

(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  
2012年7月26日(26.07.2012)



(10) 国際公開番号  
WO 2012/098875 A1

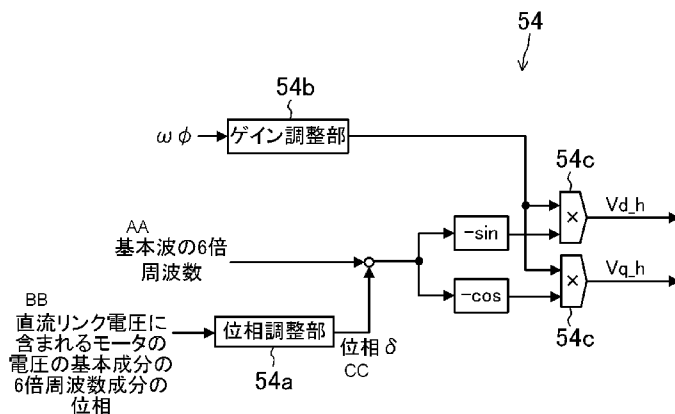
- (51) 国際特許分類:  
H02P 21/00 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)  
H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/000279
- (22) 国際出願日: 2012年1月18日(18.01.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2011-007860 2011年1月18日(18.01.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): ダイキン工業株式会社(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: および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 遠山 瑛司 (TOOYAMA, Eiji) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内 Shiga (JP). 関本 守満 (SEKIMOTO, Morimitsu) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内 Shiga (JP). 前田敏行(MAEDA, Toshiyuki) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内 Shiga (JP).
- (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, 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, IS, KE, KG, KM, 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, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION APPARATUS

(54) 発明の名称: 電力変換装置

[図5]



- 54b Gain adjusting unit
- AA Frequency six times the fundamental wave frequency
- BB Phase of frequency components six times the fundamental wave components of motor voltage included in direct-current link voltage
- 54a Phase adjusting unit
- CC Phase  $\delta$

(57) Abstract: This power conversion apparatus is provided with switching elements (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz), converts input alternating-current power supplied from an alternating-current power supply (6) into output alternating-current power at predetermined voltage and frequency, and supplies the power to a connected motor (7). A control unit (5) that controls switching performed by the switching elements (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) is provided. A capacitor (3a) that smoothes a ripple generated due to the switching performed by the switching elements (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) is provided. A current control unit (53) that controls a current flowing in the motor (7) is provided. A voltage distortion correcting unit (54), which detects a harmonic component generated due to motor power distortion, and which superimposes compensation values (vd\_h, vq\_h) on output from the current control unit (53), corresponding to the value of the harmonic component, is provided.

(57) 要約: スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) を備えて、交流電源 (6) から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換し、接続されたモータ (7) に供給する電力変換装置において、スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチングを制御する

る制御部 (5) を設ける。スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチングにより生じるリップルを平滑するコンデンサ (3a) を設ける。モータ (7) に流れる電流を制御する電流制御部 (53) を設ける。モータ電力歪みに起因する高調波成分を検出し、高調波成分の値に応じて補償値 (vd\_h, vq\_h) を電流制御部 (53) の出力に重畳する電圧歪み補正部(54)を設ける。

WO 2012/098875 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

## 明 細 書

**発明の名称**：電力変換装置

### 技術分野

[0001] 本発明は、入力された電力をスイッチングして所定の電力に変換する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用いるモータでは、その誘起電圧に基本周波数の5倍成分や7倍成分などの高調波成分が含まれる場合がある。従来の制御では、モータに電力を供給するインバータ回路は、モータに流れる相電流が正弦波になるように制御される。しかしながら、この制御では、モータ電圧歪みの影響でモータ電流に歪みが生じ、トルクリプルが発生する等の問題が生じる可能性がある。

[0003] そこで、モータのトルクリプルを相殺する補償電圧成分をあらかじめテーブルで用意し、この補償電圧を電圧指令に加算することで、トルクリプルを低減する技術が提案されている（例えば、特許文献2を参照）。

[0004] 一方、いわゆるコンデンサレスインバータ（例えば特許文献1を参照）のように内部にエネルギー貯蔵要素を持たないインバータにおいては、トルクリプルが生じると、インバータに入力されるエネルギーにもその高調波成分が含まれることになり、電源高調波規制（ここで、電源高調波とは、入力電流に含まれる高調波である）を満たすことができないといった問題も発生する。そこで、モータ電流の高調波成分を別途制御することで電流歪みやトルクリプルを低減する技術が提案されている（例えば特許文献3を参照）。

### 先行技術文献

#### 特許文献

- [0005] 特許文献1：特開2002-51589号公報  
特許文献2：特開2008-219966号公報  
特許文献3：特開2006-262700号公報

## 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

[0006] しかしながら、特許文献2の例のように予めテーブルで用意された補償電圧では、モータの運転状態（回転数や負荷トルクなど）によっては、補償すべき電圧に誤差が生じ、電流歪みやトルクリプルを低減できない場合がある。

[0007] 本発明は前記の問題に着目してなされたものであり、電力変換装置において、モータの運転状態（回転数や負荷トルクなど）に応じて、モータ電圧歪みに起因する電源高調波を低減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

[0008] 前記の課題を解決するため、第1の発明は、  
スイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）を備えて、交流電源（6）から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換し、接続されたモータ（7）に供給する電力変換装置であって、  
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制御部（5）と、  
前記スイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）のスイッチングにより生じるリプルを平滑するコンデンサ（3a）と、  
前記モータ（7）に流れる電流を制御する電流制御部（53）と、  
モータ入力電力歪みに起因する高調波成分を検出し、前記高調波成分の値に応じて補償値（ $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ）を前記電流制御部（53）の出力に重畳する電圧歪み補正部（54）と、  
を備えていることを特徴とする。

[0009] この構成では、モータ入力電力歪みに起因する高調波成分に応じて補償値を電流制御部（53）の出力に重畳するので、モータの入力電力、電源側の電流、電力、直流リンク電圧が歪まないようにできる。

[0010] また、第2の発明は、  
第1の発明の電力変換装置において、

前記電圧歪み補正部(54)は、前記モータ(7)への入力電力から前記高調波成分を抽出することを特徴とする。

[0011] この構成では、制御部(5)は、入力電力の歪みを実際に検出し、検出した歪みに応じて前記補償電圧(vd\_h, vq\_h)を補正する。

[0012] また、第3の発明は、  
第1の発明の電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、前記コンデンサ(3a)の電圧から前記高調波成分を抽出することを特徴とする。

[0013] この構成では、コンデンサ(3a)の電圧から高調波成分が抽出される。そのため、高調波成分の大きさを容易に把握することが可能になる。

[0014] また、第4の発明は、  
第1の発明の電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、電力変換装置への入力電流から前記高調波成分を抽出することを特徴とする。

[0015] この構成では、入力電流から高調波成分が抽出される。

[0016] また、第5の発明は、  
第2から第4の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、前記交流電源(6)の半周期の整数倍の期間に基づいて、フーリエ変換を行って前記高調波成分を抽出することを特徴とする。

[0017] この構成では、フーリエ変換によって高調波成分が抽出される。そのため、高調波成分の大きさを正確に把握することが可能になる。また、この構成では、フーリエ変換を交流電源(6)の半周期の整数倍とすることで、所望の周波数成分を適切に抽出することが可能になる。

[0018] また、第6の発明は、  
第2から第5の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、前記補償値(vd\_h, vq\_h)を変化させた前後の前記高調波成分の増減に応じて、前記補償値(vd\_h, vq\_h)を調整することを

特徴とする。

- [0019] この構成では、いわゆる山登り法で補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) が調整される。
- [0020] また、第7の発明は、  
第2から第6の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記補償値 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) は、前記モータ (7) の電圧の基本周波数の  $6n$  倍 ( $n$  は整数) の周波数成分を有していることを特徴とする。
- [0021] この構成では、比較的大きい高調波成分を低減するように、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) を設定できる。この構成では、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) を容易に調整することができる。
- [0022] また、第8の発明は、  
第2から第7の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、前記モータ (7) の回転数、トルク、及び電力の何れかに応じて前記補償値 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) の振幅を調整することを特徴とする。
- [0023] この構成では、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) の振幅の調整によって、電力変換装置の出力電圧が調整される。
- [0024] また、第9の発明は、  
第2から第7の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記電圧歪み補正部(54)は、前記補償値 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) の位相及び振幅の少なくとも一方を調整することを特徴とする。
- [0025] この構成では、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) の位相又は振幅の調整によって、電力変換装置の出力電圧が調整される。
- [0026] また、第10の発明は、  
第1から第9の発明のうちの何れか1つの電力変換装置において、  
前記入力交流電力を全波整流するコンバータ回路 (2) を備え、  
前記コンデンサ (3a) は、前記コンバータ回路 (2) の出力間に並列接続されて直流リンク部 (3) を構成して脈動する直流電圧 ( $v_{dc}$ ) を出力し、  
前記スイッチング素子 ( $S_u$ ,  $S_v$ ,  $S_w$ ,  $S_x$ ,  $S_y$ ,  $S_z$ ) は、インバータ回路 (4) を

構成し、前記直流リンク部 (3) の出力をスイッチングして交流電力に変換して前記モータ (7) に供給し、

前記制御部 (5) は、前記モータ (7) の電流 ( $i_u, i_v, i_w$ ) が、前記電源電圧 ( $v_{in}$ ) の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御することを特徴とする。

[0027] この構成では、いわゆるコンデンサレスインバータ回路において、電源側に含まれる高調波成分が低減するように補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を調整する。

### 発明の効果

[0028] 第1の発明によれば、電力変換装置において、モータの運転状態に応じて、モータ電圧歪みに起因する電源高調波を低減できる。

[0029] また、第2、3のそれぞれの発明では、高調波成分の大きさを容易に把握できる。

[0030] また、第4の発明では、電源高調波規制の対象である入力電流の高調波成分を直接検出できるため、より効果的に電源高調波を低減できる。

[0031] また、第5の発明によれば、所望の高調波成分の大きさを正確に把握することが可能になるので、より確実に前記電源高調波を低減できる。

[0032] また、第6の発明によれば、適切な補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を設定できるので、より確実に前記電源高調波を低減できる。

[0033] また、第7の発明によれば、比較的大きい高調波成分を低減するように、補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を設定できるので、より効果的に前記電源高調波を低減できる。

[0034] また、第8の発明によれば、やはり、モータの入力電力、電源側の電流、電力、直流リンク電圧が歪まないようにできる。

[0035] また、第9の発明によれば、より正確に、モータの入力電力、電源側の電流、電力、直流リンク電圧が歪まないようにできる。

[0036] また、第10の発明によれば、いわゆるコンデンサレスインバータ回路において、モータ電圧歪みに起因する電源高調波を低減できる。

### 図面の簡単な説明

[0037] [図1]図1は、本発明の実施形態に係る電力変換装置の構成を示すブロック図である。

[図2]図2は、制御部の構成例を示すブロック図である。

[図3]図3は、電流指令生成部の構成例を示すブロック図である。

[図4]図4は、高調波成分除去部の構成例を示すブロック図である。

[図5]図5は、電圧歪み補正部の構成例を示すブロック図である。

[図6]図6は、電圧歪み補正部が行う補償電圧動作を説明するフローチャートである。

[図7]図7(A)は、補償電圧を重畳しなかった場合の、モータの入力電力、U相の相電圧、モータ電流を示す波形図である。また、図7(B)は、補償電圧を重畳した場合の、入力電力、相電圧、モータ電流を示す波形図である。

[図8]図8は、マトリクスコンバータの構成例を示すブロック図である。

[図9]図9は、交流電源として三相の交流電源を用いた場合の電力変換装置の構成例を示すブロック図である。

### 発明を実施するための形態

[0038] 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。

[0039] 《全体構成》

図1は、本発明の実施形態に係る電力変換装置(1)の構成を示すブロック図である。同図に示すように電力変換装置(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)、及び制御部(5)を備え、単相の交流電源(6)から供給された交流の電力を所定の周波数の電力に変換して、モータ(7)に供給するようになっている。

[0040] なお、本実施形態のモータ(7)は、三相交流モータであり、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のものである。より具体的には、モータ(7)は、4極6スロットの集中巻モータである。このモータ(7)

では、誘起電圧の高調波成分として、基本波の5，7次成分が多く含まれる傾向にある。このモータ電圧歪みに基づく高調波成分は電源電流や直流リンク電圧（後述）にも現れる。

[0041] <コンバータ回路（2）>

コンバータ回路（2）は、リアクトル（L）を介して交流電源（6）に接続され、交流電源（6）が出力した交流を直流に全波整流する。この例では、コンバータ回路（2）は、複数（本実施形態では4つ）のダイオード（D1～D4）がブリッジ状に結線されたダイオードブリッジ回路である。これらのダイオード（D1～D4）は、交流電源（6）の交流電圧を全波整流して、直流電圧に変換する。

[0042] <直流リンク部（3）>

直流リンク部（3）は、コンデンサ（3a）を備えている。コンデンサ（3a）は、コンバータ回路（2）の出力に並列接続され、該コンデンサ（3a）の両端に生じた直流電圧（直流リンク電圧（vdc））がインバータ回路（4）の入力ノードに接続されている。コンデンサ（3a）は、例えばフィルムコンデンサによって構成されている。このコンデンサ（3a）は、インバータ回路（4）のスイッチング素子（後述）がスイッチング動作する際に、スイッチング周波数に対応して生じるリップル電圧（電圧変動）のみを平滑化可能な静電容量を有している。すなわち、コンデンサ（3a）は、コンバータ回路（2）によって整流された電圧（電源電圧に起因する電圧変動）を平滑化するような静電容量を有さない小容量のコンデンサである。そのため、直流リンク部（3）が出力する直流リンク電圧（vdc）は、その最大値がその最小値の2倍以上となるような大きな脈動を有している。

[0043] <インバータ回路（4）>

インバータ回路（4）は、入力ノードが直流リンク部（3）のコンデンサ（3a）に並列に接続され、直流リンク部（3）の出力をスイッチングして三相交流に変換し、接続されたモータ（7）に供給するようになっている。本実施形態のインバータ回路（4）は、複数のスイッチング素子がブリッジ結線されて

構成されている。このインバータ回路 (4) は、三相交流をモータ (7) に出力するので、6個のスイッチング素子 ( $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ) を備えている。詳しくは、インバータ回路 (4) は、2つのスイッチング素子を互いに直列接続してなる3つのスイッチングレグを備え、各スイッチングレグ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、それぞれモータ (7) の各相のコイル (図示は省略) に接続されている。また、各スイッチング素子 ( $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ) には、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。インバータ回路 (4) は、これらのスイッチング素子 ( $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ) のオンオフ動作によって、直流リンク部 (3) から入力された直流リンク電圧 ( $v_{dc}$ ) をスイッチングして三相交流電圧に変換し、モータ (7) へ供給する。なお、このオンオフ動作の制御は、制御部 (5) が行う。

[0044] <制御部 (5)>

制御部 (5) は、モータ (7) に流れる電流 (モータ電流 ( $i_u, i_v, i_w$ )) が、電源電圧 ( $v_{in}$ ) の脈動に同期して脈動するように、インバータ回路 (4) におけるスイッチング (オンオフ動作) を制御する。すなわち、電力変換装置 (1) は、いわゆるコンデンサレスインバータの一例である。図2は、制御部 (5) の構成例を示すブロック図である。この例では、制御部 (5) は、速度制御部 (50)、電流指令生成部 (51)、高調波成分除去部 (52)、 $dq$  軸電流制御部 (53) (図中では電流制御部と略記)、電圧歪み補正部 (54) 及び PWM 演算部 (55) を備えている。

[0045] -速度制御部 (50) -

速度制御部 (50) は、モータ (7) の機械角の回転角周波数 ( $\omega_m$ ) と、機械角の指令値 ( $\omega_m^*$ ) との偏差を求めるとともに、該偏差に比例・積分演算 (PI 演算) を行ってトルク指令値 ( $T^*$ ) を電流指令生成部 (51) に出力する。

[0046] -電流指令生成部 (51) -

図3は、電流指令生成部 (51) の構成例を示すブロック図である。同図に示すように、この電流指令生成部 (51) は、基本波成分演算部 (51a)、絶対

値演算部 (51b) (図3では  $abs$  と略記)、入力電流制御部 (51c)、 $dq$  電流指令値生成部 (51d)、乗算器 (51e, 51f)、及び加算器 (51g) を備え、トルク指令値 ( $T^*$ )、電源電圧 ( $v_{in}$ ) の位相角 ( $\theta_{in}$ ) の正弦値 ( $\sin(\theta_{in})$ )、及び入力電流 ( $i_{in}$ ) の絶対値 ( $|i_{in}|$ ) が入力されている。

[0047] この電流指令生成部 (51) では、基本波成分演算部 (51a) は、交流電源 (6) の半周期の整数倍の期間、フーリエ変換を行って入力電流 ( $i_{in}$ ) の絶対値から、電源電圧の基本波成分を抽出するようになっている。このように、フーリエ変換を交流電源 (6) の半周期の整数倍とすることで、所望の周波数成分を適切に抽出することが可能になる。この例では、具体的には、基本波成分演算部 (51a) は、 $\sin(\theta_{in})$  と入力電流 ( $i_{in}$ ) との積を平均化した値の2倍を、第1の値 ( $i_{in\_1st}$ ) として求めている。

[0048] 絶対値演算部 (51b) は、 $\sin(\theta_{in})$  の絶対値を求めるようになっている。また、乗算器 (51e) は、 $\sin(\theta_{in})$  の絶対値に第1の値 ( $i_{in\_1st}$ ) を乗じて入力電流の絶対値の指令値 ( $|i_{in}^*|$ ) を求めるようになっている。

[0049] 入力電流制御部 (51c) は、入力電流 ( $i_{in}$ ) の絶対値の指令値 ( $|i_{in}^*|$ ) と、入力電流 ( $i_{in}$ ) の絶対値 ( $|i_{in}|$ ) との偏差が小さくなるように指令値を生成する。

[0050] 乗算器 (51f) は、 $\sin(\theta_{in})$  の絶対値とトルク指令値 ( $T^*$ ) とを乗算する。この乗算結果は、電源周波数の2倍の周波数で脈動する。この乗算結果は、加算器 (51g) に入力される。加算器 (51g) は、乗算器 (51f) の出力と、入力電流制御部 (51c) が出力した指令値とを加算する。加算結果は、電流指令値 ( $idq^*$ ) として  $dq$  電流指令値生成部 (51d) に入力される。

[0051]  $dq$  電流指令値生成部 (51d) は、電流指令値 ( $idq^*$ ) と、後述の電流位相指令値 ( $\beta^*$ ) とから、 $d$  軸電流指令値 ( $id^*$ ) と  $q$  軸電流指令値 ( $iq^*$ ) を求めて、高調波成分除去部 (52) に出力するようになっている。詳しくは、 $dq$  電流指令値生成部 (51d) は、電流指令値 ( $idq^*$ ) に対して所定値 ( $\beta^*$ ) の負の正弦値 ( $-\sin\beta^*$ ) と余弦値 ( $\cos\beta^*$ ) とを乗じて、それぞれ  $d$  軸電流指令値 ( $id^*$ ) と  $q$  軸電流指令値 ( $iq^*$ ) とを生成する。ここで、 $\beta^*$  は、モ一

タ (7) に流す電流の位相  $\beta$  の指令値である。

[0052] ー高調波成分除去部 (52) ー

高調波成分除去部 (52) は、入力された信号から、モータ電流歪みに基づく高調波成分を低減する。図 2 に示すように、高調波成分除去部 (52) は 2 箇所 に設けられている。図 2 等では両者を区別するため、符号に枝番 (-1, 2) を付してある。図 4 は、高調波成分除去部 (52) の構成例を示すブロック図である。図 4 では、電流指令生成部 (51) に接続された高調波成分除去部 (52-1) を例示してある。高調波成分除去部 (52-1) には、電流指令値 ( $i_d^*, i_q^*$ ) が入力されている。なお、高調波成分除去部 (52-2) は、入力される信号が電流指令値 ( $i_d', i_q'$ ) と実電流値 ( $i_d, i_q$ ) の偏差である点が高調波成分除去部 (52-1) と異なる。

[0053] 高調波成分除去部 (52-1) では、交流電源 (6) の半周期の整数倍の期間に基づいて、フーリエ変換を行って電流指令値 ( $i_d^*, i_q^*$ ) から、モータ (7) の電圧の 6 次成分を抽出するようになっている。具体的には高調波成分除去部 (52-1) は、d 軸電流指令値 ( $i_d^*$ ) と  $\sin(6\theta)$  の積と d 軸電流指令値 ( $i_d^*$ ) と  $\cos(6\theta)$  の積を平均化した値の 2 倍の値を求め、その値と  $\sin(6\theta)$ 、 $\cos(6\theta)$  の積を加算し、d 軸電流指令値 ( $i_d^*$ ) の 6 次成分 ( $i_{d\_6th}^*$ ) として求める。ここで、 $\theta$  は、モータ (7) の電圧の基本波成分の位相である。高調波成分除去部 (52-1) は、d 軸電流指令値 ( $i_d^*$ ) から 6 次成分 ( $i_{d\_6th}^*$ ) を減算した値を出力する。すなわち、 $i_d^* \times \sin 6\theta$  を平均化した値の 2 倍の値を  $i_{d\_ \sin 6\theta}$  とし、 $i_d^* \times \cos 6\theta$  を平均化した値の 2 倍の値を  $i_{d\_ \cos 6\theta}$  とすると、 $i_{d\_ 6th}^*$  は以下のように表せる。

[0054]  $i_{d\_ 6th}^* = i_{d\_ \sin 6\theta} \times \sin 6\theta + i_{d\_ \cos 6\theta} \times \cos 6\theta$

また、高調波成分除去部 (52-1) は、q 軸電流指令値 ( $i_q^*$ ) と  $\sin(6\theta)$  の積と q 軸電流指令値 ( $i_q^*$ ) と  $\cos(6\theta)$  の積を加算し、平均化した値の 2 倍の値を求め、その値と  $\sin(6\theta)$ 、 $\cos(6\theta)$  の積を加算

し、q軸電流指令値 ( $i_q^*$ ) の6次成分 ( $i_{q\_6th}^*$ ) として求める。高調波成分除去部 (52-1) は、q軸電流指令値 ( $i_q^*$ ) から6次成分 ( $i_{q\_6th}^*$ ) を減算した値を出力する。

[0055] なお、モータ電流歪みに基づく高調波成分は、モータ (7) の電圧の基本波の周波数 (基本周波数 ( $\theta$ )) の  $6n$  倍 ( $n$  は整数) の周波数成分を有している。

[0056] - d q 軸電流制御部 (53) -

d q 軸電流制御部 (53) は、本発明の電流制御部の一例である。d q 軸電流制御部 (53) は、モータ電流 ( $i_u, i_v, i_w$ ) の指令値 ( $i_d'^*, i_q'^*$ ) と実電流値 ( $i_d, i_q$ ) との偏差が小さくなるように、電圧指令値 ( $v_d^*, v_q^*$ ) を生成する。d q 軸電流制御部 (53) は、後述する補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) の周波数成分未満の帯域を有している。これは、モータ電圧歪みに基づくモータ電流の高調波成分に対して、電流制御の応答を鈍らせるためである。

[0057] - 電圧歪み補正部 (54) -

制御部 (5) では、電源側に含まれる、モータ電圧歪みに基づく高調波成分 (後述) が低減するように、インバータ回路 (4) への電圧指令値 ( $v_d^*, v_q^*$ ) に、補償値 (後述の補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ )) を調整する。電圧歪み補正部 (54) は、この補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を生成する。

[0058] 図5は、電圧歪み補正部 (54) の構成例を示すブロック図である。同図に示すように、電圧歪み補正部 (54) は、位相調整部 (54a)、ゲイン調整部 (54b)、乗算器 (54c) を備えている。電圧歪み補正部 (54) は、直流リンク電圧 ( $v_{dc}$ ) に含まれる誘起電圧の基本波成分の6倍の周波数 (すなわち、前記基本周波数の6倍の周波数) の信号 (モータ電圧歪みに基づく高調波成分) を抽出している。具体的には、電圧歪み補正部 (54) は、直流リンク電圧 ( $v_{dc}$ ) をフーリエ変換して前記基本周波数の6倍の周波数成分を得ている。また、電圧歪み補正部 (54) には、 $\omega\phi$  が入力されている。この  $\omega\phi$  は、無負荷誘起電圧である。

[0059] ゲイン調整部 (54b) で  $\omega\phi$  のゲインを調整した後、その信号と  $\cos$  (6

$\theta$ ) とで乗算を行っている (以下、乗算結果を電圧振幅 (Vh) とよぶ)。

[0060] 位相調整部 (54a) は、直流リンク電圧 (vdc) に含まれるモータの電圧の基本波成分の6倍周波数成分の位相 ( $\delta$ ) を検出し、その位相を調整 (後述) して出力する。位相調整部 (54a) の出力は、 $6\theta$  と加算される。これにより、 $(6\theta + \delta)$  が算出される。

[0061] そして、電圧歪み補正部 (54) では、 $-\sin(6\theta + \delta)$  と電圧振幅 (Vh) の積を求めて、d軸電圧指令値 ( $vd^*$ ) を補正するd軸補償電圧 ( $vd\_h$ ) を生成する。また、電圧歪み補正部 (54) は、 $-\cos(6\theta + \delta)$  と電圧振幅 (Vh) の積を求めて、q軸電圧指令値 ( $vq^*$ ) を補正するq軸補償電圧 ( $vq\_h$ ) を生成する。この例では、それぞれの補償電圧 ( $vd\_h, vq\_h$ ) は、モータ (7) の電圧の基本波の周波数 (基本周波數位相 ( $\theta$ )) の  $6n$  倍 ( $n$  は整数) の周波数成分を有している。d軸補償電圧 ( $vd\_h$ )、q軸補償電圧 ( $vq\_h$ ) は、dq軸電流制御部 (53) が出力したd軸電圧指令値 ( $vd^*$ )、q軸電圧指令値 ( $vq^*$ ) とそれぞれ加算され、新たなd軸電圧指令値 ( $vd'^*$ )、q軸電圧指令値 ( $vq'^*$ ) としてPWM演算部 (55) に出力される。すなわち、PWM演算部 (55) に出力される電圧指令値 ( $vd'^*, vq'^*$ ) は、前記高調波成分に応じて補償されることになる。本実施形態では、電源側に含まれる、モータ電圧歪みに基づく高調波成分が低減するように、補償電圧 ( $vd\_h, vq\_h$ ) が変更される。より具体的には、後述のように、前記位相 ( $\delta$ ) の値が調整される。

[0062] - PWM演算部 (55) -

PWM演算部 (55) は、d軸電圧指令値 ( $vd'^*$ )、q軸電圧指令値 ( $vq'^*$ )、直流リンク電圧 (vdc)、及び、モータ (7) の回転子 (図示は省略) の回転角 (電気角 ( $\theta_e$ )) が入力されている。PWM演算部 (55) は、これらの値に基づいて、各スイッチング素子 ( $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ) のオンオフ動作を制御するゲート信号 (G) を生成する。

[0063] <電力変換装置 (1) の動作>

<概要>

本実施形態では、直流リンク部 (3) に小容量のコンデンサ (3a) を設けているため、直流リンク電圧 (vdc) がより大きく脈動する。直流リンク電圧 (vdc) の脈動により、コンバータ回路 (2) のダイオード (D1~D4) の電流導通幅が広くなり、その結果力率が改善する。また制御部 (5) は、モータ電流 ( $i_u, i_v, i_w$ ) が、電源電圧 ( $v_{in}$ ) の脈動に同期して脈動するように、インバータ回路 (4) におけるスイッチングを制御する。

[0064] <制御部 (5) の動作>

本実施形態では、制御部 (5) の高調波成分除去部 (52) は、d q 軸電流制御部 (53) へ入力されるモータ電流歪みに基づく高調波成分を低減する。具体的には、高調波成分除去部 (52-1) は、交流電源 (6) の半周期の整数倍の期間、フーリエ変換を行って電流指令値 ( $i_d^*, i_q^*$ ) から、モータ (7) の電圧の6次成分を抽出する。そして、高調波成分除去部 (52-1) は、電流指令値 ( $i_d^*, i_q^*$ ) から抽出した6次成分 ( $i_{d\_6th}^*, i_{q\_6th}^*$ ) を減じて新たな電流指令値 ( $i_{d'}^*, i_{q'}^*$ ) を生成する。これにより、モータ電流歪みに基づく高調波成分を低減した信号がd q 軸電流制御部 (53) へ入力されることになる。

[0065] また、本実施形態では、電圧歪み補正部 (54) が補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を求めて、その補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) で電圧指令値 ( $v_d^*, v_q^*$ ) を補償する。そのため、インバータ回路 (4) の出力電圧は、モータ電圧歪みに基づく高調波成分に応じて補償されることになる。本実施形態では、モータ電圧歪みに基づく高調波成分を検出しつつ前記補償の量を調整している。図6は、制御部 (5) が行う補償電圧動作を説明するフローチャートである。制御部 (5) は、補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を変化させた前後の、モータ電圧歪みに基づく高調波成分の増減に応じて補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を調整する。具体的には、制御部 (5) では、いわゆる山登り法で前述の位相 ( $\delta$ ) を調整する。

[0066] まず、ステップ (S01) では、電圧歪み補正部 (54) がモータ電圧歪みに基づく高調波成分を抽出する。ステップ (S02) では、制御部 (5) が、ステップ (S01) で抽出した、モータ電圧歪みに基づく高調波成分と、従前に抽出された、モータ電圧歪みに基づく高調波成分とを比較して、モータ電圧歪みに

基づく高調波成分の増減を判断する。モータ電圧歪みに基づく高調波成分が増加した場合にステップ (S03) に進み、増加していない場合にはステップ (S04) に進む。制御部 (5) は、ステップ (S03) では、位相調整部 (54a) を制御して位相 ( $\delta$ ) を遅らせ、ステップ (S04) では、位相 ( $\delta$ ) を進める。その後、制御部 (5) は、ステップ (S05) に進み、位相 ( $\delta$ ) を遅らせる。ステップ (S05) での位相の変化量は、ステップ (S03) やステップ (S04) における変化量よりも大きい。

[0067] ステップ (S06) では、電圧歪み補正部 (54) が再び、モータ電圧歪みに基づく高調波成分を抽出する。また、ステップ (S07) では、制御部 (5) が、ステップ (S06) で抽出した高調波成分と、位相 ( $\delta$ ) 調整前に抽出された、モータ電圧歪みに基づく高調波成分とを比較して、モータ電圧歪みに基づく高調波成分の増減を判断する。モータ電圧歪みに基づく高調波成分が増加した場合にステップ (S08) に進み、増加していない場合にはステップ (S09) に進む。制御部 (5) は、ステップ (S08) では、位相調整部 (54a) を制御して位相 ( $\delta$ ) を進め、ステップ (S09) では位相 ( $\delta$ ) を遅らせる。その後、制御部 (5) は、ステップ (S10) に進み、位相 ( $\delta$ ) を進める。このように位相 ( $\delta$ ) を変動させることで、モータ電圧歪みに基づく高調波成分が減少する位相 ( $\delta$ ) を探索することができる。

[0068] 〈本実施形態における効果〉

図7 (A) 及び図7 (B) は、電圧歪み補正部 (54) による補正の効果を説明する波形図である。図7 (A) は、補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を重畳しなかった場合の、モータの入力電力 ( $p$ )、U相のモータ誘起電圧 ( $v_u$ )、U相の相電流 ( $i_u$ ) (モータ電流) を示す波形図である。また、図7 (B) は、補償電圧 ( $v_{d\_h}, v_{q\_h}$ ) を重畳した場合の、入力電力 ( $p$ )、モータ誘起電圧 ( $v_u$ )、モータ電流 ( $i_u$ ) を示す波形図である。図7 (A) では、歪みを含んだ電圧に対して、歪みの少ない電流を流しているため、モータ入力電力が歪んでしまい、そのモータ電力に含まれる高調波成分が直流リンク電圧や電源側の電流、電力に流出することになる。一方、図7 (B) では、電圧の

歪みに対して逆相の歪みを有した電流を流しているため、モータ入力電力には高調波成分が含まれていない。このように、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) を適切に重畳することで、モータ電流 ( $i_u$ ) にはモータ電圧歪みに対して逆相の高調波成分が含まれるため、モータの入力電力、ひいては電源側の電流、電力、直流リンク電圧の歪みを低減できる。

[0069] しかも、本実施形態では、モータ (7) の運転状態 (回転数や負荷トルクなど) に応じて位相 ( $\delta$ ) を探索するので、電源に流出する、モータ電圧歪みに基づく高調波成分を効果的に低減させることが可能になる。すなわち、本実施形態によれば、いわゆるコンデンサレスインバータにおいて、モータの運転状態に応じて、モータ電圧歪みに起因する電源高調波を低減できる。

[0070] また、本実施形態では、モータ電流歪みに基づく高調波成分を低減した信号が  $d$   $q$  軸電流制御部 (53) へ入力される。それゆえ、高調波の外乱で制御が不安定になるのを回避することが可能になる。

[0071] また、インバータ回路 (4) では、スイッチング素子 ( $S_u$ ,  $S_v$ ,  $S_w$ ,  $S_x$ ,  $S_y$ ,  $S_z$ ) のオンオフ状態を切替える際に、同じスイッチングレグにおいて上及び下アームのスイッチング素子が双方ともにオフになる期間 (いわゆるデッドタイム) を設けて、上下アームの短絡防止を図るのが一般的である。しかし、このデッドタイムを設けることで、インバータの出力電圧つまりモータの入力電圧にはモータ (7) の基本周波数の  $6n$  倍 ( $n$  は整数) の電圧歪みが含まれてしまう。モータの入力電圧に歪み成分が含まれると、モータ入力電力にも歪みが生じる場合があり、その結果、そのモータ電力に含まれる高調波成分が直流リンク電圧や電源側の電流、電力に流出することになる。そのため、デッドタイムを設けることは、電源高調波を増加させる一因となる可能性がある。しかしながら、本実施形態のように、直流リンク電圧に含まれるモータ基本波周波数の  $6n$  倍の成分が低減するように、補償電圧 ( $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ) を制御することで、デッドタイムに起因する電源高調波を低減させることが可能になる。

[0072] 《その他の実施形態》

なお、モータ電圧歪みに基づく高調波成分は、インバータ回路（４）への入力電流や、インバータ回路（４）への入力電力、モータへの入力電力をフーリエ変換したりすることによって抽出するようにしてもよい。

[0073] また、補償電圧（ $v_{d\_h}$ ,  $v_{q\_h}$ ）は、位相（ $\delta$ ）の調整に代えて、振幅（電圧振幅（ $V_h$ ））を変化させて調整してもよいし、位相（ $\delta$ ）と電圧振幅（ $V_h$ ）の両方を変化させて調整してもよい。

[0074] また、２つの高調波成分除去部（52-1,2）のうちの何れか一方を省略することも可能である。

[0075] また、高調波成分除去部（52-1,2）では、モータ（７）の回転数、トルク、及び電力の何れかに応じて、モータ電流歪みに基づく高調波成分の除去量を変化させるようにしてもよい。

[0076] また、本発明は、いわゆるマトリクスコンバータにも適用できる。図８は、マトリクスコンバータの構成例を示すブロック図である。この例では、三相の交流電源（６）と接続された９個のスイッチング素子（ $S_1, S_2, \dots, S_9$ ）で三相交流をスイッチングしてモータ（７）に三相交流を供給する。

[0077] また、交流電源（６）として三相の交流電源を採用することも可能である。図９は、交流電源として三相の交流電源（６）を用いた場合の電力変換装置（１）の構成例を示すブロック図である。同図に示すように、コンバータ回路（２）は、６つのダイオード（ $D_1 \sim D_6$ ）がブリッジ状に結線されたダイオードブリッジ回路である。これらのダイオード（ $D_1 \sim D_6$ ）は、三相の交流電源（６）の交流電圧を全波整流して、直流電圧に変換する。このコンバータ回路（２）の構成では、直流リンク部（３）の電圧脈動の周波数が電源周波数の６倍になる。

[0078] また、電圧歪み補正部（５４）は、モータ（７）への入力電力から高調波成分を抽出するように構成してもよいし、コンデンサ（３a）の電圧から高調波成分を抽出するように構成してもよい。

### 産業上の利用可能性

[0079] 本発明は、入力された電力をスイッチングして所定の電力に変換する電力

変換装置として有用である。

### 符号の説明

[0080]	1	電力変換装置
	2	コンバータ回路
	3	直流リンク部
	3 a	コンデンサ
	4	インバータ回路
	5	制御部
	6	交流電源
	7	モータ
	5 4	電圧歪み補正部

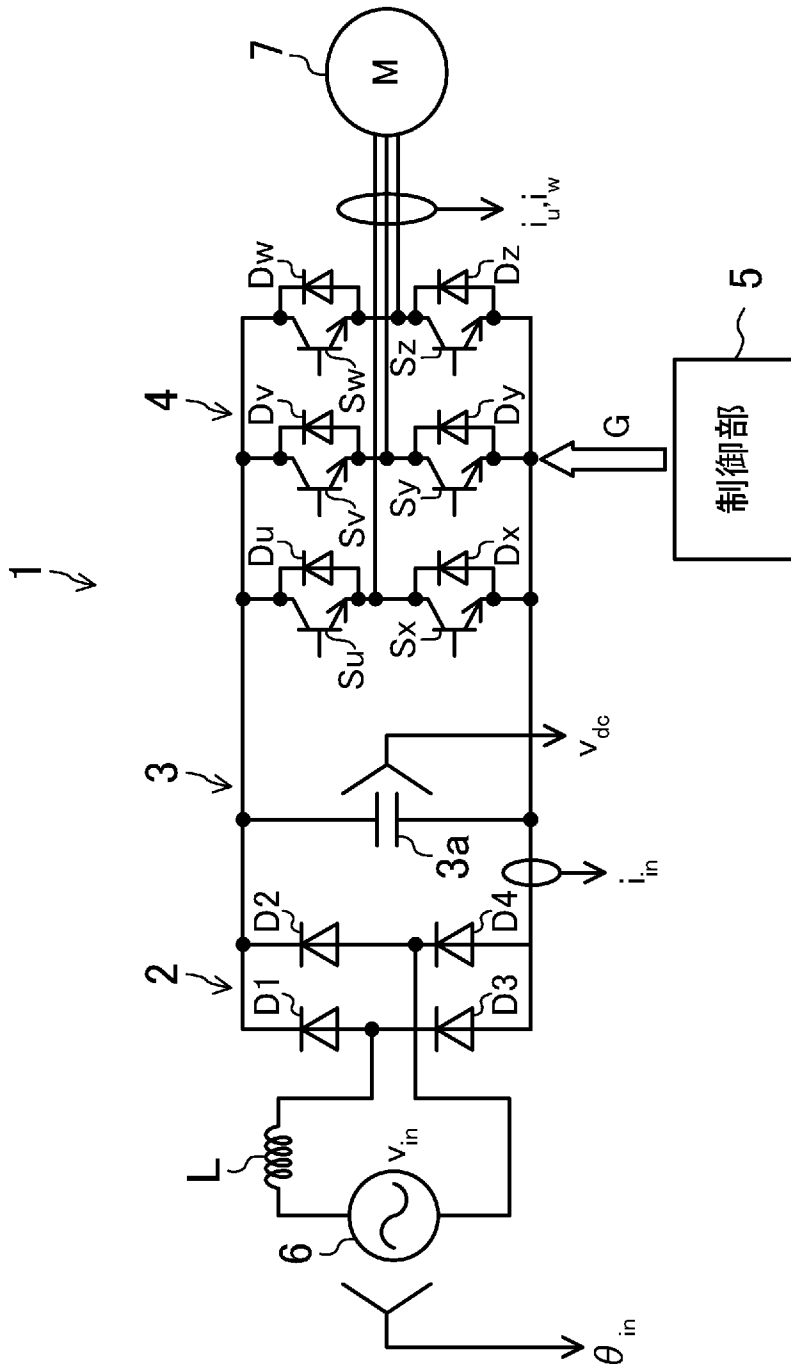
## 請求の範囲

- [請求項1]        スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) を備えて、交流電源 (6) から供給された入力交流電力を所定の電圧及び周波数の出力交流電力に電力変換し、接続されたモータ (7) に供給する電力変換装置であって、
- 前記スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチングを制御する制御部 (5) と、
- 前記スイッチング素子 (Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチングにより生じるリップルを平滑するコンデンサ (3a) と、
- 前記モータ (7) に流れる電流を制御する電流制御部 (53) と、
- モータ入力電力歪みに起因する高調波成分を検出し、前記高調波成分の値に応じて補償値 (vd\_h, vq\_h) を前記電流制御部 (53) の出力に重畳する電圧歪み補正部(54)と、
- を備えている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、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記モータ (7) への入力電力から前記高調波成分を抽出することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項3]        請求項 1 の電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記コンデンサ (3a) の電圧から前記高調波成分を抽出することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項4]        請求項 1 の電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、電力変換装置への入力電流から前記高調波成分を抽出することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項5]        請求項 2 から請求項 4 のうちの何れか 1 つの電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記交流電源 (6) の半周期の整数倍の期間に基づいて、フーリエ変換を行って前記高調波成分を抽出することを特徴とする電力変換装置。

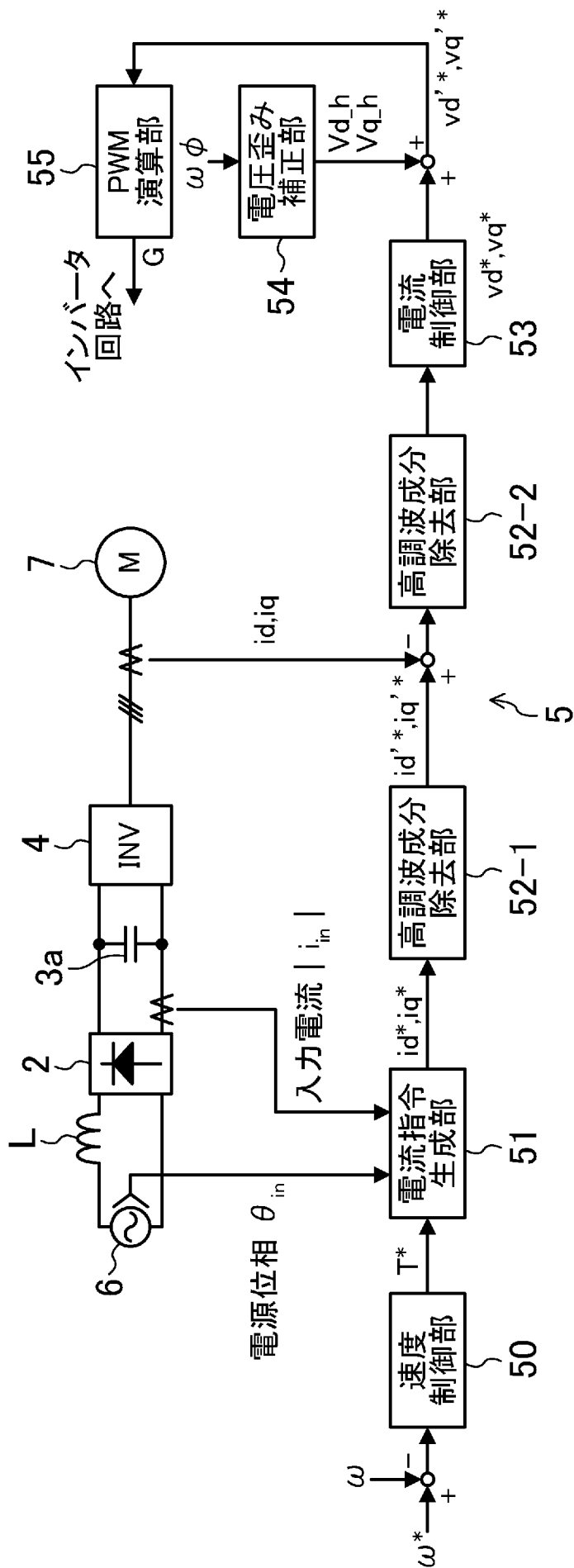
- [請求項6] 請求項2から請求項5のうちの何れか1つの電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記補償値 ( $v_d\_h, v_q\_h$ ) を変化させた前後の前記高調波成分の増減に応じて、前記補償値 ( $v_d\_h, v_q\_h$ ) を調整することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項7] 請求項2から請求項6のうちの何れか1つの電力変換装置において、
- 前記補償値 ( $v_d\_h, v_q\_h$ ) は、前記モータ (7) の電圧の基本周波数の  $6n$  倍 ( $n$  は整数) の周波数成分を有していることを特徴とする電力変換装置。
- [請求項8] 請求項2から請求項4のうちの何れか1つの電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記モータ (7) の回転数、トルク、及び電力の何れかに応じて前記補償値 ( $v_d\_h, v_q\_h$ ) の振幅を調整することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項9] 請求項2から請求項4のうちの何れか1つの電力変換装置において、
- 前記電圧歪み補正部(54)は、前記補償値 ( $v_d\_h, v_q\_h$ ) の位相及び振幅の少なくとも一方を調整することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項10] 請求項1の電力変換装置において、
- 前記入力交流電力を全波整流するコンバータ回路 (2) を備え、
- 前記コンデンサ (3a) は、前記コンバータ回路 (2) の出力間に並列接続されて直流リンク部 (3) を構成して脈動する直流電圧 ( $v_{dc}$ ) を出力し、
- 前記スイッチング素子 ( $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ) は、インバータ回路 (4) を構成し、前記直流リンク部 (3) の出力をスイッチングして交流電力に変換して前記モータ (7) に供給し、
- 前記制御部 (5) は、前記モータ (7) の電流 ( $i_u, i_v, i_w$ ) が、前記

電源電圧 ( $v_{in}$ ) の脈動に同期して脈動するように、前記スイッチングを制御することを特徴とする電力変換装置。

[図1]

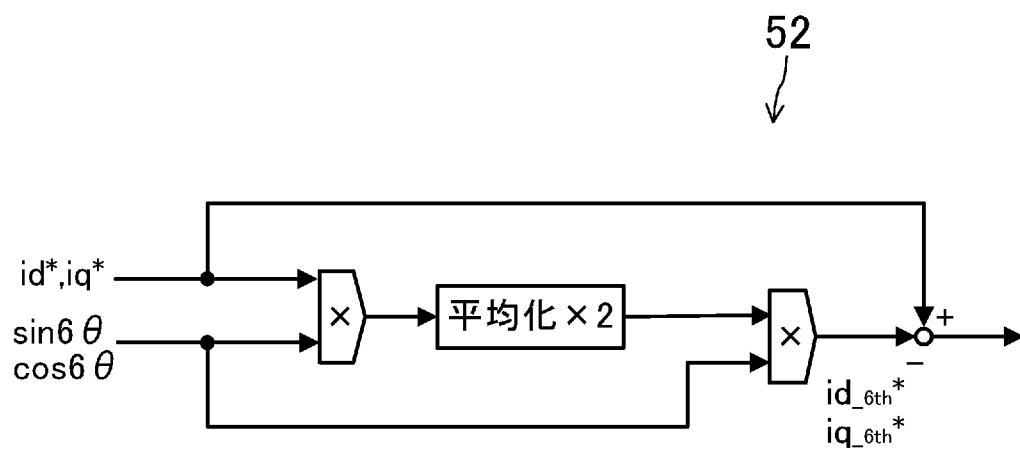


[図2]

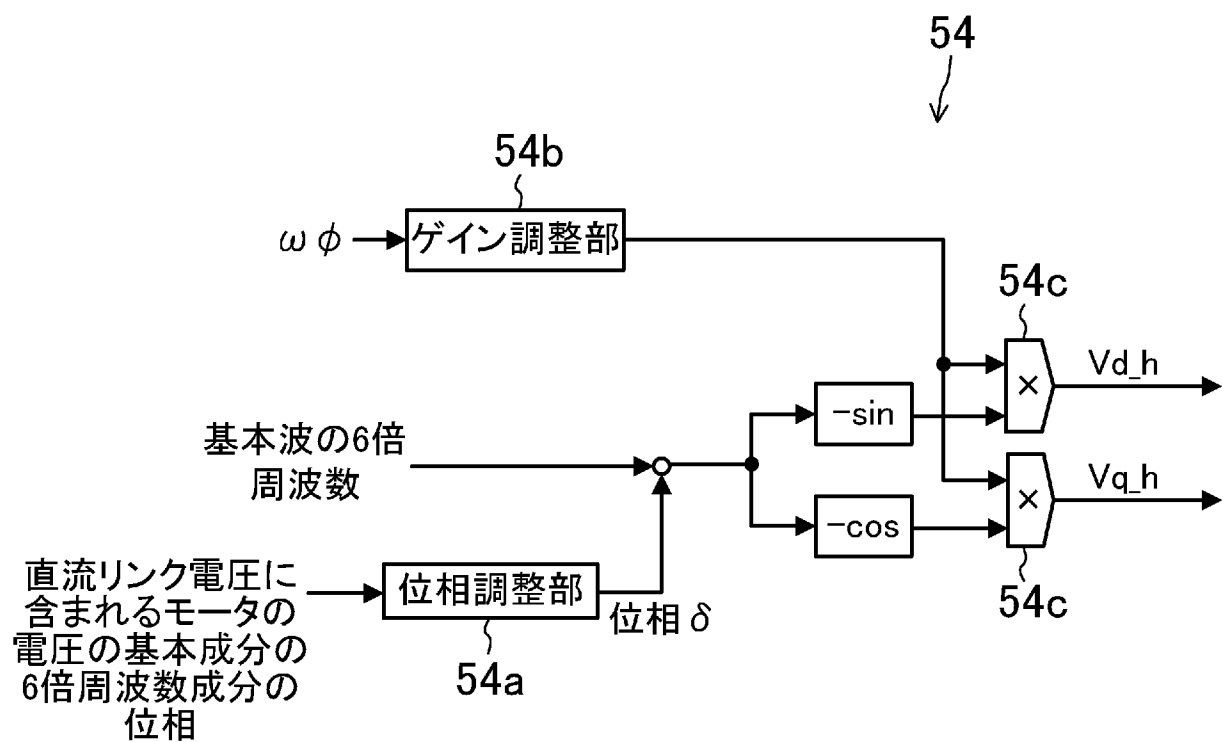




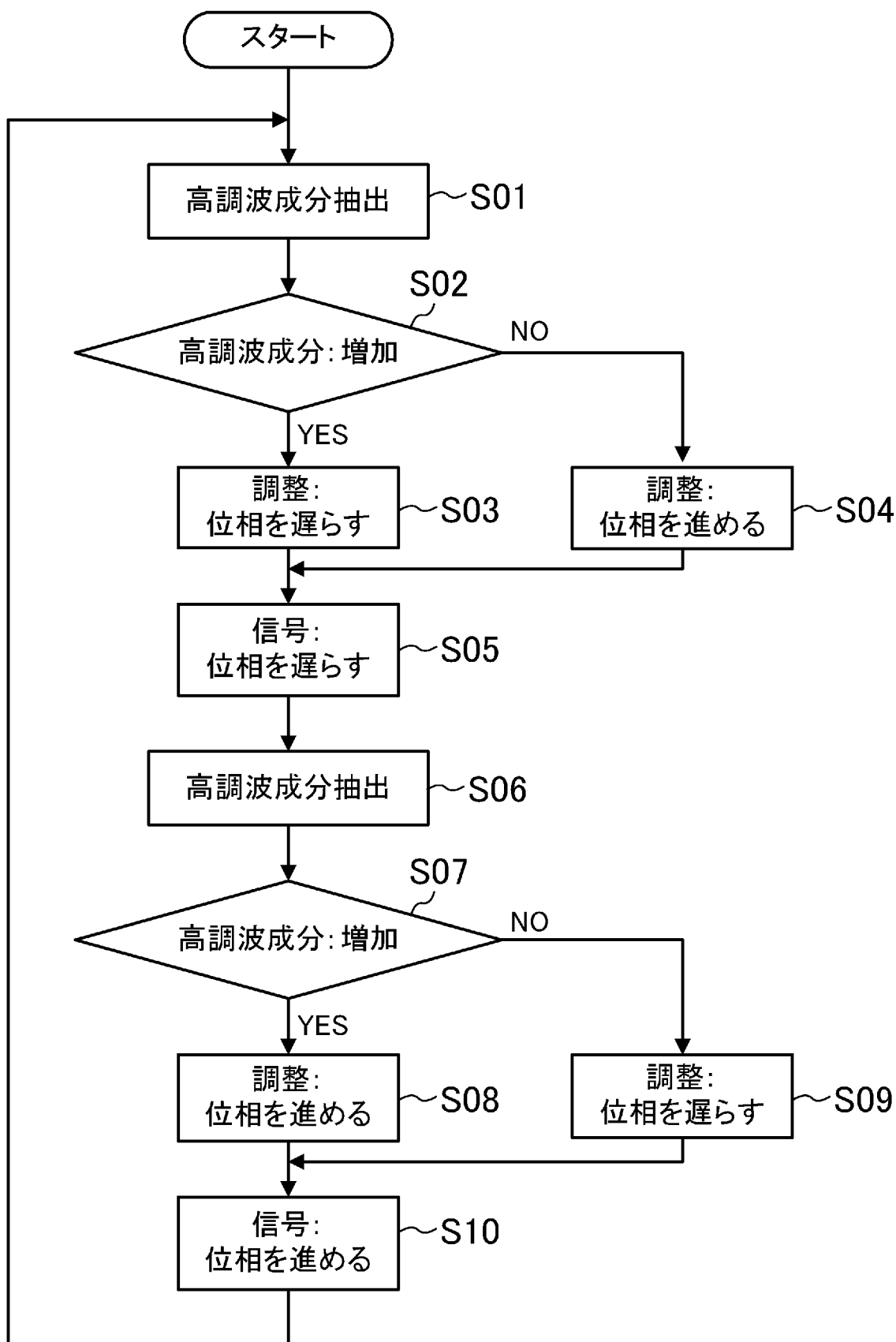
[図4]



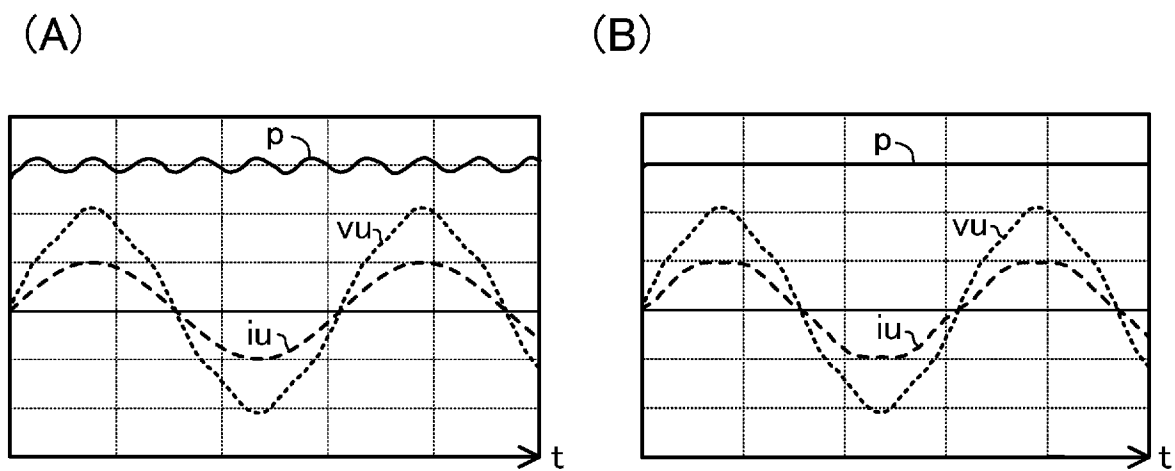
[図5]



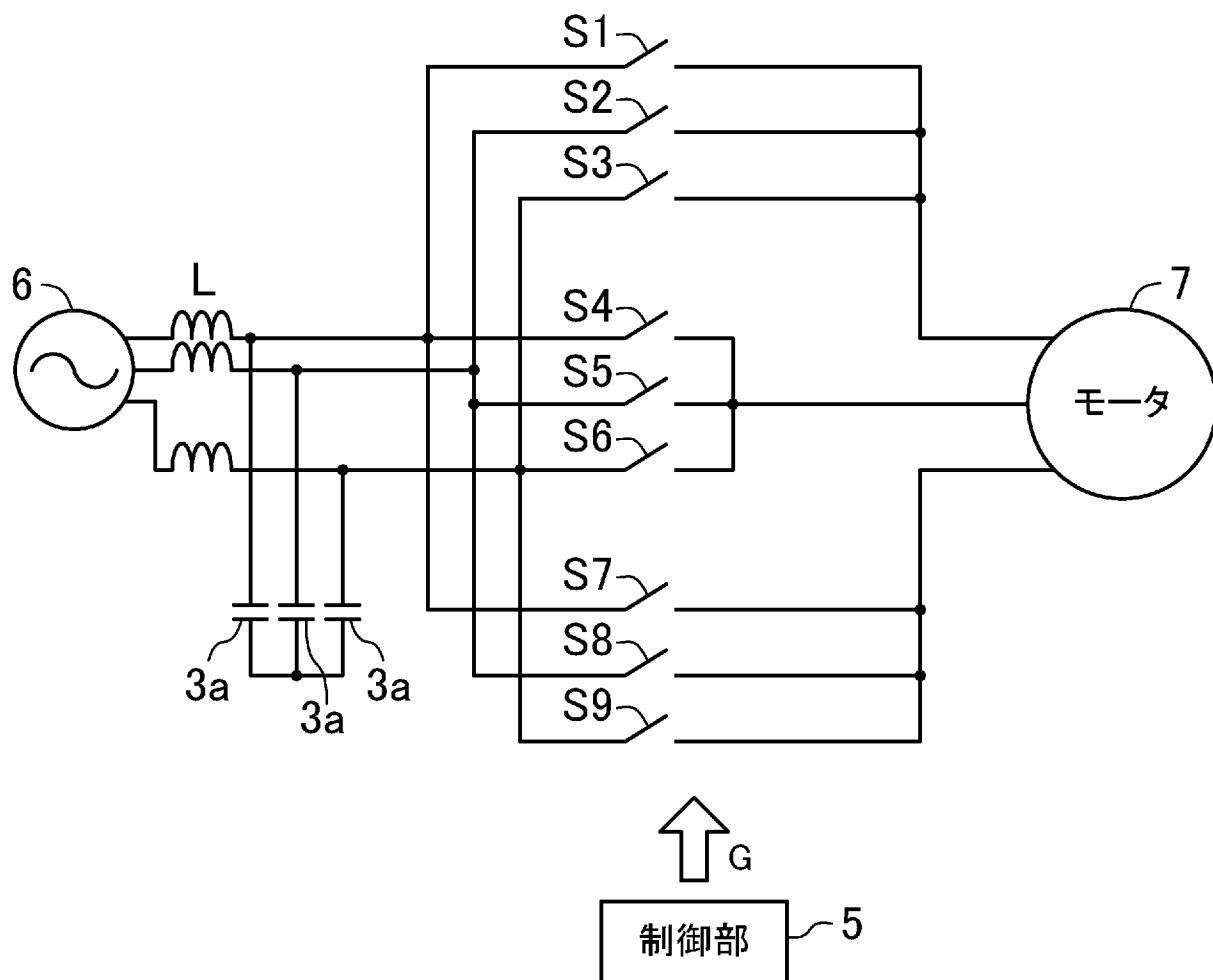
[図6]



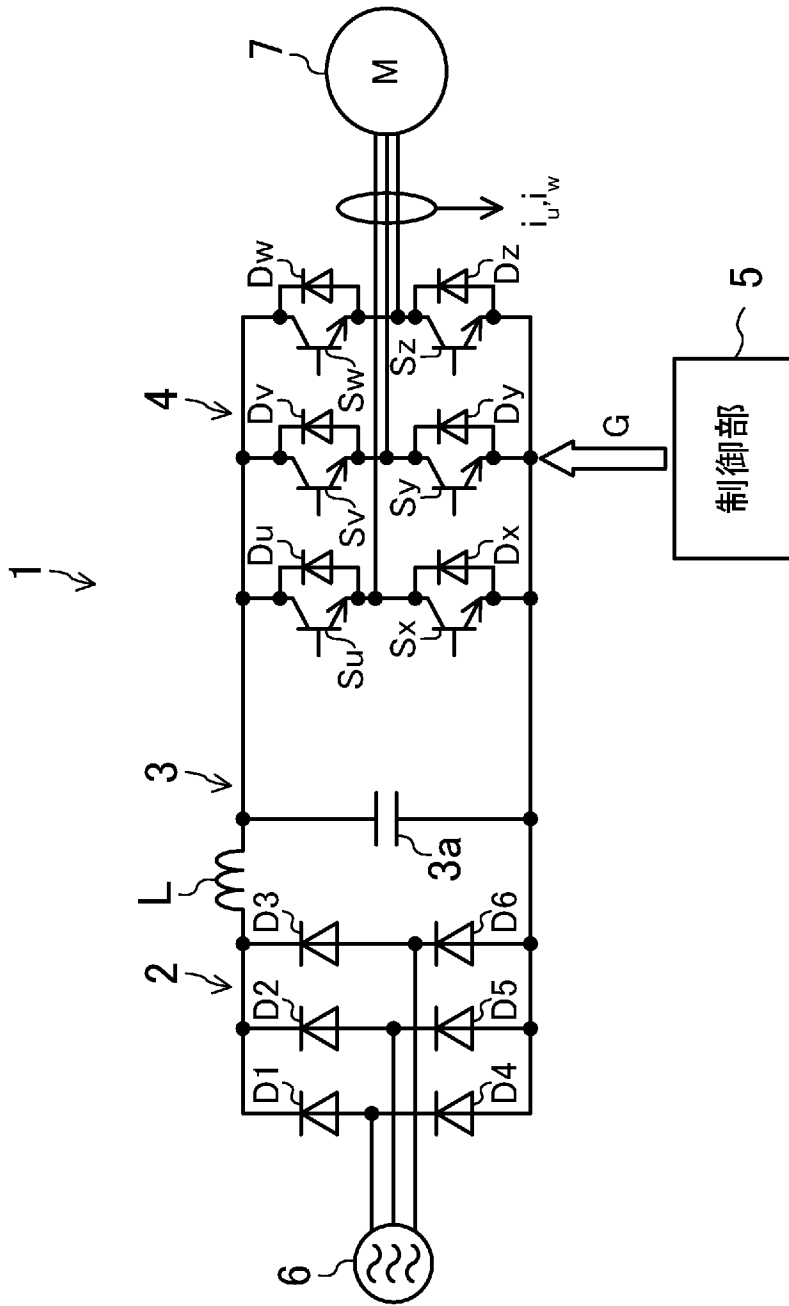
[図7]



[図8]



[図9]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/000279

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P27/04(2006.01)i, H02M7/12(2006.01)n

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)

H02P21/00, H02M7/48, H02P27/04, H02M7/12

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	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

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.
Y	JP 4-54872 A (Hitachi, Ltd.), 21 February 1992 (21.02.1992), entire text; fig. 11 (Family: none)	1-10
Y	JP 2002-51589 A (Isao TAKAHASHI), 15 February 2002 (15.02.2002), entire text (Family: none)	1-10
Y	JP 2004-350496 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 09 December 2004 (09.12.2004), fig. 2 & US 2004/0245949 A1 & EP 1473823 A2	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

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
12 April, 2012 (12.04.12)Date of mailing of the international search report  
24 April, 2012 (24.04.12)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2012/000279

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 5-176584 A (Hitachi, Ltd.), 13 July 1993 (13.07.1993), abstract (Family: none)	8-9
A	JP 2004-32944 A (Okuma Corp.), 29 January 2004 (29.01.2004), entire text (Family: none)	1-10
A	JP 2004-80906 A (Railway Technical Research Institute), 11 March 2004 (11.03.2004), entire text (Family: none)	1-10
A	JP 2000-287481 A (Fujitsu General Ltd.), 13 October 2000 (13.10.2000), entire text (Family: none)	1-10
A	JP 11-89297 A (Toshiba Corp.), 30 March 1999 (30.03.1999), entire text (Family: none)	1-10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
 Int.Cl. H02P21/00(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P27/04(2006.01)i, H02M7/12(2006.01)n

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. H02P21/00, H02M7/48, H02P27/04, 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 1971-2012年  
 日本国実用新案登録公報 1996-2012年  
 日本国登録実用新案公報 1994-2012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
Y	JP 4-54872 A (株式会社日立製作所) 1992.02.21, 全文、第11図 (ファミリーなし)	1-10
Y	JP 2002-51589 A (高橋 勲) 2002.02.15, 全文 (ファミリーなし)	1-10
Y	JP 2004-350496 A (松下電器産業株式会社) 2004.12.09, 【図2】 & US 2004/0245949 A1 & EP 1473823 A2	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 12.04.2012	国際調査報告の発送日 24.04.2012
--------------------------	--------------------------

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) 当間 庸裕	3V	4017
	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
Y	JP 5-176584 A (株式会社日立製作所) 1993. 07. 13, 【要約】 (ファミリーなし)	8 - 9
A	JP 2004-32944 A (オークマ株式会社) 2004. 01. 29, 全文 (ファミリーなし)	1 - 10
A	JP 2004-80906 A (財団法人鉄道総合技術研究所) 2004. 03. 11, 全文 (ファミリーなし)	1 - 10
A	JP 2000-287481 A (株式会社富士通ゼネラル) 2000. 10. 13, 全文 (ファミリーなし)	1 - 10
A	JP 11-89297 A (株式会社東芝) 1999. 03. 30, 全文 (ファミリーなし)	1 - 10