応じて開閉する。

[0040] コントローラ90のコンバータ制御部91は、低・中負荷時、半導体スイッチ94, 95, 96を開く。半導体スイッチ94が開くと、ダイオード31a, 32aの相互接続点と三相交流電源1のR相との接続ラインに、リアクタ21が投入されてリアクタ91は投入されない。半導体スイッチ95が開くと、ダイオード33a, 34aの相互接続点と三相交流電源1のS相との接続ラインに、リアクタ22が投入されてリアクタ92は投入されない。半導体スイッチ96が開くと、ダイオード35a, 36aの相互接続点と三相交流電源1のT相との接続ラインに、リアクタ23が投入されてリアクタ93は投入されない。

[0041] このように、リアクタ21, 22, 23のそれぞれ高インダクタンスを三相交流電源1との各接続ラインに投入することにより、高調波電流の抑制効果が向上する。この場合、コンバータ2の出力電圧が一定となるようにパルス幅変調の変調率を変更する制御を実行することにより、コンバータ2のスイッチング回数を低減できてデバイス損失の低減効果が得られる。

[0042] コントローラ90のコンバータ制御部91は、高負荷時、半導体スイッチ94, 95, 96を閉じる。半導体スイッチ94が閉じると、ダイオード31a, 32aの相互接続点と三相交流電源1のR相との接続ラインに、リアクタ21, 91の並列回路が投入される。半導体スイッチ95が閉じると、

ダイオード 33a, 34a の相互接続点と三相交流電源 1 の S 相との接続ラインに、リアクタ 22, 92 の並列回路が投入される。半導体スイッチ 96 が閉じると、ダイオード 35a, 36a の相互接続点と三相交流電源 1 の T 相との接続ラインに、リアクタ 23, 93 の並列回路が投入される。

[0043] このように、リアクタ 21, 91 の並列回路の低インダクタンス、リアクタ 22, 92 の並列回路の低インダクタンス、リアクタ 23, 93 の並列回路の低インダクタンスを三相交流電源 1 との各接続ラインに投入することにより、リアクタ損失の低減効果が得られる。この場合、コンバータ 2 の出力電圧が一定となるようにパルス幅変調の変調率を変更する制御を実行すると、インバータ 5 のスイッチング回数を増加させることになるが、高負荷領域ではスイッチング損失の影響度が低下するため、結果として低損失化につながる。

[0044] また、コントローラ 90 のコンバータ制御部 91 は、半導体スイッチ 94, 95, 96 をコンバータ 2 の動作停止中に開閉するいわゆる零電流スイッチングを行う。これにより、過大なサージ電圧／電流の発生を生じることなく、半導体スイッチ 94, 95, 96 を開閉できる。零電流スイッチングは、具体的には、図 9 に示すようなダイオード整流モードにおける R 相電流, S 相電流, T 相電流の無通流期間を電流センサ 71, 72, 73 により検出し、検出した無通流期間において開閉を指令することで実現できる。

[0045] [4] 他の変形例

上記各実施形態では、電流センサ 71, 72, 73 の検知結果に基づいて負荷の大きさを検出したが、インバータ 5 の出力側の電流センサ 81, 82, 83 の検知結果に基づいて負荷の大きさを検出してもよい。

[0046] 上記各実施形態では、負荷がブラシレス DC モータである場合を例に説明したが、負荷に限定はなく、種々の電気機器への適用が可能である。

[0047] 上記各実施形態および変形例は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。この新規な各実施形態および変形例は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱し

ない範囲で、種々の省略、書き換え、変更を行うことができる。これら実施形態や変形は、発明の範囲は要旨に含まれるとともに、請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

産業上の利用可能性

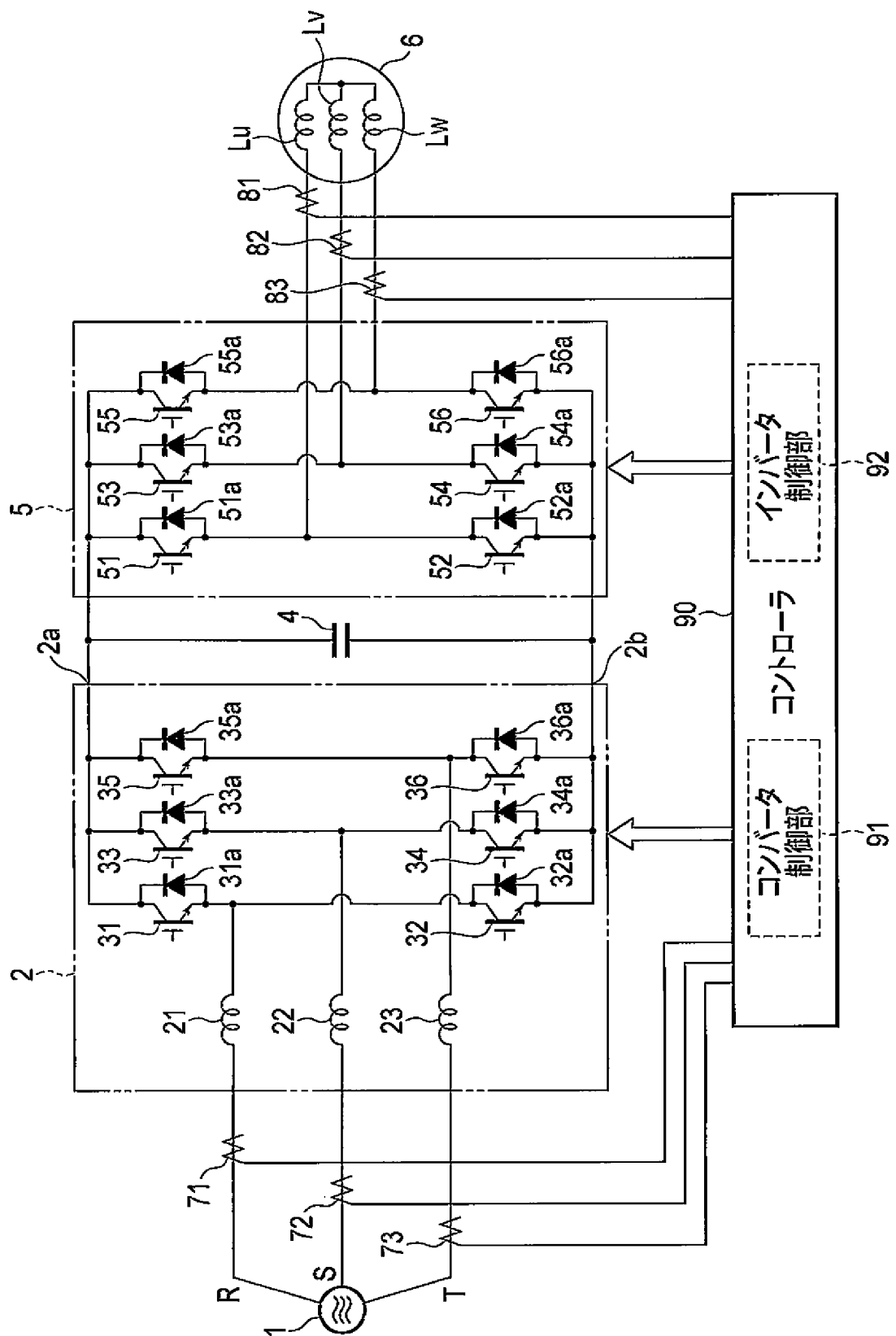
[0048] 本発明の電力変換装置は、空気調和機等への利用が可能である。

請求の範囲

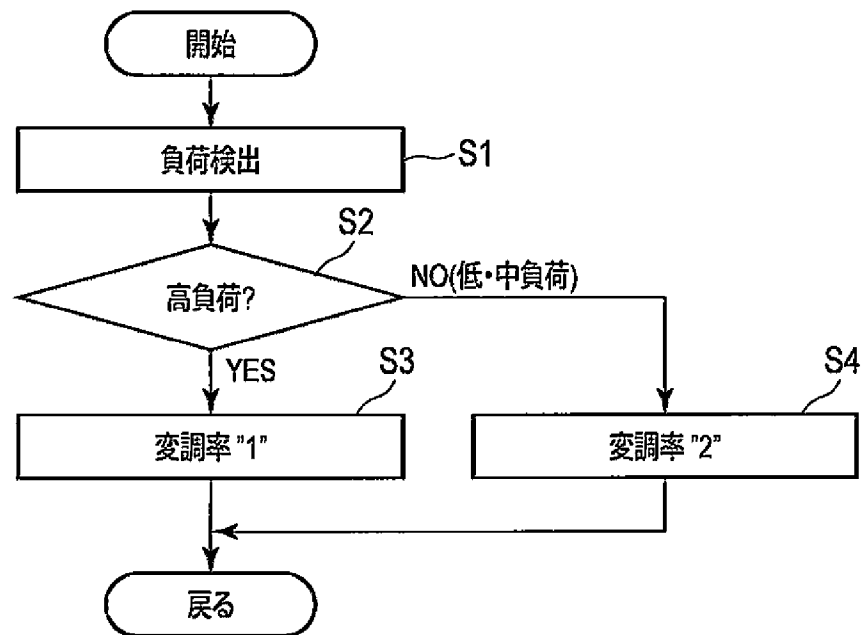
- [請求項1] 交流電源の電圧を昇圧および直流変換するコンバータと、
 パルス幅変調よりPWM信号を生成し、このPWM信号により前記
 コンバータを駆動し、かつ前記パルス幅変調の変調条件を当該電力変
 換装置の負荷に応じて切替えるコントローラと、
 を備えることを特徴とする電力変換装置。
- [請求項2] 前記コントローラは、前記パルス幅変調の変調率を前記負荷の大き
 さに応じて切替えることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記コントローラは、キャリア信号を正弦波信号でパルス幅変調す
 ることにより前記PWM信号を生成し、このPWM信号により前記コ
 ンバータを駆動し、かつ前記キャリア信号の周波数を前記負荷の大き
 さに応じて切替えることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記交流電源は、三相交流電源であり、
 前記コンバータは、第1および第2ダイオードの直列回路、第3お
 よび第4ダイオードの直列回路、第5および第6ダイオードの直列回
 路、前記三相交流電源のR相と前記第1、第2ダイオードの相互接続
 点との間に接続される第1リアクタ、前記三相交流電源のS相と前記
 第3、第4ダイオードの相互接続点との間に接続される第2リアクタ
 、前記三相交流電源のT相と前記第5、第6ダイオードの相互接続点
 との間に接続される第3リアクタ、前記第1～第6ダイオードにそれ
 ぞれ並列接続された第1～第6スイッチング素子を含み、前記第1、
 第3、第5ダイオードのカソードを正側出力端とし、前記第2、第4
 、第6ダイオードのアノードを負側出力端とする、
 ことを特徴とする請求項1乃至請求項3のいずれか記載の電力変換
 装置。
- [請求項5] 前記コンバータの出力電圧を所定周波数の交流電圧に変換するイン
 バータ、
 をさらに備え、

前記負荷は、前記インバータの出力により動作する、
ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 のいずれか記載の電力変換
装置。

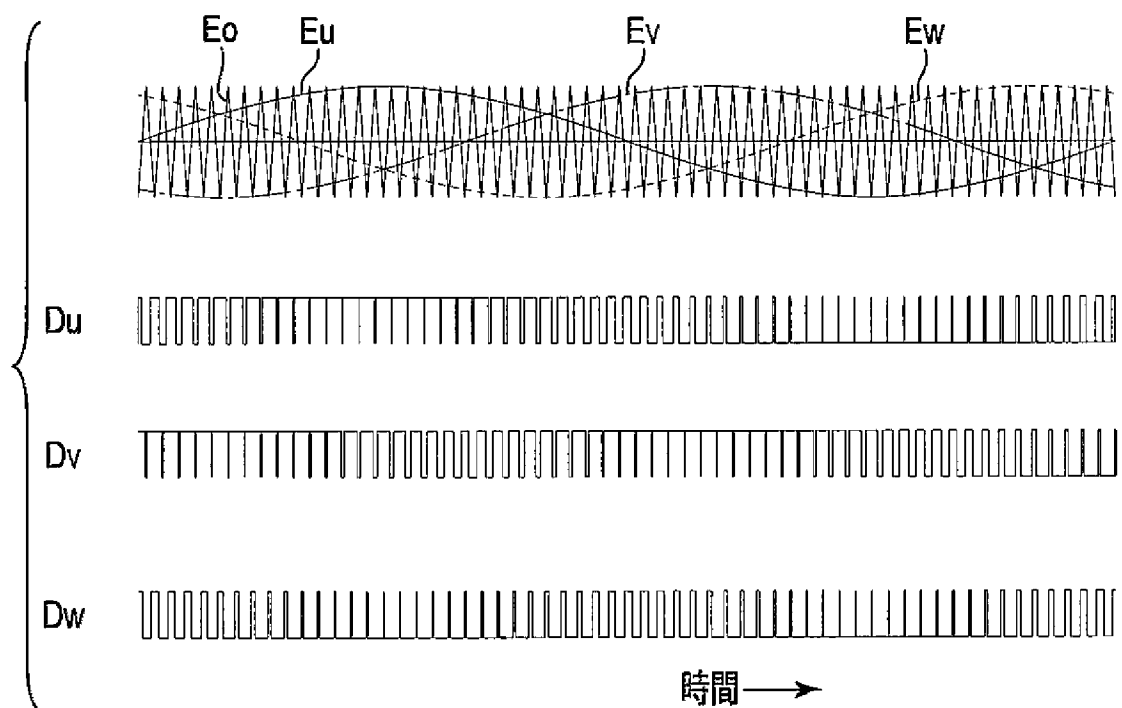
[図1]



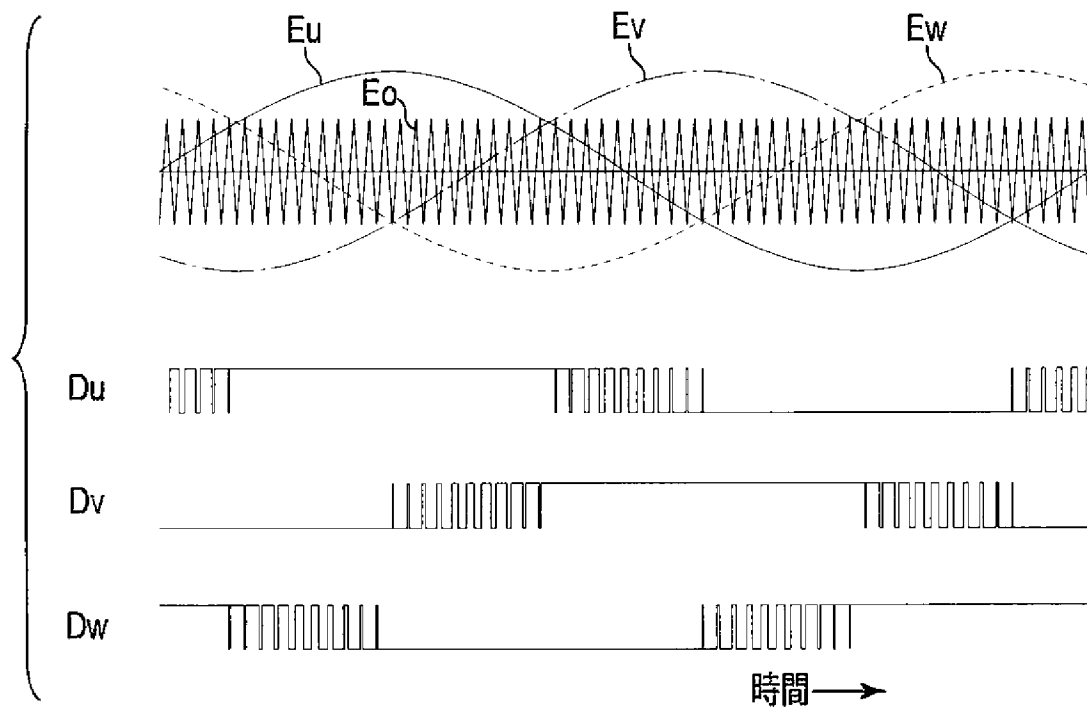
[図2]



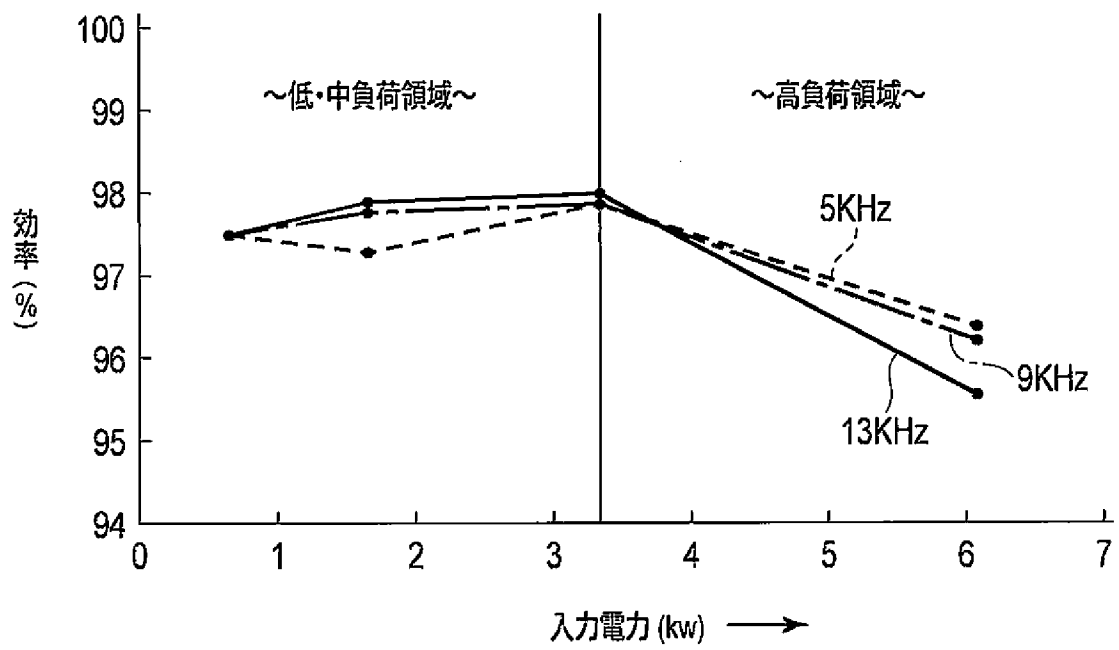
[図3]



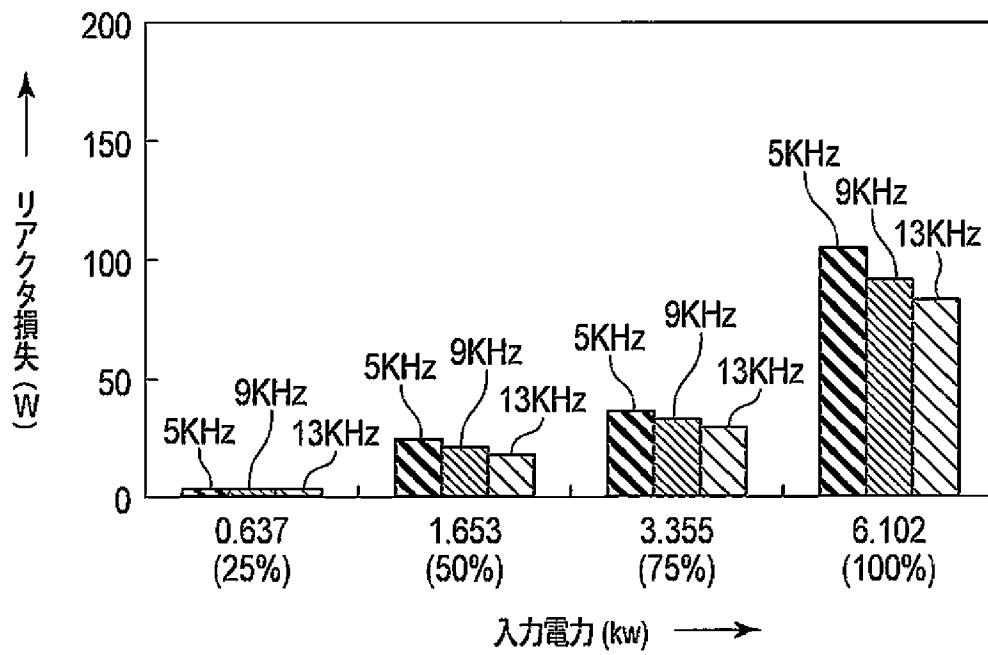
[図4]



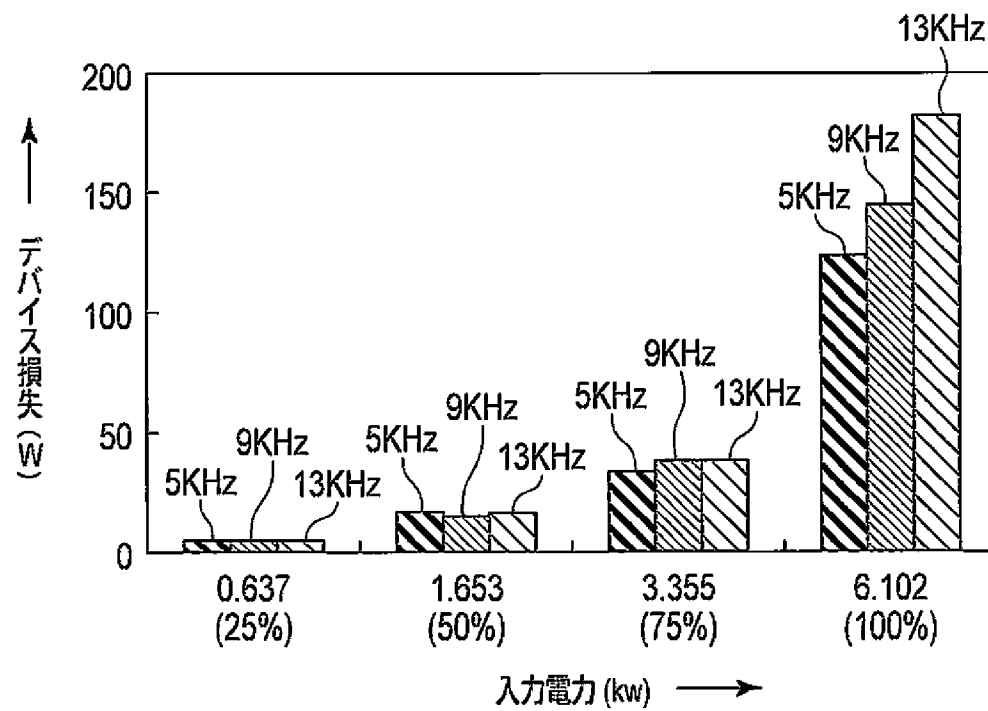
[図5]



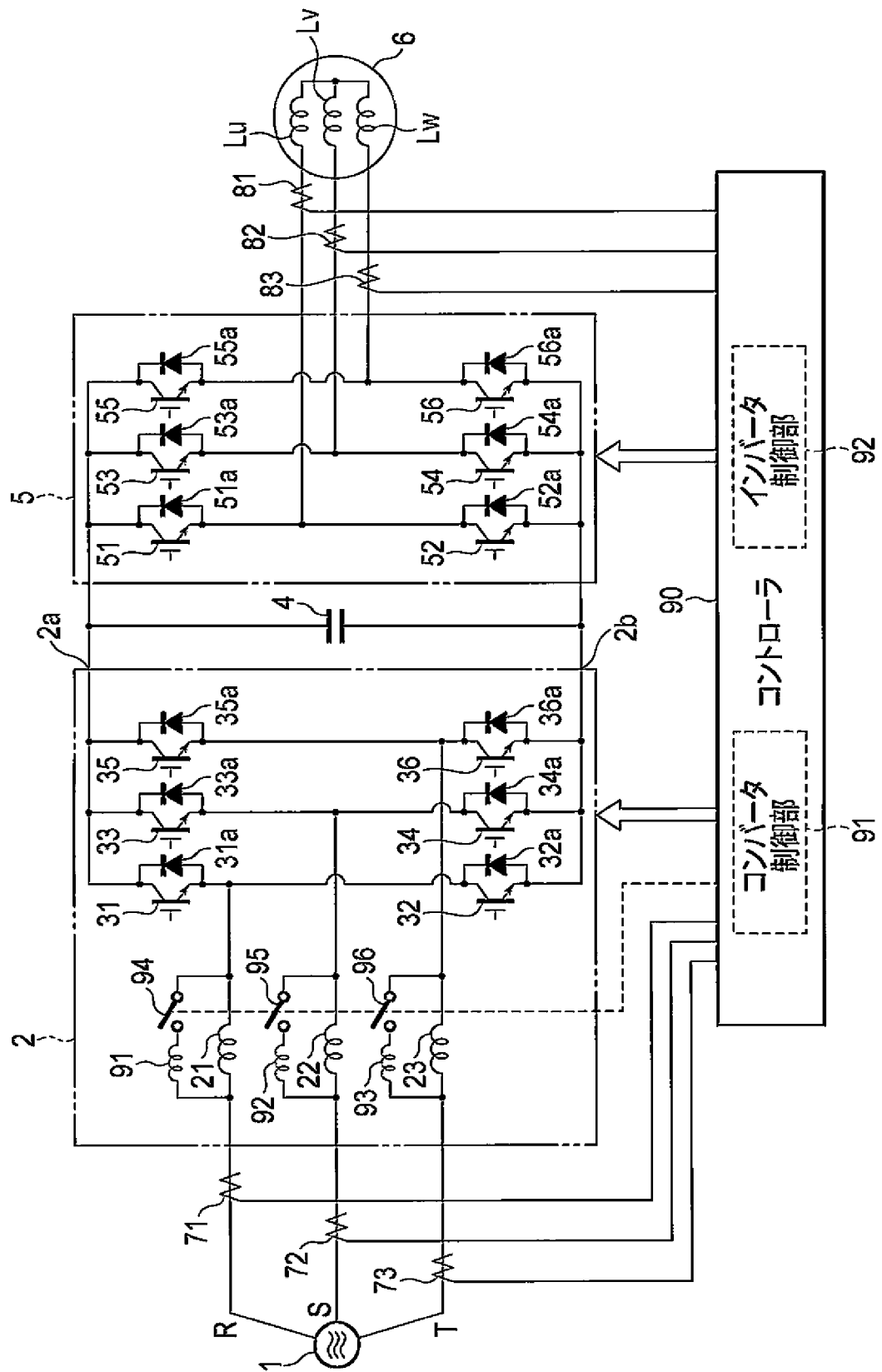
[図6]



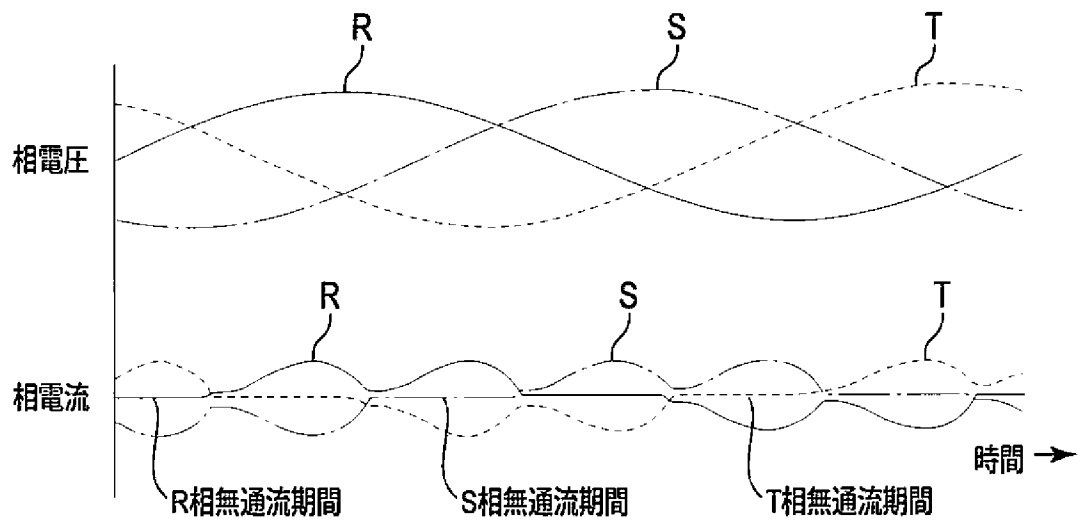
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/078622

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/12(2006.01)i, H02M5/44(2006.01)i, 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)

H02M7/00-7/98, H02M5/00-5/48

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	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

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	JP 7-213067 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 11 August 1995 (11.08.1995), paragraphs [0004] to [0020], [0044]; fig. 6, 9 to 10 (Family: none)	1-2, 4-5
X	JP 9-252581 A (Hitachi, Ltd.), 22 September 1997 (22.09.1997), paragraphs [0008] to [0011], [0013] to [0017]; fig. 3 to 5 (Family: none)	1, 3-5
X	JP 10-28378 A (Toshiba Corp.), 27 January 1998 (27.01.1998), paragraphs [0003], [0018] to [0022]; fig. 1 to 2, 7 (Family: none)	1, 5

☒ 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 2015 (07.01.15)

Date of mailing of the international search report
20 January 2015 (20.01.15)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/078622

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 10-42565 A (Mitsubishi Electric Corp.), 13 February 1998 (13.02.1998), paragraphs [0026] to [0027]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-5
A	JP 11-215849 A (Hitachi, Ltd.), 06 August 1999 (06.08.1999), paragraph [0038]; fig. 1 (Family: none)	1-5
A	JP 2010-200412 A (Fanuc Ltd.), 09 September 2010 (09.09.2010), paragraphs [0019] to [0020]; fig. 1 to 6 & US 2010/0214809 A1 & DE 102010007184 A1 & CN 101814851 A	1-5

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/12(2006.01)i, H02M5/44(2006.01)i, 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. H02M7/00-7/98, H02M5/00-5/48

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 5 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 5 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 5 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	JP 7-213067 A（富士電機株式会社） 1995.08.11, 段落【0004】 - 【0020】 , 【0044】 , 図 6, 9-10 (ファミリーなし)	1-2, 4-5
X	JP 9-252581 A（株式会社日立製作所） 1997.09.22, 段落【0008】 - 【0011】 , 【0013】 - 【0017】 , 図 3-5 (ファミリーなし)	1, 3-5

☒ 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

0 7 . 0 1 . 2 0 1 5

国際調査報告の発送日

2 0 . 0 1 . 2 0 1 5

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

中里 翔平

3 V

3 8 3 2

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 7

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	JP 10-28378 A (株式会社東芝) 1998.01.27, 段落【0003】 , 【0018】 - 【0022】 , 図 1-2, 7 (ファミリーなし)	1, 5
A	JP 10-42565 A (三菱電機株式会社) 1998.02.13, 段落【0026】 - 【0027】 , 図 1-2 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 11-215849 A (株式会社日立製作所) 1999.08.06, 段落【0038】 , 図 1 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2010-200412 A (ファナック株式会社) 2010.09.09, 段落【0019】 - 【0020】 , 図 1-6 & US 2010/0214809 A1 & DE 102010007184 A1 & CN 101814851 A	1-5