

(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  
2019年1月3日(03.01.2019)



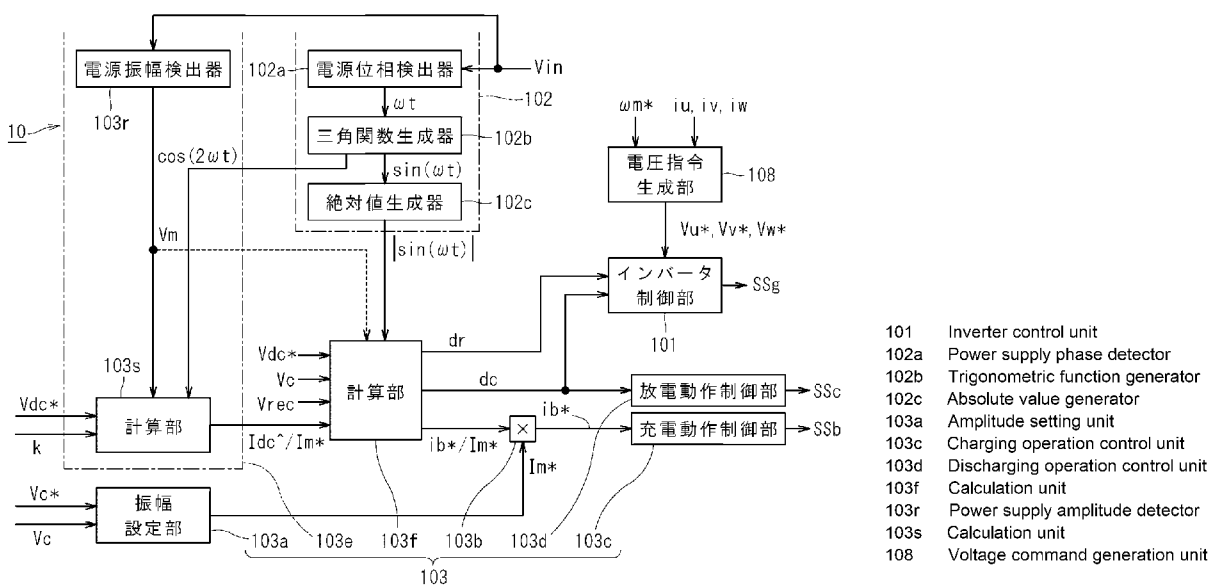
(10) 国際公開番号

WO 2019/004354 A1

- (51) 国際特許分類: *H02M 7/48* (2007.01) *H02M 3/155* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2018/024578
- (22) 国際出願日: 2018年6月28日(28.06.2018)
- (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 2017-128715 2017年6月30日(30.06.2017) 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二丁目4番12号梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者: 榊原 憲一 (SAKAKIBARA Kenichi); 〒5308323 大阪府大阪市北区中崎西二丁目4番12号梅田センタービル ダイキン工業株式会社内 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 吉竹 英俊, 外 (YOSHITAKE Hidetoshi et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区域見1丁目4番70号住友生命OBPプラザビル10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, 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, KE, KG, KH,

(54) Title: DIRECT POWER CONVERTER CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 直接形電力変換器用制御装置



(57) Abstract: The present invention eliminates the need for detecting current in controlling of a power buffer circuit used in a direct power converter. A normalized link-current estimation unit (103e) employs a first value as an estimated value ( $I_{dc}^*/I_{m}^*$ ) of a value obtained by normalizing link current flowing from a DC link to an inverter, said first value being calculated using a virtual DC voltage command ( $V_{dc}^*$ ), the phase ( $\omega t$ ) and amplitude ( $V_m$ ) of a single-phase AC voltage, and a distribution factor ( $k$ ). A calculation unit (103f) obtains a second value calculated using the virtual DC voltage command ( $V_{dc}^*$ ), a rectified voltage ( $V_{rec}$ ), and an end-to-end voltage ( $V_c$ ). If a normalized current command ( $|\sin(\omega t)|$ ) is less than the product of the first value and the second value, a normalized charging command ( $i_b^*/I_{m}^*$ ) is set to zero and a rectifier duty ( $dr$ ) is obtained by dividing the normalized current command ( $|\sin(\omega t)|$ ) by the first value.



WO 2019/004354 A1

KN, KP, KR, KW, 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, 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))

---

(57) 要約 : 直接形電力変換器に用いられる電力バッファ回路の制御において、電流の検出を不要とする。正規化リンク電流推定部 (103e) は、仮想直流電圧指令 ( $V_{dc}^*$ )、単相交流電圧の位相 ( $\omega t$ ) 及び振幅 ( $V_m$ ) 並びに分配率 ( $k$ ) を用いて計算される第1値を、直流リンクからインバータへ流れるリンク電流を正規化した値の推定値 ( $I_{dc}^{\wedge} / I_m^*$ ) として採用する。計算部 (103f) は、仮想直流電圧指令 ( $V_{dc}^*$ )、整流電圧 ( $V_{rec}$ )、両端電圧 ( $V_c$ ) を用いて計算される第2値を求める。正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) が第1値と第2値との積未満であれば、正規化充電指令 ( $i_b^* / I_m^*$ ) は0に設定され、整流デューティ ( $d_r$ ) は正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) を第1値で除して求められる。

## 明 細 書

**発明の名称**： 直接形電力変換器用制御装置

### 技術分野

[0001] この発明は、直流リンクを介して相互に接続された整流回路、インバータ、電力バッファ回路を備えた直接形電力変換器を、制御する技術に関する。

### 背景技術

[0002] 単相交流電源から得られる電力には、電源周波数の二倍の周波数の脈動が存在する。従って、単相交流電源から得られる単相交流電圧を整流して直流電圧を得る場合、この直流電圧を一定にするためには大容量のエネルギー蓄積要素が必要となる。

[0003] かかる必要性に鑑み、スイッチング素子を介してバッファコンデンサを直流リンクに接続し、これによって電圧源を生成する電力バッファ回路を採用した技術が提案されている（例えば下掲の特許文献1、非特許文献1）。かかる技術によれば、当該電圧源は、単相交流電源から得られる電圧とともに、高周波リンクを生成する直接形電力変換器において入力される電流の波形を正弦波とし、高い効率の特性が実現される。

[0004] 上記の技術では、単相交流電圧の波高値まで、直流リンクの直流電圧を高めることができる（例えば非特許文献1）。しかしバッファコンデンサが担うバッファ電圧として、実用的な値、例えば上記波高値の1.17倍の値を選択すると、電圧利用率は0.87程度に留まる。他方、同じバッファ電圧でも電圧利用率を0.95まで改善する制御方式が提案されている（例えば下掲の特許文献2）。

[0005] 上述の様な、電力バッファ回路との間で授受される電力の大きさに基づく制御方式とは異なり、電力変換器から出力される電圧に着目した制御方式も提案されている（例えば下掲の特許文献3及び非特許文献1）。当該制御方式では、電力バッファ回路が分担する電力（直流リンクとの間で授受される電力）における定常電力の割合を増すことにより昇圧動作を実現する。かか

る制御方式では、分担する電力が大幅に増加しない電圧範囲では効果的である。

[0006] なお、バッファ電圧に基づいて入力電流の振幅を制御する技術を開示する例として、特許文献4を挙げておく。

### 先行技術文献

#### 特許文献

- [0007] 特許文献1：特許第5804167号公報  
特許文献2：特許第5930108号公報  
特許文献3：特許第5626435号公報  
特許文献4：特許第5874800号公報

#### 非特許文献

- [0008] 非特許文献1：山下、榊原、「アクティブバッファ付き単相－三相電力変換器の電圧利用率を改善する電力制御法」、電気学会論文誌D、137巻、2号、電気学会、2017年2月1日、p. 112－118

### 発明の概要

#### 発明が解決しようとする課題

[0009] 特許文献3に示される制御方式では、電力バッファ回路が分担する電力は、他の要因によって受動的に決定される。具体的には、入力電流を正弦波とするように電力バッファ回路に流す電流を決定することで、電力バッファ回路が分担する電力の大きさが決定される。具体的な構成は示されていないものの、電力バッファ回路に流す電流を上述の様に決定するためには、諸処の電流を検出するための電流検出器が必要であり、制御回路の複雑化を招く。

[0010] この発明は上記の事情に鑑みてなされたもので、電力バッファ回路の制御において、電流の検出を不要とする技術を提供することを目的とする。

#### 課題を解決するための手段

[0011] この発明にかかる直接形電力変換器用制御装置は、直接形電力変換器を制御する制御装置（10）である。ここで、前記直接形電力変換器は、第1電

源線（LH）及び第2電源線（LL）を含む直流リンク（7）と、単相交流電圧（ $V_{in}$ ）を全波整流し、前記第1電源線を前記第2電源線よりも高電位にして前記直流リンクに脈動電力（ $P_{in}$ ）を出力する整流回路（3）と、前記第1電源線と前記第2電源線との間に設けられ、前記脈動電力（ $P_{in}$ ）の交流成分（ $P_{in}^{\wedge}$ ）に0以上1以下の分配率 $k$ を乗じたバッファリング電力（ $P_{buf}$ ）でバッファリングする電力バッファ回路（4）と、前記直流リンクに印加された電圧を交流電圧に変換するインバータ（5）とを備える。そして前記電力バッファ回路は、コンデンサ（C4）と、前記コンデンサを放電する放電回路（4a）と、前記コンデンサを充電する充電回路（4b）とを含む。

[0012] 前記制御装置は、インバータ制御部（101）と、正規化電流指令生成部（102）と、バッファ制御部（103）とを備える。

[0013] 前記インバータ制御部（101）は、前記整流回路が前記直流リンクと導通するデューティである整流デューティ $d_r$ と、前記コンデンサが放電するデューティである放電デューティ $d_c$ と、前記インバータが出力する電圧の指令値（ $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ ）に基づいて、前記インバータの動作を制御するインバータ制御信号（SSg）を出力する。

[0014] 前記正規化電流指令生成部（102）は、前記整流回路が出力する出力電流（ $i_{rec}$ ）を、前記整流回路へ入力される入力電流（ $I_{in}$ ）の振幅（ $I_m$ ）で正規化した電流の指令値たる正規化電流指令（ $|\sin(\omega t)|$ ）を生成して出力する。

[0015] 前記バッファ制御部（103）は、振幅設定部（103a）と、充電指令生成部（103b）と、充電動作制御部（103c）と、放電動作制御部（103d）と、正規化リンク電流推定部（103e）と、計算部（103f）とを有する。

[0016] 前記振幅設定部（103a）は、前記コンデンサの両端電圧 $V_c$ の平均値についての指令値たる両端電圧指令（ $V_c^*$ ）と前記両端電圧 $V_c$ との偏差に基づいて、前記入力電流の前記振幅（ $I_m$ ）の指令値たる振幅指令（ $I_m$

＊)を設定する。

[0017] 前記充電指令生成部(103b)は、正規化充電指令( $i_b^*/I_m^*$ )を前記振幅指令に乗じて、前記充電回路に流れる電流( $i_b$ )の指令値たる充電指令( $i_b^*$ )を生成する。

[0018] 前記充電動作制御部(103c)は、前記充電指令に基づいて前記充電回路の充電動作を制御する。前記放電動作制御部(103d)は、前記放電デューティ $d_c$ に基づいて前記コンデンサを放電させる。

[0019] 前記正規化リンク電流推定部(103e)は、仮想直流電圧指令 $V_{dc}^*$ 、前記単相交流電圧の位相 $\omega t$ 及び振幅 $V_m$ 並びに前記分配率 $k$ を用いて計算される第1値( $J$ )を、前記直流リンクから前記インバータへ流れるリンク電流( $I_{dc}$ )を前記入力電流の前記振幅( $I_m$ )で正規化した値の推定値( $I_{dc}^*/I_m^*$ )として採用して出力する。

[0020] 前記仮想直流電圧指令 $V_{dc}^*$ は仮想直流電圧( $V_{dc}$ )の指令値である。前記仮想直流電圧( $V_{dc}$ )は、 $d_r \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c$ で表される。

[0021] 前記計算部(103f)は、前記仮想直流電圧指令 $V_{dc}^*$ 、前記整流回路が出力する整流電圧 $V_{rec}$ 、前記両端電圧 $V_c$ を用いて計算される第2値( $R$ )を求める。そして前記計算部(103f)は、前記正規化電流指令( $|\sin(\omega t)|$ )が、前記第1値と前記第2値との積( $R \cdot J$ )未満であれば、前記正規化電流指令( $|\sin(\omega t)|$ )を前記第1値( $J$ )で除して求めて前記整流デューティ $d_r$ として出力し、前記放電デューティ $d_c$ を( $V_{dc}^* - d_r \cdot V_{rec}) / V_c$ によって求めて出力し、前記正規化充電指令を0に設定して出力する。

### 発明の効果

[0022] 電力バッファ回路の制御において、電流の検出が不要である。

[0023] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

### 図面の簡単な説明

[0024] [図1]この実施の形態において説明される制御技術が適用される、直接形電力変換器の構成を示す回路図。

[図2]図1に示された直接形電力変換器の等価回路を示す回路図。

[図3]制御装置の構成を例示するブロック図。

[図4]整流デューティ、放電デューティ、正規化充電指令の設定を示すフローチャート。

[図5]整流デューティ、放電デューティ、正規化充電指令の設定を示すフローチャート。

[図6]直接形電力変換器の諸量の波形を示すグラフ。

[図7]直接形電力変換器の諸量の波形を示すグラフ。

[図8]直接形電力変換器の諸量の波形を示すグラフ。

[図9]直接形電力変換器の諸量の波形を示すグラフ。

### 発明を実施するための形態

[0025] A. 電力変換器の構成.

図1は、この実施の形態において説明される制御技術が適用される、直接形電力変換器100の構成を示す回路図である。かかる構成は例えば上述の非特許文献1、特許文献1～4で公知であるため、詳細な説明は省略する。

[0026] 直接形電力変換器100は、整流回路3と、電力バッファ回路4と、インバータ5と、直流リンク7とを備えている。直流リンク7は電源線LH、LLを有する。

[0027] 整流回路3は、単相交流電源1と直流リンク7との間に接続されている。整流回路3は例えばダイオードD31～D34を備え、これらがダイオードブリッジを構成する。整流回路3は、単相交流電源1から入力される単相交流電圧 $V_{in}$ を全波整流して整流電圧 $V_{rec} (= |V_{in}|)$ に変換し、これを電源線LH、LLの間に出力する。つまり整流電圧 $V_{rec}$ は整流回路3が出力する出力電圧である。電源線LHは電源線LLよりも高電位である。整流回路3には単相交流電源1から入力電流 $i_{in}$ が入力され、整流回路3は出力電流 $i_{rec} (= |i_{in}|)$ を出力する。整流回路3は直流リ

ンク7に脈動電力（詳細は後述する）を出力する。

[0028] なお、ここでは整流回路3が直流リンク7側にフィルタを有している場合が例示される。当該フィルタはリアクトルL2とコンデンサC2とを備えるLCフィルタである。コンデンサC2は電源線LH、LLの間に接続され、リアクトルL2はコンデンサC2よりも上記ダイオードブリッジ側で電源線LHに対して直列に接続されている。当該フィルタは、インバータ5のスイッチング動作に起因する高周波成分が単相交流電源1へ伝搬することを防止する。当該フィルタは省略しても良い。以下の実施の形態では、当該フィルタの機能は無視できるので、この機能を省略した説明を行なう。

[0029] 電力バッファ回路4は脈動電力の交流成分の一部をバッファリング電力としてバッファリングする機能を有する。電力バッファ回路4はコンデンサC4、放電回路4a及び充電回路4bを有し、直流リンク7との間で電力を授受する。コンデンサC4はバッファコンデンサであり、放電回路4aはコンデンサC4を放電し、充電回路4bはコンデンサC4を充電する。

[0030] 放電回路4aはダイオードD42、D43と、ダイオードD42に対して逆並列接続されたトランジスタ（ここでは絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ：以下「IGBT」と略記）Scを更に含んでいる。トランジスタScはコンデンサC4に対して電源線LH側で、電源線LH、LLの間でコンデンサC4と直列に接続されている。トランジスタScのスイッチングは制御信号SScによって制御される。

[0031] ここで逆並列接続とは、順方向が相互に逆となって並列に接続されていることを指す。具体的にはトランジスタScの順方向は電源線LLから電源線LHへと向かう方向であり、ダイオードD42の順方向は電源線LHから電源線LLへと向かう方向である。トランジスタScとダイオードD42とはまとめて一つのスイッチ素子（スイッチSc）として把握することができる。スイッチScの導通によってコンデンサC4が放電して直流リンク7へと電力を授与する。

[0032] ダイオードD43はコンデンサC4の放電がコンデンサC2への充電を招

来することを防止する機能を担う。ダイオードD43は電源線LHにおいて、スイッチScと整流回路3との間に、スイッチScから整流回路3への電流の流れを阻止する素子たる電流阻止素子である。整流回路3が直流リンク7側にフィルタを有しない場合には、ダイオードD43を省略することができる。

[0033] 充電回路4bは整流電圧Vrecを昇圧してコンデンサC4を充電する。充電回路4bは例えば、ダイオードD40と、リアクトルL4と、トランジスタ（ここではIGBT）Sbとを含んでいる。ダイオードD40は、カソードと、アノードとを備え、当該カソードはスイッチScとコンデンサC4との間に接続される。かかる構成はいわゆる昇圧チョッパとして知られている。トランジスタSbのスイッチングは制御信号SSbによって制御される。

[0034] リアクトルL4は電源線LHとダイオードD40のアノードとの間に接続される。トランジスタSbは電源線LLとダイオードD40のアノードとの間に接続される。トランジスタSbにはダイオードD41が逆並列接続されており、両者をまとめて一つのスイッチ素子（スイッチSb）として把握することができる。具体的にはトランジスタSbの順方向は電源線LHから電源線LLへと向かう方向であり、ダイオードD41の順方向は電源線LLから電源線LHへと向かう方向である。

[0035] コンデンサC4は充電回路4bにより充電され、コンデンサC4には整流電圧Vrecよりも高い電圧（以下「両端電圧」と称す）Vcが発生する。具体的には電源線LHからスイッチSbを経由して電源線LLへと電流を流すことによってリアクトルL4にエネルギーを蓄積し、その後にスイッチSbをオフすることによって当該エネルギーがダイオードD40を経由してコンデンサC4に蓄積される。

[0036] 両端電圧Vcは整流電圧Vrecより高いので、基本的にはダイオードD42には電流が流れない。従ってスイッチScの導通／非導通は専らトランジスタScのそれに依存する。ここで、ダイオードD42は両端電圧Vcが

整流電圧  $V_{rec}$  より低い場合の逆耐圧を確保するとともに、インバータ5が異常停止したときに誘導性負荷6から直流リンク7へ還流する電流を逆導通させるように作用する。

[0037] また、電源線LHの方が電源線LLよりも電位が高いので、基本的にはダイオードD41には電流が流れない。従ってスイッチSbの導通／非導通は専らトランジスタSbのそれに依存する。ここで、ダイオードD41は逆耐圧や逆導通をもたらすためのダイオードであり、ダイオードD41それ自体は回路動作には関与しない。

[0038] インバータ5は電源線LH、LLの間の直流電圧を交流電圧に変換して出力端Pu、Pv、Pwに出力する。インバータ5は6つのスイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、Swnを含む。スイッチング素子Sup、Svp、Swpはそれぞれ出力端Pu、Pv、Pwと電源線LHとの間に接続され、スイッチング素子Sun、Svn、Swnはそれぞれ出力端Pu、Pv、Pwと電源線LLとの間に接続される。インバータ5はいわゆる電圧形インバータを構成し、6つのダイオードDup、Dvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnを含む。

[0039] ダイオードDup、Dvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnはいずれもそのカソードを電源線LH側に、そのアノードを電源線LL側に向けて配置される。ダイオードDupは、出力端Puと電源線LHとの間で、スイッチング素子Supと並列に接続される。同様にして、ダイオードDvp、Dwp、Dun、Dvn、Dwnは、それぞれスイッチング素子Svp、Swp、Sun、Svn、Swnと並列に接続される。出力端Pu、Pv、Pwからは、それぞれ負荷電流iu、iv、iwが出力され、これらは三相交流電流を構成する。例えばスイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、SwnにはIGBTが採用される。インバータ5はインバータ制御信号SSgで制御されるスイッチング素子Svp、Swp、Sun、Svn、Swnのスイッチングによって動作する。つまりインバータ5はインバータ制御信号SSgによって制御される。

- [0040] 誘導性負荷6は例えば回転機であり、誘導性負荷であることを示す等価回路で図示されている。
- [0041] 直接形電力変換器用制御装置（図面及び以下では単に「制御装置」と表現する）10には、誘導性負荷6に流れる負荷電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 、単相交流電圧 $V_{in}$ 、整流電圧 $V_{rec}$ が測定値として入力される。但し後述するように、整流電圧 $V_{rec}$ の入力を省略してもよい。また、両端電圧 $V_c$ の平均値の指令値たる両端電圧指令 $V_c^*$ 、後述する分配率 $k$ 、後述する仮想直流電圧 $V_{dc}$ の指令値たる仮想直流電圧指令 $V_{dc}^*$ 、誘導性負荷6の動作についての指令値が制御装置10に入力される。誘導性負荷6として回転機を採用した場合には、当該動作についての指令値は、当該回転機の回転角速度 $\omega_m$ の指令値たる回転角速度指令 $\omega_m^*$ である。
- [0042] 図2は、直接形電力変換器100の等価回路を示す回路図である。当該等価回路それ自体も、例えば非特許文献1、特許文献1～4で紹介されている。当該等価回路において電流 $i_{rec1}$ は、スイッチ $S_{rec}$ が導通するときこれを經由する電流 $i_{rec1}$ として等価的に表されている。同様に、コンデンサ $C_4$ の放電時にコンデンサ $C_4$ から流れ出る放電電流 $i_c$ は、スイッチ $S_c$ が導通するときこれを經由する電流 $i_c$ として等価的に表されている。
- [0043] 但しスイッチ $S_{rec}$ の導通は、整流回路3が直流リンク7と導通することを示す。スイッチ $S_c$ が導通すれば、整流電圧 $V_{rec}$ よりも高い両端電圧 $V_c$ が直流リンク7に印加されるので、電流 $i_{rec1}$ は流れず、スイッチ $S_{rec}$ は導通しない。
- [0044] インバータ5において出力端 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ が電源線 $L_H$ 、 $L_L$ のいずれか一方に共通して接続されるときにインバータ5を介して誘導性負荷6に流れる電流は、スイッチ $S_z$ が導通するときこれを經由して流れる零相電流 $i_z$ として等価的に表されている。
- [0045] また図2では、充電回路4bを構成するリアクトル $L_4$ とダイオード $D_4$ とスイッチ $S_b$ とが表され、リアクトル $L_4$ を流れるリアクトル電流 $i_b$

が付記されている。

[0046] このようにして得られた等価回路において、スイッチ  $S_{rec}$ ,  $S_c$ ,  $S_z$  が導通するそれぞれのデューティ  $d_r$ ,  $d_c$ ,  $d_z$  を導入する。但し、上述の文献から公知のように、下式 (1) ~ (4) が成立する。

[0047] [数1]

$$0 \leq d_r \leq 1 \quad \dots (1)$$

[0048] [数2]

$$0 \leq d_c \leq 1 \quad \dots (2)$$

[0049] [数3]

$$0 \leq d_z \leq 1 \quad \dots (3)$$

[0050] [数4]

$$d_r + d_c + d_z = 1 \quad \dots (4)$$

[0051] デューティ  $d_r$  は整流回路 3 が直流リンク 7 に電流  $i_{rec1}$  を流し得る期間を設定するデューティであり、以降これを整流デューティ  $d_r$  と称す。整流デューティ  $d_r$  は整流回路 3 が直流リンク 7 と導通するデューティであると言える。

[0052] デューティ  $d_c$  は、コンデンサ  $C_4$  が放電するデューティであり、以降これを放電デューティ  $d_c$  と称す。

[0053] デューティ  $d_z$  はインバータ 5 においてその出力する電圧によらずに必ず零相電流  $i_z$  が流れるデューティであり、以降これを零デューティ  $d_z$  と称す。

[0054] 電流  $i_{rec1}$ ,  $i_c$ ,  $i_z$  はそれぞれ、直流リンク 7 からインバータ 5 に入力される直流のリンク電流  $I_{dc}$  にデューティ  $d_r$ ,  $d_c$ ,  $d_z$  を乗算したものであるので、これらはスイッチ  $S_{rec}$ ,  $S_c$ ,  $S_z$  のスイッチング周期における平均値である。またデューティ  $d_r$ ,  $d_c$ ,  $d_z$  は、各電流  $i_{rec1}$ ,  $i_c$ ,  $i_z$  に対するリンク電流  $I_{dc}$  の電流分配率と見ることでもできる。

[0055] 整流回路 3 は、能動的に直流リンク 7 に電流  $i_{rec1}$  を流すことはでき

ない。よって零デューティ  $d_z$  と、放電デューティ  $d_c$  とに従って、それぞれインバータ 5 と、スイッチ  $S_c$  がスイッチングすることによって、スイッチ  $S_{rec}$  の導通／非導通が制御され、これに応じて電流  $i_{rec1}$  を得ることができる。

[0056] インバータ 5 は零相電流  $i_z$  が流れる期間においては、直流リンク 7 における直流電圧を利用することができない。よって、直流リンク 7 においてインバータ 5 への電力供給に利用される直流電圧が電力変換において意味を持つ。換言すれば瞬時的な直流電圧であってインバータ 5 が電力変換に用いないものは、電圧利用率を考察するに際しても意味を有しない。電力変換において意味を持つ直流電圧をこの実施の形態において仮想直流電圧  $V_{dc}$  と称し、下式 (5) のように、表現できる。右辺第 3 項は 0 であるので、仮想直流電圧  $V_{dc}$  は、整流デューティ  $d_r$  と整流電圧  $V_{rec}$  との積  $V_{rec} \cdot d_r$  と、放電デューティ  $d_c$  と両端電圧  $V_c$  との積  $V_c \cdot d_c$  との和で表される。

[0057] [数5]

$$V_{dc} = V_{rec} \cdot d_r + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z \quad \dots (5)$$

[0058] 仮想直流電圧  $V_{dc}$  はまた、インバータ 5 が出力できる電圧の最大値の、スイッチ  $S_c$ ,  $S_b$  やインバータ 5 のスイッチングを制御する周期についての平均として、直流リンク 7 に印加される電圧と把握することもできる。インバータ 5 は零デューティ  $d_z$  という比率で直流リンク 7 の電圧に寄与し得るものの、零デューティ  $d_z$  に対応する期間においてはインバータ 5 は直流リンク 7 のいずれか一方と絶縁されているからである。

[0059] 仮想直流電圧  $V_{dc}$  は、図 2 において、インバータ 5 及びその負荷を表す電流源  $I_{dc}$  (これはリンク電流  $I_{dc}$  を流す) の両端に生じる電圧として付記した。

[0060] B. 直接形電力変換器の制御の原理.

特許文献 4 で教示されるように、整流回路 3 に入力される瞬時入力電力  $P_{in}$  は、入力力率を 1 として、式 (6) で表される。ここで、入力電流  $I_i$

nの振幅 $I_m$ 、単相交流電圧 $V_{in}$ の位相 $\omega t$ 及び振幅 $V_m$ を導入した。入力力率を1としたので、入力電流 $I_{in}$ の位相にも単相交流電圧 $V_{in}$ の位相 $\omega t$ を採用した。

[0061] [数6]

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (6) \end{aligned}$$

[0062] 瞬時入力電力 $P_{in}$ は、式(6)の右辺の第2項で示される交流成分 $(-1/2) \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t)$ を有する(以下、「交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ 」とも称す)。よって瞬時入力電力 $P_{in}$ を脈動電力 $P_{in}$ とも称する。整流回路3は電力を蓄積、分岐させる機能を有しないので、脈動電力 $P_{in}$ は整流回路3から直流リンク7へ出力される、ということもできる。

[0063] 電力バッファ回路4は、交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ に0以上1以下の分配率 $k$ を乗じたバッファリング電力 $P_{buf}$ でバッファリングする。これにより、インバータ5は直流リンク7から、式(7)で示される電力を入力し、負荷電流 $i_u, i_v, i_w$ を出力する。

[0064] [数7]

$$P_{dc} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - (1-k) \cdot \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (7)$$

[0065] つまり $k=0$ であればインバータ5は直流リンク7から入力電力 $P_{dc}$ として脈動電力 $P_{in}$ がそのまま入力される。これは $P_{buf}=0$ を意味し、電力バッファ回路4は電力を全く分担しない場合に相当する。 $k=1$ であれば $P_{dc}=P_{in}-P_{in}^{\wedge}$ となる。これは電力バッファ回路4が、交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ の絶対値 $|P_{in}^{\wedge}|$ に相当する電力を直流リンク7との間で授受している場合に相当する。

[0066] つまり分配率 $k$ は、交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ の絶対値 $|P_{in}^{\wedge}|$ のどの程度が、バッファリング電力 $P_{buf}$ として電力バッファ回路4に分配されるかを示している。

[0067] このような分配率  $k$  を導入することにより、リンク電流  $I_{dc}$  が式 (8) で表される (例えば特許文献 4 を参照)。

[0068] [数8]

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} = \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_{dc}} [1 - (1-k) \cdot \cos(2 \omega t)] \quad \dots (8)$$

[0069] (b-1) 仮想直流電圧  $V_{dc}$  が整流電圧  $V_{rec}$  より大きい場合。

分配率  $k$  に拘らず式 (5) は成立する。よって仮想直流電圧  $V_{dc}$  を増大させるためには、インバータ 5 の電力変換に寄与しない期間を小さくすることが望ましい。よってまず式 (3) に基づいて、 $dz=0$  が成立可能な場合を想定する。これが成立しない場合については後述する。このとき式 (4)、(5) から、整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$  は、それぞれ式 (9)、(10) となる。 $V_c > V_{dc} > V_{rec}$  の関係があるので、 $0 < d_r < 1$ 、 $0 < d_c < 1$  である。

[0070] [数9]

$$d_r = \frac{V_{dc} - V_c}{V_{rec} - V_c} \quad \dots (9)$$

[0071] [数10]

$$d_c = 1 - d_r = \frac{V_{rec} - V_{dc}}{V_{rec} - V_c} \quad \dots (10)$$

[0072] 整流デューティ  $d_r$  は、リンク電流  $I_{dc}$  に対する電流  $i_{rec1}$  の比であるので、式 (9) を用いて式 (11) が成立する。また、入力電流  $I_{in}$  の波形は正弦波であるので、出力電流  $i_{rec}$  は式 (12) で表される。また、図 2 を参照して式 (13) が成立する。よって式 (8) をも考慮して式 (14) が得られる。後の説明の便宜のため、式 (14) において第 1 値  $J$ 、第 2 値  $R$  を導入した。

[0073] [数11]

$$i_{rec1} = \frac{V_{dc} - V_c}{V_{rec} - V_c} \cdot I_{dc} \quad \dots (11)$$

[0074]

[数12]

$$i_{rec} = I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (12)$$

[0075] [数13]

$$i_{rec} = i_{rec1} + i_b \quad \dots (13)$$

[0076] [数14]

$$\begin{aligned} \frac{i_b}{I_m} &= |\sin(\omega t)| - R \cdot J \\ J &= \frac{(V_m/2)}{V_{dc}} [1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)] \\ R &= \frac{V_{dc} - V_c}{V_{rec} - V_c} \quad \dots (14) \end{aligned}$$

[0077] 式(14)の第1式の左辺の値  $i_b / I_m$  は、リアクトル電流  $i_b$  を振幅  $I_m$  で正規化した値である。リアクトル電流  $i_b$  は充電回路4bに入力される電流であるので、値  $i_b / I_m$  を正規化充電電流と仮称する。また、絶対値  $|\sin(\omega t)|$  は、整流回路3が出力する電流  $i_{rec}$  を振幅  $I_m$  で正規化した電流の指令値と言えるので、これを正規化電流指令と仮称する。

[0078] 式(14)から判るように、正規化充電電流  $i_b / I_m$  を求めるに際して、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  と、第1値  $J$  と、第2値  $R$  とで足りる。第1値  $J$  は、仮想直流電圧  $V_{dc}$ 、位相  $\omega t$ 、振幅  $V_m$ 、分配率  $k$  を用いて計算される。第2値  $R$  は仮想直流電圧  $V_{dc}$ 、電圧  $V_{rec}$ 、両端電圧  $V_c$  を用いて計算される。よって正規化充電電流  $i_b / I_m$  を求めるに際し、電流の検出が不要である。

[0079] なるほど、スイッチ  $S_b$  を制御するための制御信号  $SS_b$  を得るためには、後述するように、リアクトル電流  $i_b$  の指令値が必要であり、正規化充電電流  $i_b / I_m$  の指令値が計算されてもなお、入力電流  $I_{in}$  の振幅  $I_m$  が必要である。しかしながら振幅  $I_m$  を測定する必要はない。例えば特許文献3, 4で説明されるように、振幅  $I_m$  の指令値が、両端電圧  $V_c$  と両端電圧指令  $V_c^*$  との偏差に基づいて設定されるからである。よって充電回路4b

の動作を制御する場合には、両端電圧  $V_c$  の測定値が要求されるが、電流の検出は必要ではない。

[0080] もちろん、式 (10) から理解されるように、スイッチ  $S_c$  を制御するための放電デューティ  $d_c$  は値  $(1 - R)$  とすればよく、電流の検出は必要ではない。

[0081] 次に、 $d_z = 0$  とならない場合について説明する。これは  $d_z = 0$  として計算される電流  $i_{rec1} = I_{dc} - i_c$  が大きくなった結果、これを出力電流  $i_{rec}$  で賄えない場合に相当する。これは換言すれば、式 (14) の第1式の右辺が負になってしまう場合である。しかし実際にはリアクトル電流  $i_b$  は非負であるので、正規化充電電流  $i_b / I_m$  を式 (14) で求めるべきではない。

[0082] よってリアクトル電流  $i_b$  を流さず ( $i_b = 0$ )、電流  $i_{rec1}$  を出力電流  $i_{rec}$  で全て賄えるように、整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$  を設定する。これにより零デューティ  $d_z$  を不必要に増大させることが回避できる。もちろん、この場合には正規化充電電流  $i_b / I_m$  を0とする。

[0083] 式 (14) において正規化充電電流  $i_b / I_m$  を0とし、式 (9) を考慮して式 (14) において第2値  $R$  を整流デューティ  $d_r$  に置換することにより、式 (15) で整流デューティ  $d_r$  が求められる。

[0084] [数15]

$$d_r = \frac{|\sin(\omega t)|}{J} \quad \dots (15)$$

[0085] つまりこの場合の整流デューティ  $d_r$  は、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  を第1値  $J$  で除して求められる。位相  $\omega t$  が  $|\sin(\omega t)| = 0$  を満足する値をとるとき、 $d_r = 0$  である。つまりリアクトル電流  $i_b$  を流す場合とは異なり、リアクトル電流  $i_b$  を流さない場合においては整流デューティ  $d_r$  は値0をとり得る。

[0086] このとき放電デューティ  $d_c$  は、リアクトル電流  $i_b$  に依存しない式 (5) に基づいて、式 (16) で求められる。

[0087] [数16]

$$d_c = \frac{V_{dc} - d_r \cdot V_{rec}}{V_c} \quad \dots (16)$$

[0088] このとき零デューティ  $d_z$  は、式 (4), (15), (16) から式 (17) で表される。

[0089] [数17]

$$\begin{aligned} d_z &= 1 - d_r - d_c \\ &= 1 - d_r - \frac{V_{dc} - d_r \cdot V_{rec}}{V_c} \\ &= \frac{1}{V_c} \left[ (V_c - V_{dc}) + (V_{rec} - V_c) \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{J} \right] \\ &= \frac{V_c - V_{rec}}{V_c} \left[ R - \frac{|\sin(\omega t)|}{J} \right] \quad \dots (17) \end{aligned}$$

[0090] よって式 (14) の第1式の右辺が負となる状況では、整流デューティ  $d_r$  と放電デューティ  $d_c$  とをそれぞれ式 (15), (16) に設定することにより、零デューティ  $d_z$  は正の値となる (つまり  $d_z = 0$  にはならない)。

[0091] (b-2) 仮想直流電圧  $V_{dc}$  が整流電圧  $V_{rec}$  以下の場合。

この場合、式 (5) に鑑みれば、電圧の観点では  $d_c = 0$  とできる。更にリアクトル電流  $i_b$  を流す場合には、 $i_{rec1} = d_r \cdot I_{dc}$  であるので、整流デューティ  $d_r$  は出力電流  $i_{rec}$  による制限を受けない。よってこのような場合、整流デューティ  $d_r$  は電圧の観点のみで決定され、式 (18) で決定される。また  $d_c = 0$  であったので、式 (4) から  $d_z = 1 - d_r$  となる。 $V_{dc} = V_{rec}$  のとき、 $d_r = 1$ ,  $d_z = 0$  である。

[0092] [数18]

$$d_r = \frac{V_{dc}}{V_{rec}} \quad \dots (18)$$

[0093] 上記式 (14) を式 (8), (9) から導出したのと同様に考えて、式 (19) が得られる。式 (19) は、式 (14) において両端電圧  $V_c$  の代わ

りに値0を用いたものと形式的に同一である。つまり式(19)は式(14)において第2値RとしてVdc/Vrecを採用したことになる。

[0094] [数19]

$$\begin{aligned} \frac{i_b}{I_m} &= |\sin(\omega t)| - R \cdot J \\ J &= \frac{(V_m/2)}{V_{dc}} [1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)] \\ R &= \frac{V_{dc}}{V_{rec}} \quad \dots (19) \end{aligned}$$

[0095] 次に、dc=0とならない場合について説明する。これはdc=0として計算される電流irec1を出力電流irecで賄えない場合に相当する。これは換言すれば、式(19)の第1式の右辺が負になってしまう場合である。しかし実際にはリアクトル電流ibは非負であるので、正規化充電電流ib/I<sub>m</sub>を式(19)で求めるべきではない。

[0096] よってリアクトル電流ibを流さず(ib=0)、電流irec1を出力電流irecで全て賄えるように、整流デューティdr、放電デューティdcを設定する。もちろん、この場合には正規化充電電流ib/I<sub>m</sub>を0とする。

[0097] 従って、この場合においても、式(15)、(16)、(17)でそれぞれ整流デューティdr、放電デューティdc、零デューティdzが表される。

[0098] 以上のようにして、本実施の形態にかかる制御技術では、電力バッファ回路4の制御において、電流の検出が不要である。

[0099] C. 制御装置10の構成例。

図3は制御装置10の構成を例示するブロック図である。制御装置10によって上記の制御技術が実現できる。但し、仮想直流電圧Vdcを所望の値にすべく制御を行うので、式(14)、(15)、(16)の計算においては、仮想直流電圧Vdcとしてその指令値たる仮想直流電圧指令Vdc\*を採用する。

- [0100] 制御装置10は、インバータ制御部101と、正規化電流指令生成部102と、バッファ制御部103と、電圧指令生成部108を備える。
- [0101] インバータ制御部101は、整流デューティ $d_r$ と、放電デューティ $d_c$ と、電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ とに基づいて、インバータ制御信号 $S_{Sg}$ を出力する。電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ はインバータ5が出力する電圧の指令値である。電圧指令生成部108は、回転角速度指令 $\omega_m^*$ 、負荷電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ に基づいて電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を生成して出力する。インバータ制御部101及び電圧指令生成部108の機能及びそれを実現するための構成は公知であるので、ここでの説明は省略する。
- [0102] 正規化電流指令生成部102は正規化電流指令 $|\sin(\omega t)|$ を生成して出力する。式(12)を用いて正規化電流指令 $|\sin(\omega t)|$ に言及した際、これは出力電流 $i_{rec}$ を、入力電流 $I_{in}$ の振幅 $I_m$ で正規化した電流の指令値であると説明した。しかしながら正規化電流指令 $|\sin(\omega t)|$ の値それ自体は無次元数であるので、式(15)で採用されるように、必ずしも電流値と関連づけて用いる制限はない。
- [0103] 正規化電流指令生成部102は例えば電源位相検出器102a、三角関数生成器102b、絶対値生成器102cを有する。電源位相検出器102aは、単相交流電圧 $V_{in}$ からその位相 $\omega t$ を検出して出力する。三角関数生成器102bは位相 $\omega t$ を用いて正弦値 $\sin(\omega t)$ を生成して出力する。絶対値生成器102cは正弦値 $\sin(\omega t)$ の絶対値を計算して正規化電流指令 $|\sin(\omega t)|$ を生成して出力する。
- [0104] バッファ制御部103は、振幅設定部103aと、充電指令生成部103bと、充電動作制御部103cと、放電動作制御部103dと、正規化リンク電流推定部103eと、計算部103fとを有する。
- [0105] 振幅設定部103aは、両端電圧指令 $V_c^*$ と両端電圧 $V_c$ との偏差に基づいて、振幅 $I_m$ の指令値たる振幅指令 $I_m^*$ を設定する。当該偏差から振幅指令 $I_m^*$ を生成するには、当該偏差に対して比例制御、あるいは比例積分制御を行なって実現される。なお、両端電圧 $V_c$ はコンデンサC4を充電

する電流の積分値に比例する。よって振幅設定部 103a は比例制御を行なうということもできるし、実質的には比例積分制御を行なうということもできる。

[0106] 充電指令生成部 103b は、リアクトル電流  $i_b$  の指令値たる充電指令  $i_b^*$  を生成する。充電指令生成部 103b は、具体的には乗算器であって、正規化充電電流  $i_b / I_m$  の指令値たる正規化充電指令を、振幅指令  $I_m^*$  に乗じて、充電指令  $i_b^*$  を生成する。

[0107] かかる演算に鑑み、便宜上、正規化充電指令は記号「 $i_b^* / I_m^*$ 」を採用して表現する。つまり当該記号は除算を意味しない。当該記号は、振幅指令  $I_m^*$  を乗じることによって充電指令  $i_b^*$  が得られる被乗数であることを示すに過ぎない。正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  の生成については後述する。

[0108] 充電動作制御部 103c は、充電指令  $i_b^*$  に基づいて、充電回路 4b の充電動作を制御する。具体的には充電動作制御部 103c は、制御信号  $SS_b$  を生成する。かかる充電動作制御部 103c の機能及びこれを実現するための構成は公知であり（例えば特許文献 3）、ここではその詳細を省略する。

[0109] 放電動作制御部 103d は、放電デューティ  $d_c$  に基づいてコンデンサ C4 を放電させる。具体的には放電動作制御部 103d は、制御信号  $SS_c$  を生成する。かかる放電動作制御部 103d の機能及びこれを実現するための構成は公知であり、ここではその詳細を省略する。

[0110] 正規化リンク電流推定部 103e は、直流リンク 7 に流れるリンク電流  $I_{dc}$  を振幅  $I_m$  で正規化した値を推定する。この推定においては、リンク電流  $I_{dc}$  を一旦推定してから振幅  $I_m$  で正規化するのではない。リンク電流  $I_{dc}$  を振幅  $I_m$  で正規化した値を推定する。

[0111] 便宜上、この推定値は記号「 $I_{dc}^{\wedge} / I_m^*$ 」を採用して表現する。つまり当該記号は除算を意味しない。当該記号は、振幅指令  $I_m^*$  を乗じたならば、リンク電流  $I_{dc}$  の推定値  $I_{dc}^{\wedge}$  たる値が得られる被乗数であるこ

とを示すに過ぎない。但し本実施の形態においては推定値  $I_{dc}^{\wedge}$  自体を求めめる必要がない。

[0112] このような推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_{m*}$  は、式 (8) において仮想直流電圧  $V_{dc}$  として仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$  を、振幅  $I_m$  に振幅指令  $I_{m*}$  を、それぞれ想定することによって、式 (20) で求められる。

[0113] [数20]

$$\frac{I_{dc}^{\wedge}}{I_{m*}} = \frac{V_m}{2 \cdot V_{dc*}} [1 - (1-k) \cdot \cos(2 \omega t)] \quad \dots (20)$$

[0114] 式 (14), (20) を比較して判るように、推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_{m*}$  は、式 (14) において仮想直流電圧  $V_{dc}$  として仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$  を採用した第1値  $J$  で求められる。仮想直流電圧  $V_{dc}$  が仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$  となるように、直接形電力変換器 100 が制御されるからである。

[0115] 換言すれば、正規化リンク電流推定部 103e は、第1値  $J$  を、仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$ 、単相交流電圧  $V_{in}$  の位相  $\omega t$  及び振幅  $V_m$  並びに分配率  $k$  を用いて計算して求め、これを推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_{m*}$  として採用して出力する。

[0116] 正規化リンク電流推定部 103e は、電源振幅検出器 103r と、計算部 103s とを有する。電源振幅検出器 103r は単相交流電圧  $V_{in}$  を入力し、振幅  $V_m$  を得てこれを出力する。計算部 103s は振幅  $V_m$ 、仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$ 、分配率  $k$ 、余弦値  $\cos(2 \omega t)$  を入力し、これらを用いて第1値  $J$  を計算し、第1値  $J$  を推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_{m*}$  として出力する。

[0117] 図3では、余弦値  $\cos(2 \omega t)$  は三角関数生成器 102b によって生成される場合が例示される。但し、余弦値  $\cos(2 \omega t)$  は、電源位相検出器 102a から位相  $\omega t$  を得て、計算部 103s が求めてもよい。

[0118] 計算部 103f は正規化充電指令  $i_{b*} / I_{m*}$ 、整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$  を生成して出力する。 $V_{dc} > V_{rec}$  の場合には、式 (14) の第1式の右辺が非負のとき、式 (9), (14) を比較して理解されるように、整流デューティ  $d_r$  として第2値  $R$  を出力する。また放電デ

ューティ  $d_c$  として 1 から第 2 値  $R$  を減じて出力する。  $V_{dc} \leq V_{rec}$  の場合には、式 (19) の第 1 式の右辺が非負のとき、放電デューティ  $d_c$  を 0 に設定して出力し、整流デューティ  $d_r$  として第 2 値  $R$  を出力する。

[0119] 但し、第 2 値  $R$  を式 (14) ( $V_{dc} > V_{rec}$  のとき) あるいは式 (19) ( $V_{dc} \leq V_{rec}$  のとき) によって計算するに際し、仮想直流電圧  $V_{dc}$  として仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  を採用する。仮想直流電圧  $V_{dc}$  が仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  となるように、直接形電力変換器 100 が制御されるからである。

[0120] 正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  は、式 (14) あるいは式 (19) においていずれも  $V_{dc} = V_{dc}^*$  とした第 1 値  $J$  及び第 2 値  $R$ 、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  で計算される。かかる計算を行なう必要性から、計算部 103f には、絶対値生成器 102c から正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が、正規化リンク電流推定部 103e から推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_m^*$  として第 1 値  $J$  が、それぞれ入力される。計算部 103f は仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$ 、整流電圧  $V_{rec}$ 、両端電圧  $V_c$  を用いて第 2 値  $R$  を計算して求める。

[0121] 第 2 値  $R$  を計算する必要性から、計算部 103f には両端電圧  $V_c$ 、整流電圧  $V_{rec}$  が入力される。これらはいずれも測定値であるが、整流電圧  $V_{rec}$  は推定値を計算してもよい。整流電圧  $V_{rec}$  は振幅  $V_m$  と正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  との積として推定できるからである。よって整流電圧  $V_{rec}$  の入力に替えて、電源振幅検出器 103r から振幅  $V_m$  を得て (図 3 の破線矢印参照)、計算部 103f はその内部において整流電圧  $V_{rec}$  を推定してもよい。

[0122] 従って計算部 103f は、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が、第 1 値  $J$  と第 2 値  $R$  との積  $R \cdot J$  以上であれば、整流デューティ  $d_r$  として第 2 値  $R$  を出力し、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  を正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  から積  $R \cdot J$  を減じて求めて出力する。但し、放電デューティ  $d_c$  については、 $V_{dc} > V_{rec}$  の場合には  $(1 - R)$  によって出力し、 $V_{dc} \leq V_{rec}$  の場合には値 0 で出力する。

- [0123] 同様にして、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が、積  $R \cdot J$  未満であれば、式 (15)、(16) において仮想直流電圧  $V_{dc}$  として仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  を想定し、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  を第1値  $J$  で除して求めて整流デューティ  $d_r$  として出力し、放電デューティ  $d_c$  を  $(V_{dc}^* - d_r \cdot V_{rec}) / V_c$  によって出力し、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  を0に設定して出力する。このとき、仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  と整流電圧  $V_{rec}$  との大小関係は不問である。
- [0124] 図4および図5は、計算部103fによる整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  の、上述の設定を示すフローチャートである。図4に示されたフローチャートと図5に示されたフローチャートとは、結合子  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  によって互いに結合する。
- [0125] ステップS101では、仮想直流電圧  $V_{dc}$  が整流電圧  $V_{rec}$  よりも大きいか否かが判断される。上述の様に、仮想直流電圧  $V_{dc}$  が仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  となるように直接形電力変換器100が制御されるので、 $V_{dc}^* > V_{rec}$  であるか否かが判断される。以下のステップでも、仮想直流電圧  $V_{dc}$  として仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  が採用される。
- [0126] ステップS101の判断結果が肯定的であればステップS102が実行され、否定的であればステップS103が実行される。ステップS102では式(14)に従って、ステップS103では式(19)に従って、それぞれ第2値  $R$  が計算して求められる。
- [0127] ステップS102によって求められた第2値  $R$  を用いて、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が積  $R \cdot J$  以上であるか否かが、ステップS104において判断される。ステップS103によって求められた第2値  $R$  を用いて、正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が積  $R \cdot J$  以上であるか否かが、ステップS105において判断される。
- [0128] ステップS104の判断結果が否定的であっても、ステップS105の判断結果が否定的であっても、ステップS108において整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  が設定される。正規

化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が積  $R \cdot J$  未満であれば、整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$  がそれぞれ式 (15), (16) によって設定される。またリアクトル電流  $i_b$  を流さず、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  を 0 に設定する。

[0129] ステップ S104 の判断結果が肯定的であれば、ステップ S106 において整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  が設定される。具体的には整流デューティ  $d_r$  は式 (9), (14) によって第 2 値  $R$  に設定される。また、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  は式 (14) に示された正規化充電電流  $i_b / I_m$  を用いて設定される。放電デューティ  $d_c$  は式 (10), (14) によって  $(1 - R)$  に設定される。

[0130] ステップ S105 の判断結果が肯定的であれば、ステップ S107 において整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  が設定される。具体的には整流デューティ  $d_r$  は式 (18), (19) によって第 2 値  $R$  に設定される。また、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  は式 (19) に示された正規化充電電流  $i_b / I_m$  を用いて設定される。放電デューティ  $d_c$  は上述のように 0 に設定される。

[0131] ステップ S106, S107, S108 のいずれかが実行されると、整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  の設定は終了する。このようにして設定された整流デューティ  $d_r$ 、放電デューティ  $d_c$ 、正規化充電指令  $i_b^* / I_m^*$  は計算部 103f から出力される。

[0132] 以上のように、制御装置 10 は、分配率  $k$ 、仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$ 、両端電圧指令  $V_c^*$ 、及び単相交流電圧  $V_{in}$ 、両端電圧  $V_c$ 、整流電圧  $V_{rec}$  を用いて、上述の「B. 直接形電力変換器の制御の原理。」で説明された電力バッファ回路 4 の制御を実現する。つまり電力バッファ回路 4 の制御において、電流の検出が不要である。

[0133] なお、上記の説明では制御装置 10 の構成をブロック図で例示したが、例えばマイクロコンピュータと記憶装置を含んで構成して実現できる。マイク

ロコンピュータは、プログラムに記述された各処理ステップ（換言すれば手順）を実行する。上記記憶装置は、例えばROM(Read Only Memory)、RAM(Random Access Memory)、書き換え可能な不揮発性メモリ（EPROM(Erasable Programmable ROM)等）などの各種記憶装置の一つ又は複数で構成可能である。当該記憶装置は、各種の情報やデータ等を格納し、またマイクロコンピュータが実行するプログラムを格納し、また、プログラムを実行するための作業領域を提供する。なお、マイクロコンピュータは、プログラムに記述された各処理ステップに対応する各種手段として機能するとともに把握でき、あるいは、各処理ステップに対応する各種機能を実現するとともに把握できる。もちろん、制御装置10は、ブロック図で例示された各構成要素の一部又は全部をハードウェアで実現されても構わない。

[0134] D. 実施例.

以下、上記の制御技術について、種々の場合についての実施例を示す。

[0135] (d-1)  $k = 1$  の場合.

この場合、電力バッファ回路4は絶対値  $|P_{in}^{\wedge}|$  に相当する電力を直流リンク7との間で授受する。そして式(14)では第1値  $J$  が  $(V_m / 2) / V_{dc}$  となり、制御装置10において推定値  $I_{dc}^{\wedge} / I_{m*}$  は  $(V_m / 2) / V_{dc*}$  で計算される。

[0136] よって正規化電流指令  $|\sin(\omega t)|$  が積  $R \cdot J$ （但し第2値  $R$  の計算には  $V_{dc} = V_{dc*}$  を採用する）以上である場合には、各値は式(21)で表され、積  $R \cdot J$  未満である場合には、各値は式(22)で表される。

[0137] [数21]

$$d_r = R = \frac{V_{dc*} - V_c}{V_{rec} - V_c}$$

$$d_c = 1 - R = \frac{V_{rec} - V_{dc*}}{V_{rec} - V_c}$$

$$i_{b*} / I_{m*} = |\sin(\omega t)| - \frac{V_m}{2 \cdot V_{dc*}} \cdot \frac{V_{dc*} - V_c}{V_{rec} - V_c}$$

・・・ (21)

[0138] [数22]

$$\begin{aligned} d_r &= \frac{2 \cdot V_{dc}^*}{V_m} \cdot |\sin(\omega t)| \\ d_c &= \frac{V_{dc}^*}{V_c} \cdot \cos(2\omega t) \\ i_{b^*}/I_{m^*} &= 0 \quad \dots (22) \end{aligned}$$

[0139] 図6は、 $k = 1$ であって、仮想直流電圧指令 $V_{dc}^*$ を振幅 $V_m$ に等しく設定したときの直接形電力変換器100の諸量の波形を示すグラフである。よって位相 $\omega t$ が90度、270度となる時点においては $V_{dc} = V_{rec}$ （上記（b-2）参照）であり、それ以外では $V_{dc} > V_{rec}$ （上記（b-1）参照）である。

[0140] 図6において、第1段目にはデューティ $d_r$ 、 $d_c$ 、 $d_z$ を、第2段目には仮想直流電圧 $V_{dc}$ ならびにその第1成分 $d_r \cdot V_{rec}$ 及び第2成分 $d_c \cdot V_c$ とリンク電流 $I_{dc}$ を、第3段目には電流 $i_{rec}$ 、 $i_{rec1}$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ を、第4段目には電力 $P_{in}$ 、 $-P_b$ 、 $P_c$ 、 $P_{buf}$ 、 $P_{rec}$ を、それぞれ示す。ここで電力 $P_c$ は電力バッファ回路4から直流リンク7へ出力する電力を、電力 $P_b$ は電力バッファ回路4が直流リンク7から入力される電力を、それぞれ示し、式（23）の関係がある。いずれのグラフも横軸には「度」を単位とする位相 $\omega t$ を採用している。

[0141] [数23]

$$\begin{aligned} P_{rec} &= P_{in} - P_b \\ P_{buf} &= P_c - P_b \\ P_{dc} &= P_{rec} + P_c \\ &= P_{in} - P_b + P_c \\ &= P_{in} + P_{buf} \quad \dots (23) \end{aligned}$$

[0142] 仮想直流電圧 $V_{dc}$ の第1成分 $d_r \cdot V_{rec}$ は式（5）の右辺の第1項に現れる電圧であり、仮想直流電圧 $V_{dc}$ に対する整流回路3の寄与分を示す。仮想直流電圧 $V_{dc}$ の第2成分 $d_c \cdot V_c$ は式（5）の右辺の第2項に

現れる電圧であり、仮想直流電圧  $V_{dc}$  に対するコンデンサ  $C_4$  の寄与分を示す。

[0143] 図6及び後述する図7～図9では、電圧については振幅  $V_m$  で正規化し（つまり  $V_m = 1$  とし）、電流については振幅  $I_m$  を  $\sqrt{2}$  として換算して示した。また、両端電圧指令  $V_{c*}$  は振幅  $V_m$  の 1.17 倍に設定した（例えば特許文献2参照）。

[0144] 位相  $\omega t$  の値が 0, 180, 360（度）近傍の期間 E では、式（21）の第3式の右辺の第1項が小さく、よって  $d_z > 0$ ,  $i_b = 0$  であり、式（15）～（17）の関係が成立する。期間 E 以外では  $d_z = 0$ ,  $i_b > 0$  であり、式（9）,（10）,（14）の関係が成立する。なお、 $V_{dc} = V_{rec}$  となる位相  $\omega t$  が 90度、270度となる時点では  $d_c = 0$  であり、式（18）、（19）が成立する。

[0145] 図7は  $k = 1$  であって、仮想直流電圧指令  $V_{dc*}$  を振幅  $V_m$  の  $\sqrt{3}/2$ （ $\approx 0.87$ ）倍に設定したときのグラフである。よって位相  $\omega t$  が 60～120度、240～300度となる期間（境界を含む）においては  $V_{dc} \leq V_{rec}$ （上記（b-2）参照）であり、それ以外では  $V_{dc} > V_{rec}$ （上記（b-1）参照）である。

[0146]  $V_{dc} \leq V_{rec}$  である期間は図7において期間 H として示された。 $V_{dc} > V_{rec}$  となる期間は、図6における期間 E に相当して  $d_z > 0$ ,  $i_b = 0$  となる期間 F と、それ以外の期間 G とに区分される。期間 G は、図6において期間 E と、位相  $\omega t$  が 90度、270度となる時点とを除く期間に相当する。

[0147] よって期間 F において式（15）～（17）の関係が成立し、期間 G において式（9）,（10）,（14）の関係が成立し、期間 H において  $d_c = 0$ 、式（18）、（19）が成立する。

[0148] 図6に示された場合も、図7に示された場合も、 $k = 1$  であるので、電流  $i_{rec}$  の波形を正弦波とし、かつ仮想直流電圧  $V_{dc}$ 、リンク電流  $I_{dc}$  のいずれも一定値にできる（式（8）等参照）。

[0149] (d-2)  $k = 1/4$  の場合.

図8は、 $k = 1/4$  であって、仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  を振幅  $V_m$  に等しく設定したときの直接形電力変換器の諸量の波形を示すグラフである。諸量は図6と同様にして示した。また両端電圧指令  $V_c^*$  は振幅  $V_m$  の1.17倍に設定した。

[0150] 位相  $\omega t$  の値が0, 180, 360 (度) 近傍の期間Nでは、式(21)の第3式の右辺の第1項が小さく、よって  $d_z > 0$ ,  $i_b = 0$  であり、式(15) ~ (17) の関係が成立する。期間N以外では  $d_z = 0$ ,  $i_b > 0$  であり、式(9), (10), (14) の関係が成立する。なお、 $V_{dc} = V_{rec}$  となる位相  $\omega t$  が90度、270度となる時点では  $d_c = 0$  であり、式(18), (19) の関係が成立する。

[0151] 図9は  $k = 1/4$  であって、仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$  を振幅  $V_m$  の  $\sqrt{3}/2$  ( $\approx 0.87$ ) 倍に設定したときのグラフである。よって位相  $\omega t$  が60~120度、240~300度となる期間(境界を含む)においては  $V_{dc} \leq V_{rec}$  (上記(b-2)参照) であり、それ以外では  $V_{dc} > V_{rec}$  (上記(b-1)参照) である。

[0152]  $V_{dc} \leq V_{rec}$  である期間は図9において期間Mとして示された。 $V_{dc} > V_{rec}$  となる期間は、図8における期間Nに相当して  $d_z > 0$ ,  $i_b = 0$  となる期間Kと、それ以外の期間Lとに区分される。期間Lは、図8において期間Nと、位相  $\omega t$  が90度、270度となる時点とを除く期間に相当する。

[0153] よって期間Kにおいて式(15) ~ (17) の関係が成立し、期間Lにおいて式(9), (10), (14) の関係が成立し、期間Mにおいて  $d_c = 0$ 、式(18)、(19) が成立する。

[0154] 図8に示された場合も、図9に示された場合も、 $k = 1$  の場合(図6参照)とは異なり、リンク電流  $I_{dc}$  は脈動するが、電流  $i_{rec}$  の波形を正弦波とし、かつ仮想直流電圧  $V_{dc}$  は一定値にできる。

[0155] 特許請求の範囲の趣旨及び範囲から逸脱することなく、形態や詳細の多様

な変更が可能なことが理解されるであろう。上述の各種の実施形態および変形例は相互に組み合わせることができる。

[0156] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、すべての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

## 請求の範囲

### [請求項1]

直接形電力変換器を制御する制御装置（10）であって、  
前記直接形電力変換器は、

第1電源線（LH）及び第2電源線（LL）を含む直流リンク（7）と、

単相交流電圧（ $V_{in}$ ）を全波整流し、前記第1電源線を前記第2電源線よりも高電位にして前記直流リンクに脈動電力（ $P_{in}$ ）を出力する整流回路（3）と、

前記第1電源線と前記第2電源線との間に設けられ、前記脈動電力（ $P_{in}$ ）の交流成分（ $P_{in}^{\wedge}$ ）に0以上1以下の分配率 $k$ を乗じたバッファリング電力（ $P_{buf}$ ）でバッファリングする電力バッファ回路（4）と、

前記直流リンクに印加された電圧を交流電圧に変換するインバータ（5）と

を備え、

前記電力バッファ回路は、

コンデンサ（C4）と、

前記コンデンサを放電する放電回路（4a）と、

前記コンデンサを充電する充電回路（4b）と

を含み、

前記制御装置は、

インバータ制御部（101）と、

正規化電流指令生成部（102）と、

バッファ制御部（103）と

を備え、

前記インバータ制御部（101）は、前記整流回路が前記直流リンクと導通するデューティである整流デューティ $d_r$ と、前記コンデンサが放電するデューティである放電デューティ $d_c$ と、前記インバー

タが出力する電圧の指令値 ( $V_u^*$ ,  $V_v^*$ ,  $V_w^*$ ) に基づいて、前記インバータの動作を制御するインバータ制御信号 ( $SS_g$ ) を出力し、

前記正規化電流指令生成部 (102) は、前記整流回路が出力する出力電流 ( $i_{rec}$ ) を、前記整流回路に入力される入力電流 ( $I_{in}$ ) の振幅 ( $I_m$ ) で正規化した電流の指令値たる正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) を生成して出力し、

前記バッファ制御部 (103) は、

前記コンデンサの両端電圧  $V_c$  の平均値についての指令値たる両端電圧指令 ( $V_c^*$ ) と前記両端電圧  $V_c$  との偏差に基づいて、前記入力電流の前記振幅 ( $I_m$ ) の指令値たる振幅指令 ( $I_m^*$ ) を設定する振幅設定部 (103a) と、

正規化充電指令 ( $i_b^*/I_m^*$ ) を前記振幅指令に乗じて、前記充電回路に流れる電流 ( $i_b$ ) の指令値たる充電指令 ( $i_b^*$ ) を生成する充電指令生成部 (103b) と、

前記充電指令に基づいて前記充電回路の充電動作を制御する充電動作制御部 (103c) と、

前記放電デューティ  $d_c$  に基づいて前記コンデンサを放電させる放電動作制御部 (103d) と、

仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$ 、前記単相交流電圧の位相  $\omega t$  及び振幅  $V_m$  並びに前記分配率  $k$  を用いて計算される第1値 ( $J$ ) を、前記直流リンクから前記インバータへ流れるリンク電流 ( $I_{dc}$ ) を前記入力電流の前記振幅 ( $I_m$ ) で正規化した値の推定値 ( $I_{dc}^{\wedge}/I_m^*$ ) として採用して出力する、正規化リンク電流推定部 (103e) と、

前記仮想直流電圧指令  $V_{dc}^*$ 、前記整流回路が出力する整流電圧  $V_{rec}$ 、前記両端電圧  $V_c$  を用いて計算される第2値 ( $R$ ) を求め、前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) が、前記第1値と前記第

2値との積 ( $R \cdot J$ ) 未満であれば、前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) を前記第1値 ( $J$ ) で除して求めて前記整流デューティ  $d_r$  として出力し、前記放電デューティ  $d_c$  を  $(V_{dc} * - d_r \cdot V_{rec}) / V_c$  によって求めて出力し、前記正規化充電指令を0に設定して出力する計算部 (103f) とを有し、

前記仮想直流電圧指令  $V_{dc} *$  は、 $d_r \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c$  で表される仮想直流電圧 ( $V_{dc}$ ) の指令値である、直接形電力変換器用制御装置。

[請求項2] 前記正規化リンク電流推定部 (103e) は、前記第1値 ( $J$ ) を  $((V_m / 2) / V_{dc} *) \cdot (1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t))$  によって求める、請求項1記載の直接形電力変換器用制御装置。

[請求項3] 前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) が前記積 ( $R \cdot J$ ) 以上であれば前記計算部 (103f) は、前記整流デューティ  $d_r$  として前記第2値 ( $R$ ) を出力し、前記正規化充電指令 ( $i_b * / I_m *$ ) として前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) から前記積を減じて出力する、請求項1又は請求項2記載の直接形電力変換器用制御装置。

[請求項4] 前記仮想直流電圧指令  $V_{dc} *$  が前記整流電圧  $V_{rec}$  よりも大きいときに前記計算部 (103f) は、

前記第2値 ( $R$ ) を  $(V_{dc} * - V_c) / (V_{rec} - V_c)$  によって求め、

前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) が、前記積 ( $R \cdot J$ ) 以上であれば、前記放電デューティ  $d_c$  として1から前記第2値 ( $R$ ) を減じて出力する、請求項1乃至請求項3のいずれか一つに記載の直接形電力変換器用制御装置。

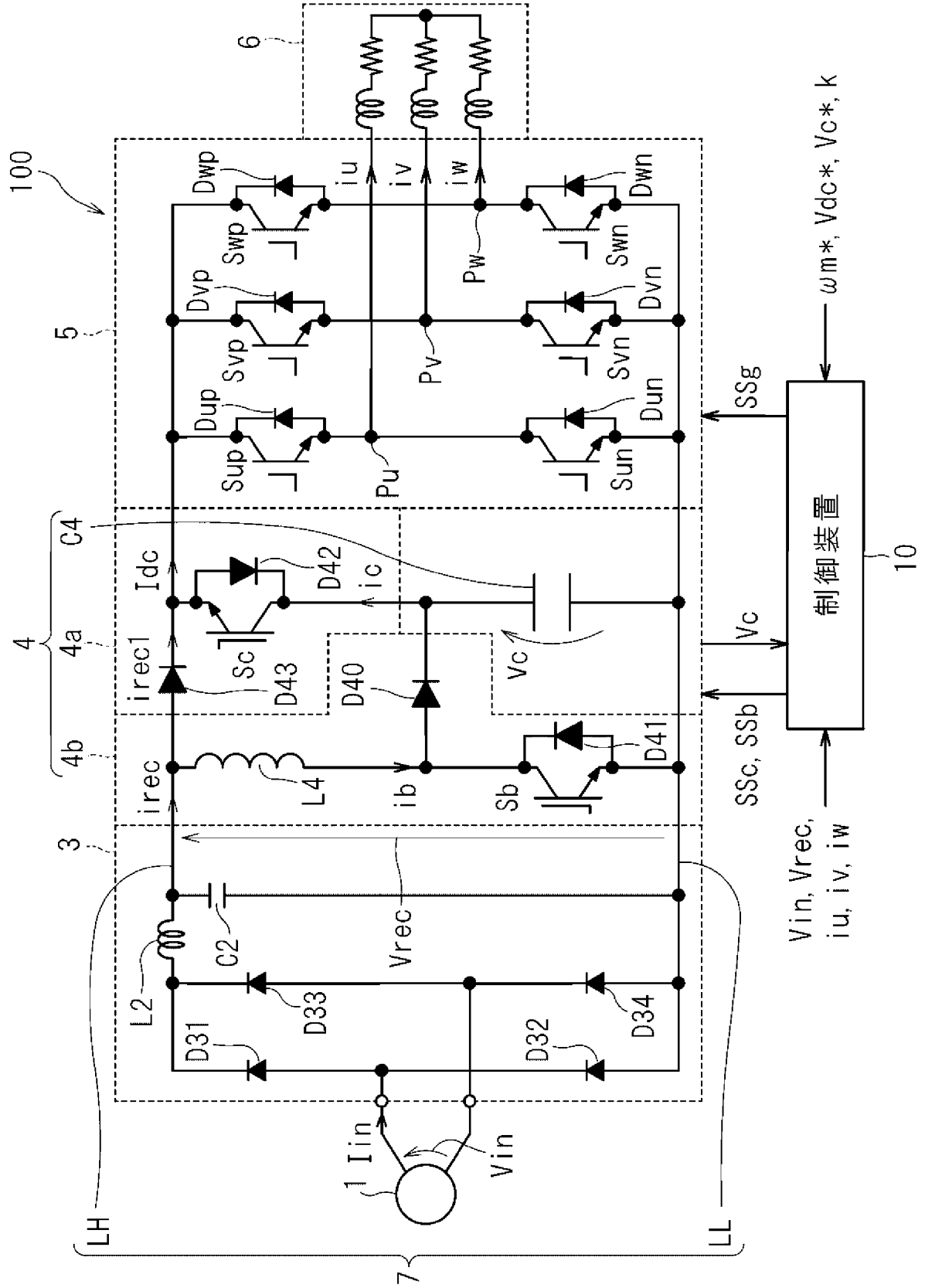
[請求項5] 前記仮想直流電圧指令  $V_{dc} *$  が前記整流電圧  $V_{rec}$  以下のときに前記計算部 (103f) は、

前記第2値 (R) を  $V_{dc} * / V_{rec}$  によって求め、  
前記正規化電流指令 ( $|\sin(\omega t)|$ ) が、前記積 ( $R \cdot J$ ) 以上であれば、前記放電デューティ  $d_c$  を0に設定して出力する、請求項1乃至請求項4のいずれか一つに記載の直接形電力変換器用制御装置。

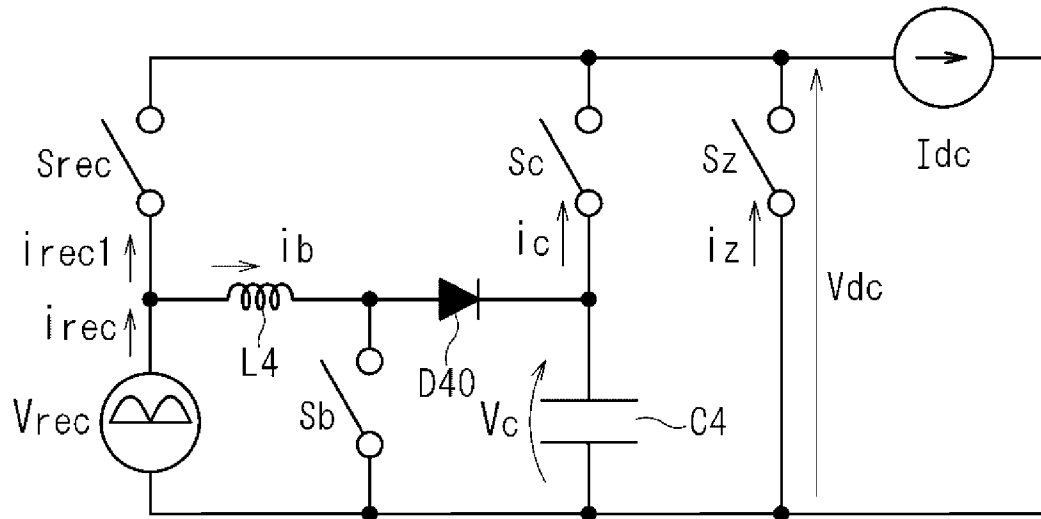
[請求項6] 前記計算部 (103f) において、前記整流電圧  $V_{rec}$  は前記振幅  $V_m$  と前記正規化電流指令との積 ( $V_m \cdot |\sin(\omega t)|$ ) で推定される、請求項1乃至請求項5のいずれか一つに記載の直接形電力変換器用制御装置。

[請求項7] 前記整流回路 (3) は前記直流リンク (7) 側にフィルタ ( $L_2$ ,  $C_2$ ) を有し、  
前記放電回路 (4a) は、  
前記第1電源線と前記第2電源線との間で前記コンデンサ ( $C_4$ ) と直列に、かつ前記コンデンサよりも前記第1電源線側に設けられたスイッチ ( $S_c$ ,  $D_{42}$ ) と、  
前記第1電源線 ( $L_H$ ) において前記スイッチと前記整流回路 (3) との間に、前記スイッチから前記整流回路への電流の流れを阻止する電流阻止素子 ( $D_{43}$ ) と  
を更に有する、請求項1乃至請求項6のいずれか一つに記載の直接形電力変換器用制御装置。

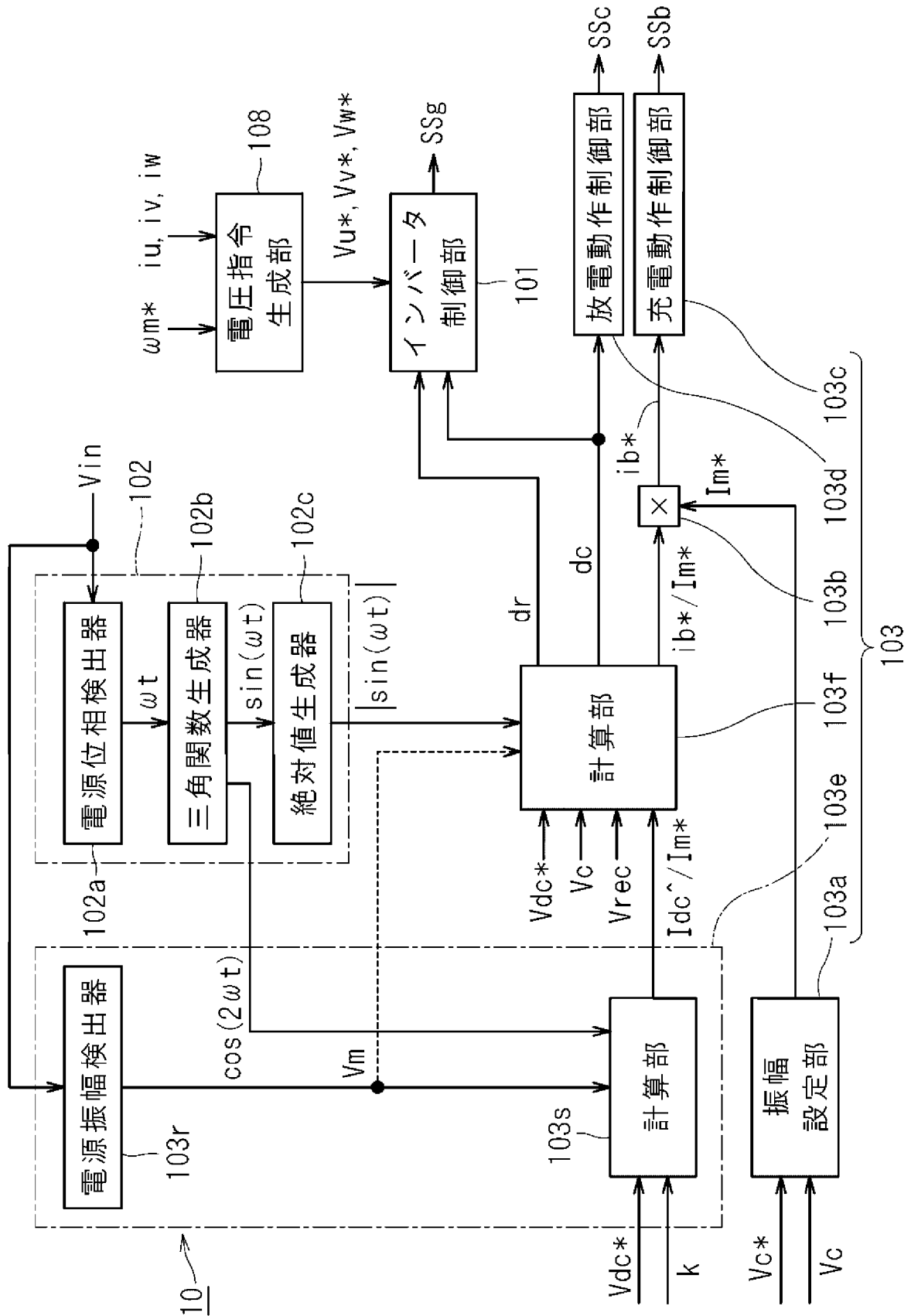
[図1]



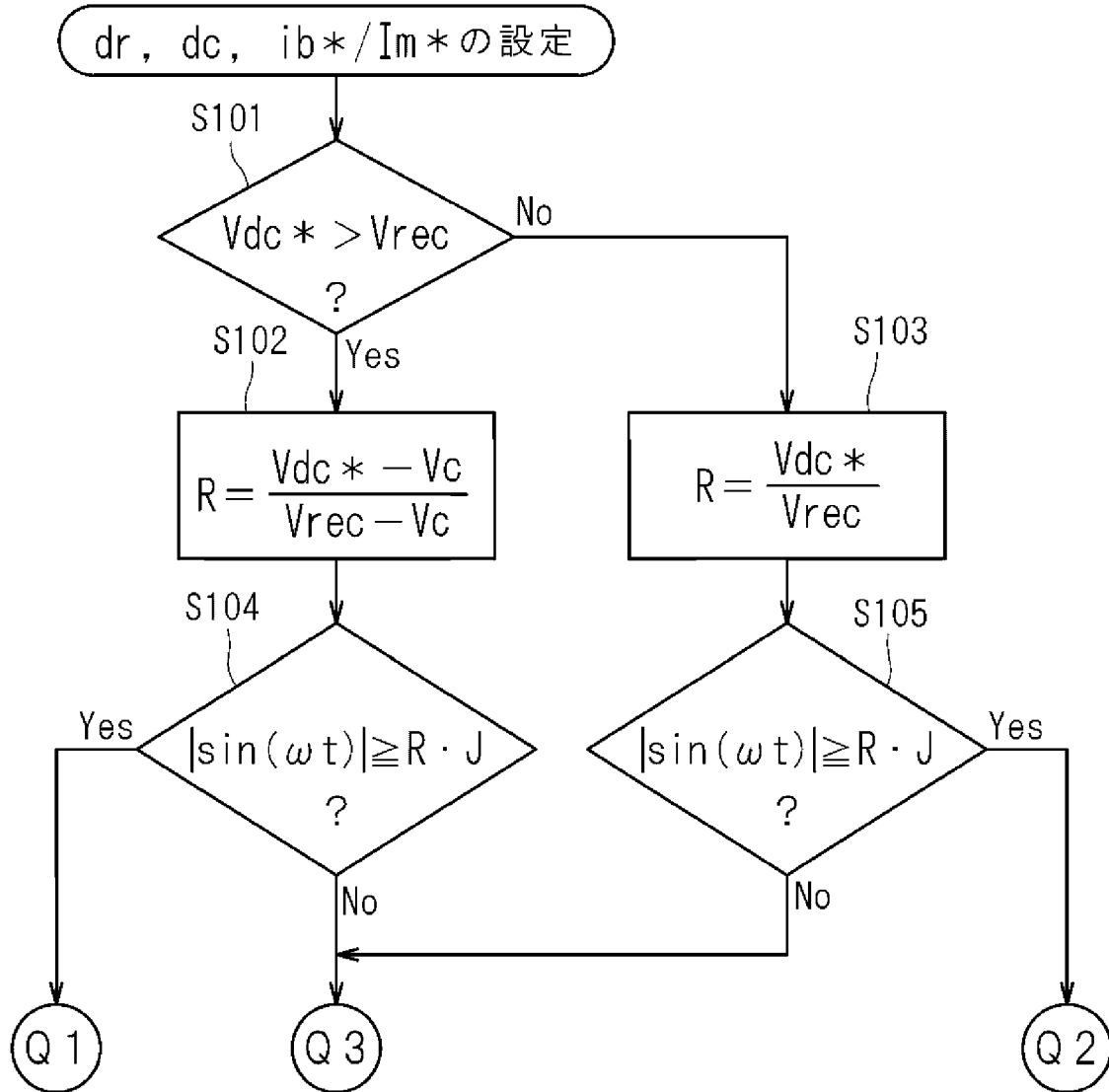
[図2]



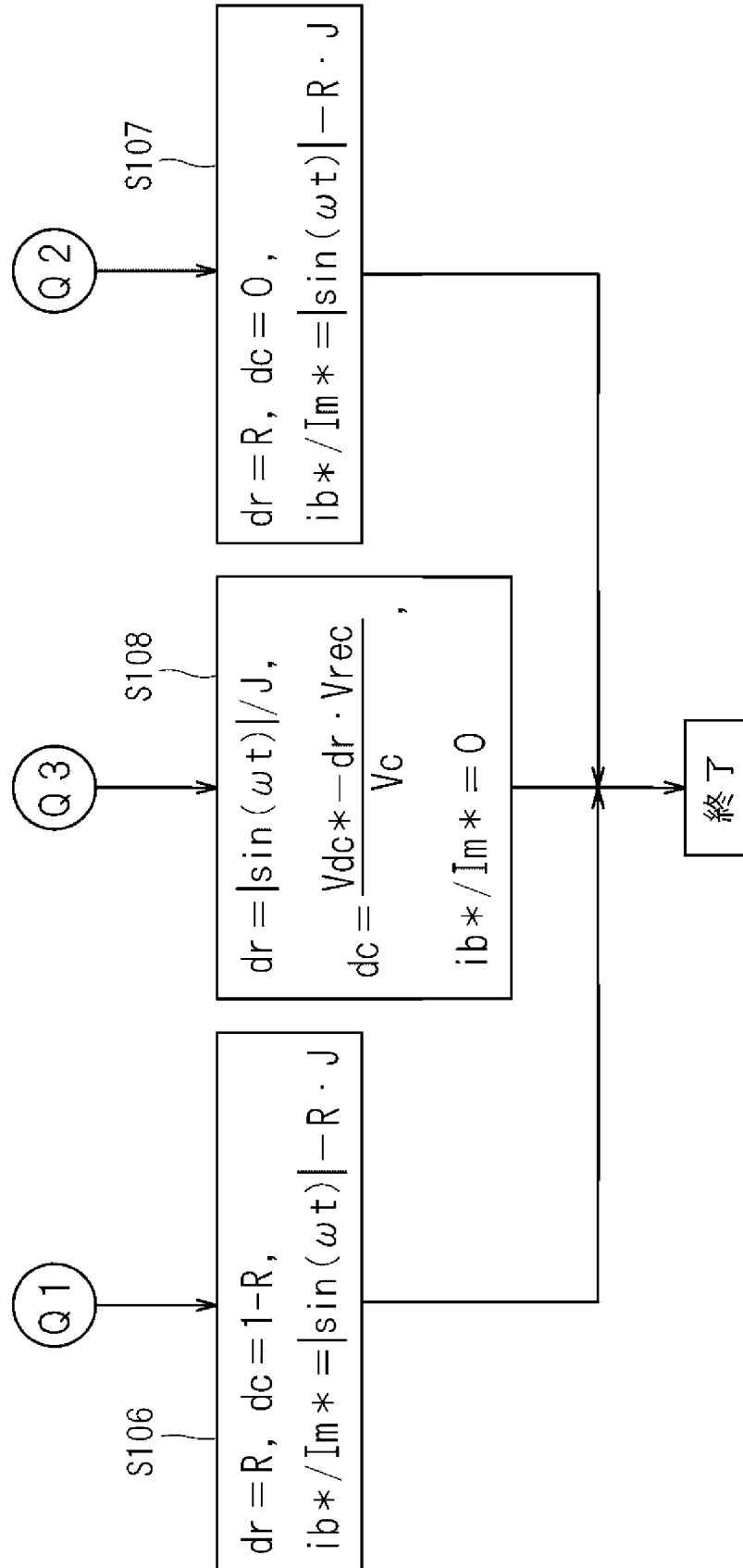
[図3]



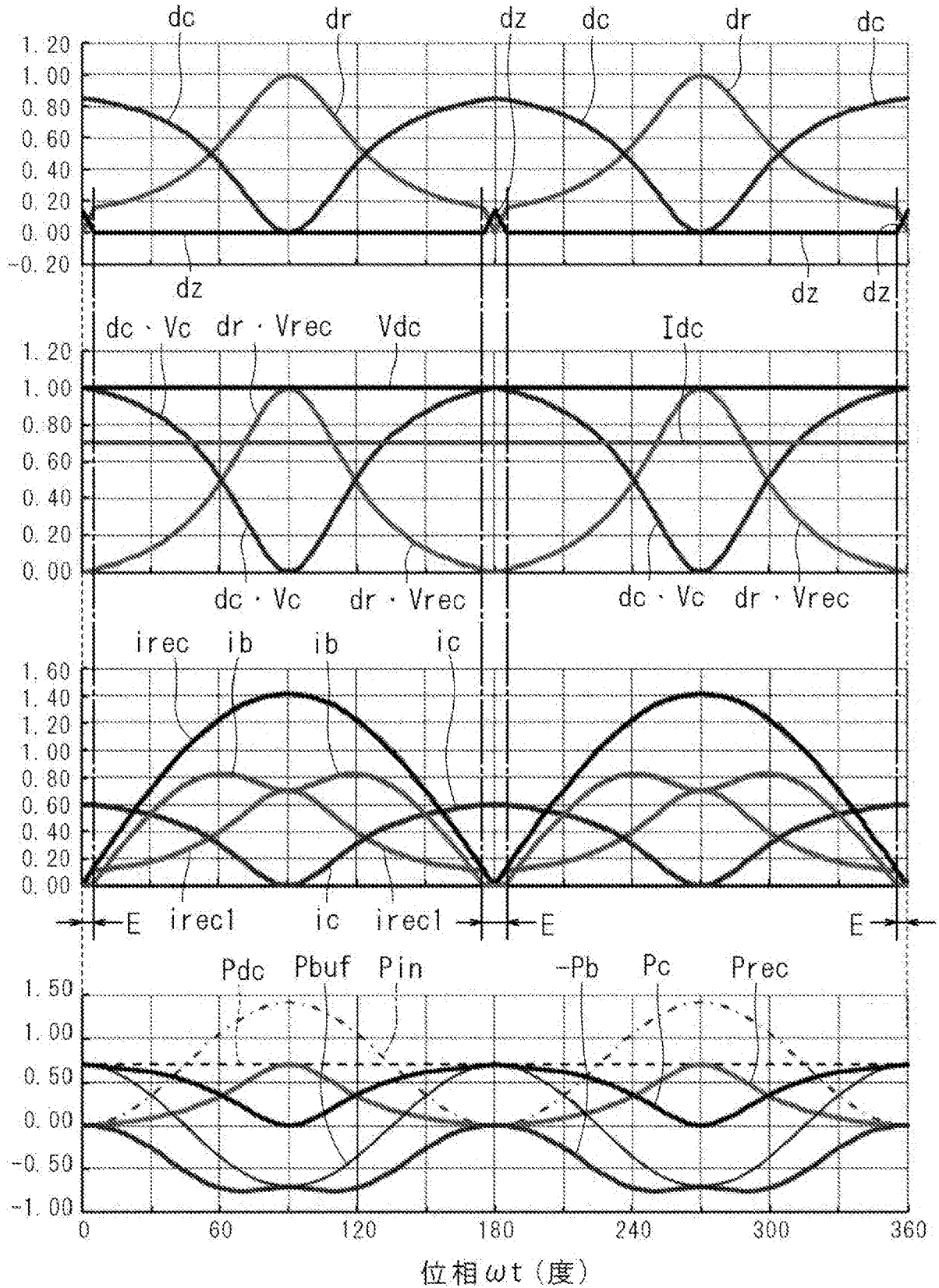
[図4]



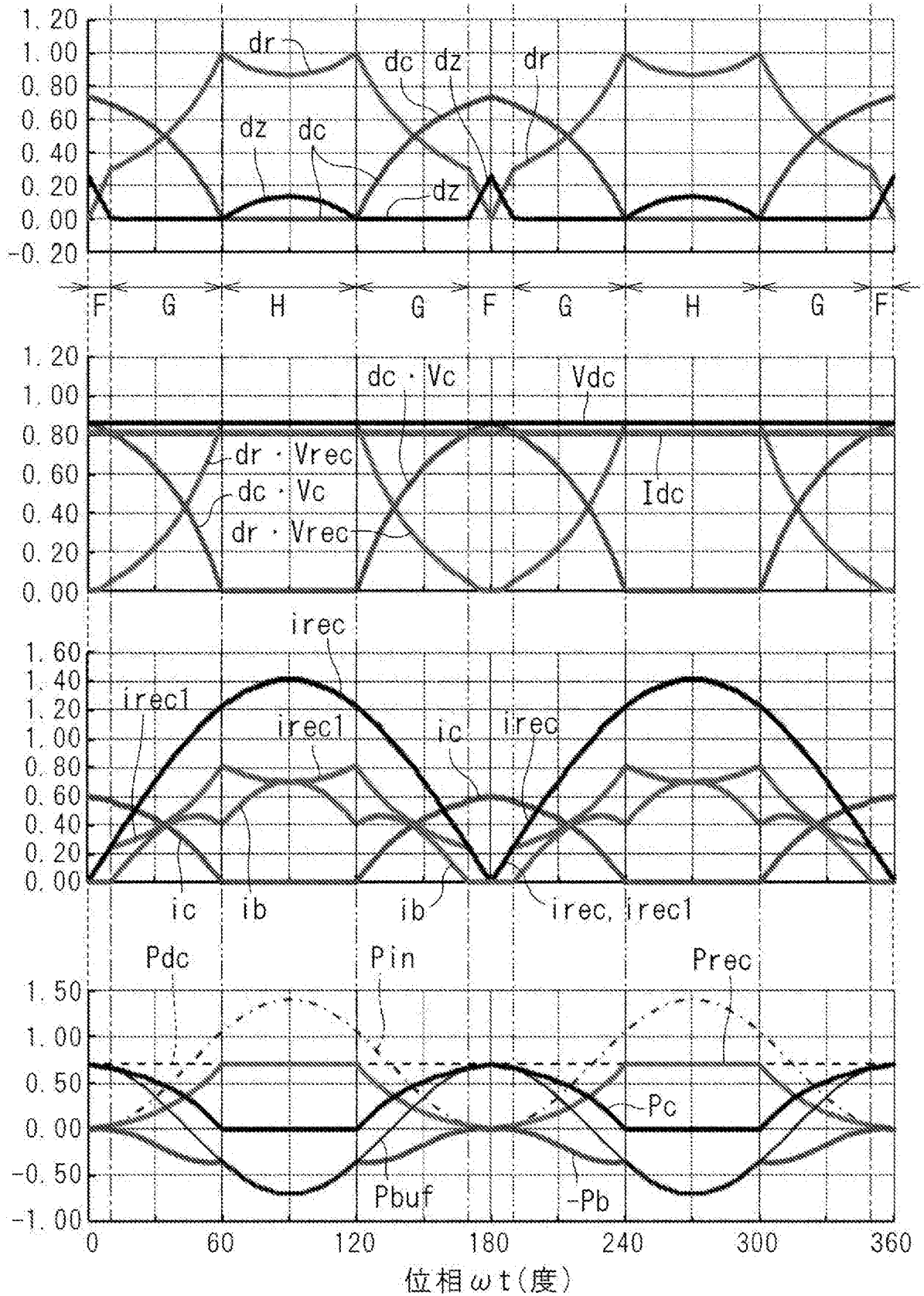
[図5]



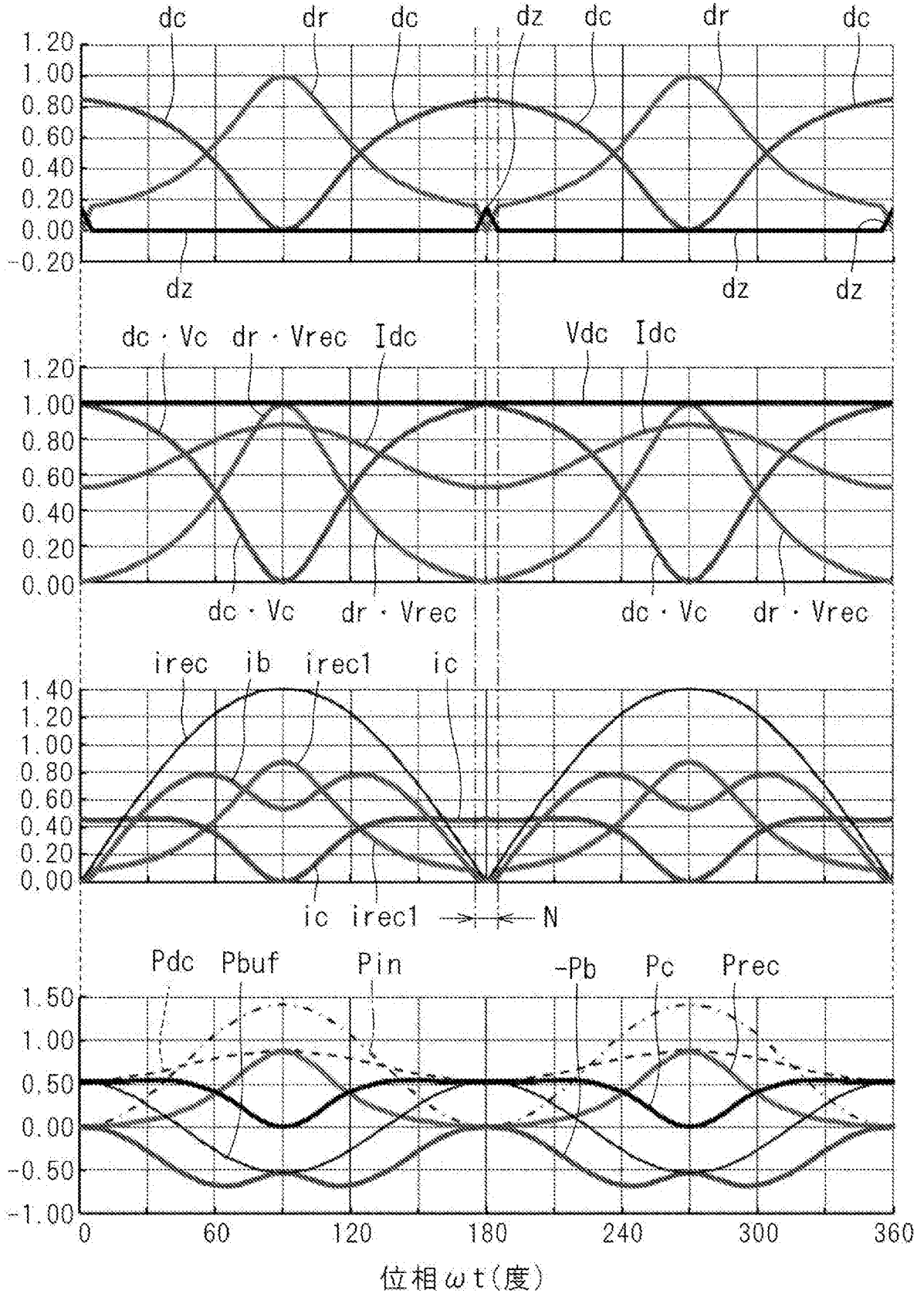
[図6]



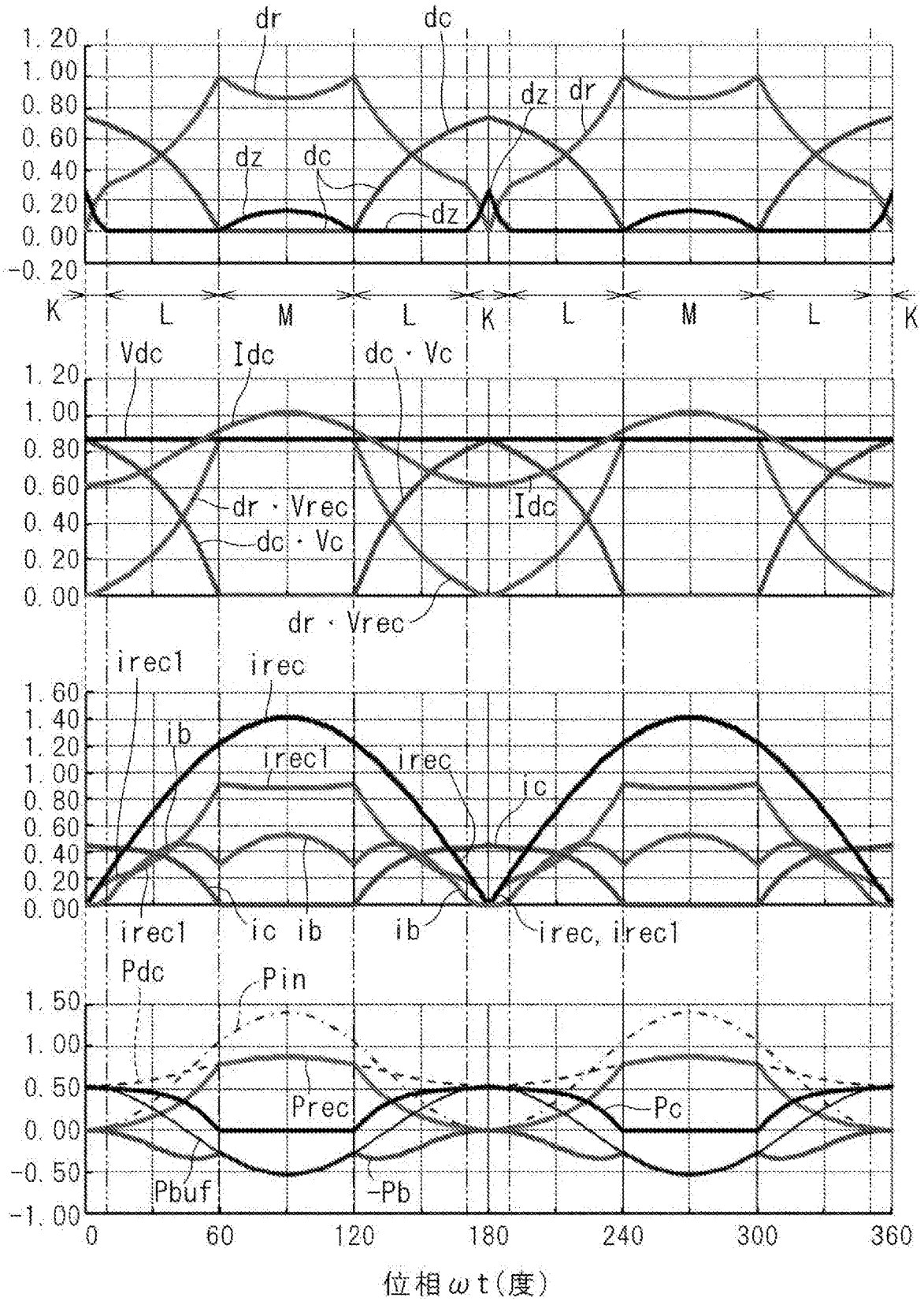
[図7]



[図8]



[図9]



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2018/024578

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**

Int.Cl. H02M7/48 (2007.01) i, H02M3/155 (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. H02M7/48, H02M3/155

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	1971-2018
Registered utility model specifications of Japan	1996-2018
Published registered utility model applications of Japan	1994-2018

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 587 4800 B1 (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) 29 January 2016, entire text, all drawings & US 2017/0310235 A1, whole document & WO 2016/060039 A1 & EP 3208929 A1 & AU 2015331503 A & CN 107078658 A	1-7
A	JP 2014-107935 A (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) 09 June 2014, entire text, all drawings (Family: none)	1-7
A	JP 2011-193678 A (NAGAOKA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 29 September 2011, entire text, all drawings (Family: none)	1-7

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 30 August 2018 (30.08.2018)	Date of mailing of the international search report 11 September 2018 (11.09.2018)
--	--

Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer  Telephone No.
--	---

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, H02M3/155(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. H02M7/48, H02M3/155

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	1971-2018年
日本国実用新案登録公報	1996-2018年
日本国登録実用新案公報	1994-2018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 5874800 B1 (ダイキン工業株式会社) 2016.01.29, 全文, 全図 & US 2017/0310235 A1, whole document & WO 2016/060039 A1 & EP 3208929 A1 & AU 2015331503 A & CN 107078658 A	1-7
A	JP 2014-107935 A (ダイキン工業株式会社) 2014.06.09, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-7
A	JP 2011-193678 A (国立大学法人長岡技術科学大学) 2011.09.29, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-7

☐ 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

30.08.2018

国際調査報告の発送日

11.09.2018

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)

遠藤 尊志

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

5G

3052