

(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3月26日(26.03.2015)



(10) 国際公開番号

WO 2015/041111 A1

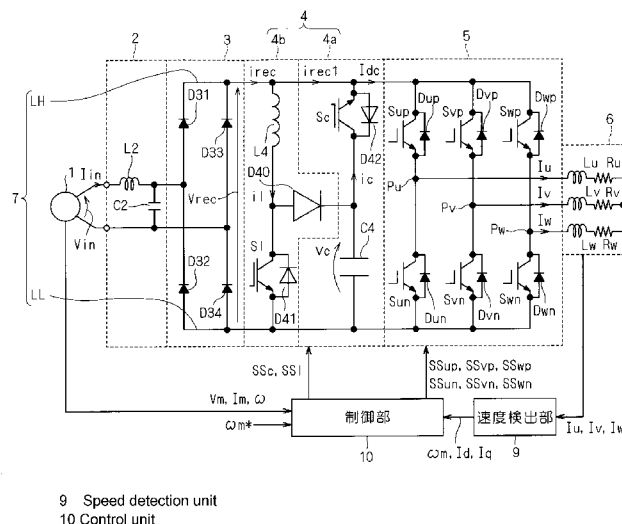
- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) *H02M 5/293* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/073891
- (22) 国際出願日: 2014年9月10日(10.09.2014)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2013-194176 2013年9月19日(19.09.2013) JP
- (71) 出願人: ダイキン工業株式会社(DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5308323 大阪府大阪市北区中崎西二丁目4番12号 梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者: 榊原 憲一(SAKAKIBARA Kenichi). 山下尚也(YAMASHITA Naoya).
- (74) 代理人: 吉竹 英俊, 外(YOSHITAKE, Hidetoshi et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区城見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, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) **Abstract:** Provided is a power conversion device that reduces the power capacity that is required of a power buffer circuit. A converter (3) performs full-wave rectification with respect to a single-phase voltage (V_{in}) and outputs a rectified voltage (V_{rec}) between direct current power supply lines (LL, LH). An inverter (5) receives the rectified voltage (V_{rec}) and supplies three-phase alternating current (I_u , I_v , I_w) to an inductive load (6). A power buffer circuit (4) is connected between the direct current power supply lines (LL, LH). The power buffer circuit (4) comprises a discharge circuit (4a) and a charging circuit (4b). The discharge circuit (4a) comprises a capacitor (C_4) and a switch (S_c) connected in series. The charging circuit (4b) is configured, for example, from a step-up chopper and comprises a switch (S_1), a reactor (L_4), and a diode (D_{40}). One part of a power pulse that is input into the converter (3) is transferred between the direct current power supply lines (LL, LH) by the power buffer circuit (4).

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2015/041111 A1



電力バッファ回路に要求される電力容量を低減する技術を提供する。コンバータ（３）は単相電圧（ V_{in} ）に対してして全波整流を行い、直流電源線（ L_L , L_H ）の間に整流電圧（ V_{rec} ）を出力する。インバータ（５）は整流電圧（ V_{rec} ）を受け、三相交流の電流（ I_u , I_v , I_w ）を誘導性負荷（６）に供給する。直流電源線（ L_L , L_H ）の間には電力バッファ回路（４）が接続される。電力バッファ回路（４）は放電回路（４ａ）と充電回路（４ｂ）とを有する。放電回路（４ａ）はコンデンサ（ C_4 ）とスイッチ（ S_c ）との直列接続を含む。充電回路（４ｂ）は例えば昇圧チョッパで構成され、スイッチ（ S_1 ）、リアクトル（ L_4 ）、ダイオード（ D_{40} ）を含む。コンバータ（３）に入力する電力の脈動の一部を、電力バッファ回路（４）が、直流電源線（ L_L , L_H ）との間で授受する。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力バッファ回路を有する電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 単相交流電源から入力した単相交流電圧から直流電圧を得るためには、全波整流回路を用いることが一般的である。しかし全波整流回路の出力は、当該単相交流電圧の周波数の2倍の周波数を有する電力脈動が存在する。よってこの電力脈動を低減するために、全波整流回路の出力側と負荷との間に電力をバッファリングする電力バッファ回路が必要となる。電力のバッファリングには、例えば平滑コンデンサと称される容量性素子が必要となる。

[0003] 非特許文献1には、平滑コンデンサに電流可逆チョッパを介してバッファコンデンサを接続し、脈動電力を吸収する技術が開示されている。かかる技術により、平滑コンデンサの静電容量を小さくし、さらに、バッファ側の電圧リップルを許容することで、平滑に必要な静電容量の総和が大幅に低減される。

[0004] 非特許文献2では、非特許文献1の平滑コンデンサを削減するとともに、バッファコンデンサをスイッチング素子を介して直流リンクに接続する技術が開示されている。かかる技術により電圧源を生成し、電源電圧とともに高周波リンクを生成する直接変換回路が示されている。

[0005] 非特許文献3ではさらに、入力波形を正弦波状にし、かつ効率を高める技術が示されている。

[0006] なお、本願に関する技術を開示する文献として、本願出願人が出願した特許文献1，2を挙げる。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2011-193678号公報

特許文献2：特開 2012-135184 号公報

非特許文献

[0008] 非特許文献1：入江、山下、竹本、「2 象限チョッパと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償」電気学会論文集D、Vol. 112, No. 7, pp. 623-629 (1992)

非特許文献2：大沼、伊東、「充電回路を付加したアクティブバッファ付き単相三相電力変換器の回路構成と制御法」、平成22年電気学会全国大会、4-057 (2010)

非特許文献3：大沼、伊東、「単相三相変換器における昇圧チョッパ回路とアクティブバッファ回路の比較」、平成23年電気学会全国大会、4-042 (2011)

非特許文献4：芳賀、高橋、大石：「高入力力率を実現する単相-三相マトリクスコンバータの一制御法」電気学会論文集D、Vol. 124, No. 5, pp. 510-516 (2004)

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0009] 非特許文献1で示された技術を用いた電力変換ではバッファコンデンサの電圧を一定に制御する必要がないため、直接変換形であるか間接変換形であるかを問わず、通常の平滑コンデンサと比較して、必要な静電容量を小さく設定することが可能である。

[0010] しかし、脈動電力の振幅は、電力の一定成分と同程度に大きい。よって、バッファコンデンサに要求される許容リプル電流値も高い。他方、装置の小型化やコストの制約からバッファコンデンサとして電解コンデンサを適用することが望ましい。したがって、バッファコンデンサであっても、それに電解コンデンサを採用することにより、許容リプル電流値を満足する観点で、実際に必要な静電容量よりも大きな、通常の平滑コンデンサ程度の静電容量を選択せざるを得なかった。

[0011] 一方、非特許文献4では、能動的な電力バッファ回路を持たない単相三相直接変換回路が示されている。ここでは、入力電流と出力電力リプルの関係

が示されている。そして入力波形を正弦波状にするために、出力電力に対して電源周波数の2倍の周波数を有する脈動電力を与える必要性が示されている。

[0012] 例えば、1.5 kWクラスの家庭用の空気調和機では、負荷トルクの脈動に伴う速度リップルは、モータの慣性モーメントにより10%程度に抑制されると期待される。それでも、電力容量の増加に伴って脈動トルクも増加するため、圧縮機支持系の応力も大きくなる。よって採用できる電力容量にも上限が存在することは明らかである。

[0013] そこで、本願では、能動的な電力バッファ回路を有する電力変換装置において、電力バッファ回路がバッファリングする電力を脈動電力よりも小さくし、以て電力バッファ回路の静電容量や電力容量を低減することを目的とする。これはまた、ひいては、負荷が脈動する場合の電力容量の範囲を拡大することに資する。

課題を解決するための手段

[0014] この発明にかかる電力変換装置は、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(Vin)を入力して前記直流リンクに脈動電力(Pin)を出力するコンバータ(3)と；前記直流リンクから電力を入力し、交流電流(Iu, Iv, Iw)を出力するインバータ(5)と；前記直流リンクから充電電力(PI)を入力し、前記直流リンクへと放電電力(PC)を出力する電力バッファ回路(4)とを備える。

[0015] そして当該電力変換装置の第1の態様では、少なくとも前記脈動電力が所定値を越えるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分(PC - PI)が、前記脈動電力の交流成分(Pin^)よりも小さい。

[0016] この発明にかかる電力変換装置の第2の態様は、その第1の態様であって、前記インバータ(5)に入力する入力電力(Pdc)は、前記直流リンク(7)から、前記脈動電力と前記放電電力との和から前記充電電力を引いた値(Pin + PC - PI)を採る。そして、少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、前記充電電力(PI)は、前記脈動電力(Pin)

の定数 (k) 倍 (但し前記定数は正であって $1/2$ よりも小さい) の値 ($k \cdot P_{in}$) を採り、前記放電電力 (P_c) は、前記脈動電力の交流成分 ($P_{in}^{\wedge}$) の前記定数倍の (-2) 倍に前記充電電力を加えた値 ($2k \cdot P_{in}^{\wedge} + P_l$) を採る。

[0017] この発明にかかる電力変換装置の第3の態様は、その第2の態様であって、前記コンバータ (3) は、前記単相交流電圧 ($V_m \cdot \sin(\omega t)$) を全波整流して得られる整流電圧 (V_{rec}) を、前記第1電源線 (LH) を前記第2電源線 (LL) よりも高電位として前記直流リンク (7) に印加し；少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、前記脈動電力 (P_{in}) を前記整流電圧 (V_{rec}) で除した電流 ($I_m \cdot |\sin(\omega t)|$) である第1電流に、1から前記定数を引いた値 ($1-k$) を乗じた電流 ($(1-k) \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)|$) を前記直流リンクに流す。前記電力バッファ回路 (4) は、コンデンサ (C4) と、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に対して前記第1電源線側で直列に接続された第1スイッチ (Sc, D42) とを含む放電回路 (4a) と、前記コンデンサを充電する充電回路 (4b) とを含む。前記電力バッファ回路 (4) は、少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、前記第1電流の前記定数倍である充電電流 ($i_l = k \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)|$) を入力し；前記放電電力 (P_c) を前記コンデンサの両端電圧 (V_c) で除した電流 (P_c / V_c) である放電電流 (i_c) を出力する。

[0018] この発明にかかる電力変換装置の第4の態様は、その第2の態様であって、前記コンバータ (3) は、前記単相交流電圧 (V_{in}) を全波整流して得られる整流電圧 (V_{rec}) を、前記第1電源線 (LH) を前記第2電源線 (LL) よりも高電位として前記直流リンク (7) に印加する。前記電力バッファ回路 (4) は、コンデンサ (C4) と、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に対して前記第1電源線側で直列に接続された第1スイッチ (Sc, D42) とを含む放電回路 (4a) と、前記コンデンサを充電する充電回路 (4b) とを含む。前記コンバータが前記直流リンク

(7) と導通するデューティである整流デューティ (d_{rec}) は、所定電圧 (V_{dc}) と前記単相交流電圧の位相 (ωt) の正弦値の二乗 ($\sin^2(\omega t)$) との積を前記整流電圧 (V_{rec}) で除した値 ($V_{dc}/V_m \cdot |\sin(\omega t)|$) を採る。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) は、前記所定電圧と前記位相の余弦値の二乗 ($\cos^2(\omega t)$) との積を前記コンデンサの両端電圧 (V_c) で除した値 ($V_{dc}/V_c \cdot \cos^2(\omega t)$) を採る。

[0019] この発明にかかる電力変換装置の第5の態様は、その第2の態様乃至第4の態様のいずれかであって、前記定数 (k) は前記交流電流 (I_u, I_v, I_w) に依存しない。

[0020] この発明にかかる電力変換装置の第6の態様は、その第2の態様乃至第4の態様のいずれかであって、前記定数 (k) は前記交流電流 (I_u, I_v, I_w) の大きさと反比例する。

[0021] 例えば第1の態様乃至第6の態様のいずれかにおいて、前記所定値が前記脈動電力の最大定格電力よりも小さく設定される。

[0022] あるいは例えば第1の態様乃至第7の態様のいずれかにおいて、前記脈動電力が所定値以下であるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分 ($P_c - P_l$) は、前記脈動電力の交流成分 ($P_{in}^{\wedge}$) と等しい。

[0023] あるいは例えば第1の態様乃至第8の態様のいずれかにおいて、前記脈動電力が所定値を越えるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分 ($P_c - P_l$) は、前記脈動電力に依存しない。

発明の効果

[0024] この発明にかかる電力変換装置の第1の態様によれば、放電電力の充電電力に対する変動分が電力バッファ回路がバッファリングする電力であるところ、これが脈動電力の交流成分よりも小さい。よって電力バッファ回路の電力容量を従来よりも低減することができる。

[0025] この発明にかかる電力変換装置の第2の態様によれば、電力バッファ回路がバッファリングする電力は脈動電力の交流成分の定数倍の2倍となる。当

該定数は $1/2$ よりも小さいので、第 1 の態様バッファリングする電力は従来の電力バッファ回路と比較して小さくなり、当該第 2 の態様は第 1 の態様の実現に資する。

[0026] この発明にかかる電力変換装置の第 3 の態様によれば、インバータが零相電流を流す期間を短くし、以て直流リンク電圧に引加された電圧を利用する期間を長くできる。

[0027] 整流デューティと整流電圧との積と、放電デューティと両端電圧との積との和が、インバータが利用する直流電圧の平均値に相当する。この発明にかかる電力変換装置の第 4 の態様では、当該和は所定電圧と一致し、これが単相交流電圧の位相には依存せず、一定値にできる。

[0028] この発明にかかる電力変換装置の第 5 の態様によれば、軽負荷域においてコンデンサのリプル電流を低減でき、電力変換装置の寿命を長くすることができる。

[0029] この発明にかかる電力変換装置の第 6 の態様によれば、電力変換装置の負荷となる電動機のトルクが小さい場合、当該電動機の低回転数領域における振動が低減される。

[0030] 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

[0031] [図1]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の構成を示すブロック図。

[図2]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置での電力収支を示すブロック図。

[図3]直接形電力変換装置において入力電力と、コンデンサの静電容量と、リプル電流との関係を示すグラフ。

[図4]図 1 に示された回路の等価回路を示す回路図。

[図5]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図6]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図7]仮想直流電圧を示すグラフ。

[図8]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の仮想的な動作を示すグラフ。

[図9]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図10]本実施の形態にかかる直接形電力変換装置の動作を示すグラフ。

[図11]直流電流を実現する制御を行うための構成を例示するブロック図。

[図12]図1に示された直接形電力変換装置の変形を示す回路図。

発明を実施するための形態

[0032] A. 直接形電力変換装置の構成.

図1は、本実施の形態で示される制御方法が適用される直接形電力変換装置の構成を示すブロック図である。当該直接形電力変換装置は、コンバータ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。

[0033] コンバータ3は例えばフィルタ2を介して単相交流電源1と接続されている。フィルタ2はリアクトルL2とコンデンサC2とを備えている。リアクトルL2は単相交流電源1の2つの出力端のうちの一つとコンバータ3との間に設けられている。コンデンサC2は単相交流電源1の2つの出力端の間に設けられている。フィルタ2は電流の高周波成分を除去する。フィルタ2は省略しても良い。簡単のため、以下ではフィルタ2の機能を無視して説明する。

[0034] 直流リンク7は直流電源線LH, LLを有する。

[0035] コンバータ3は例えばダイオードブリッジを採用し、ダイオードD31～D34を備えている。ダイオードD31～D34はブリッジ回路を構成し、単相交流電源1から入力される入力電圧である単相交流電圧 V_{in} を単相全波整流して整流電圧 V_{rec} に変換し、これを直流電源線LH, LLの間に出力する。直流電源線LHには直流電源線LLよりも高い電位が印加される。コンバータ3には単相交流電源1から入力電流 I_{in} が流れ込む。

[0036] 電力バッファ回路4は放電回路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。放電回路4aはコンデンサC4を含み、充電回

路 4 b は整流電圧 V_{rec} を昇圧してコンデンサ C_4 を充電する。

[0037] 放電回路 4 a はダイオード D_{42} と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） S_c を更に含んでいる。トランジスタ S_c はコンデンサ C_4 に対して直流電源線 L_H 側で、直流電源線 L_H 、 L_L の間で直列に接続されている。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 S_c の順方向は直流電源線 L_L から直流電源線 L_H へと向かう方向であり、ダイオード D_{42} の順方向は直流電源線 L_H から直流電源線 L_L へと向かう方向である。トランジスタ S_c とダイオード D_{42} とはまとめて一つのスイッチ素子（第 1 スイッチ）として把握することができる。第 1 スイッチの導通によってコンデンサ C_4 が放電して直流リンク 7 へと電力を授与する。

[0038] 充電回路 4 b は、例えばダイオード D_{40} と、リアクトル L_4 と、トランジスタ（ここでは IGBT） S_l とを含んでいる。ダイオード D_{40} は、カソードと、アノードとを備え、当該カソードは第 1 スイッチとコンデンサ C_4 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。

[0039] リアクトル L_4 は直流電源線 L_H とダイオード D_{40} のアノードとの間に接続される。トランジスタ S_l は直流電源線 L_L とダイオード D_{40} のアノードとの間に接続される。トランジスタ S_l にはダイオード D_{41} 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（第 2 スイッチ）として把握することができる。具体的にはトランジスタ S_l の順方向は直流電源線 L_H から直流電源線 L_L へと向かう方向であり、ダイオード D_{40} の順方向は直流電源線 L_L から直流電源線 L_H へと向かう方向である。

[0040] コンデンサ C_4 は、充電回路 4 b により充電され、整流電圧 V_{rec} よりも高い両端電圧 V_c が発生する。具体的には直流電源線 L_H から第 2 スイッチを経由して直流電源線 L_L へと電流を流すことによってリアクトル L_4 にエネルギーを蓄積し、その後に第 2 スイッチをオフすることによって当該エ

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。

[0041] 両端電圧 V_c は整流電圧 V_{rec} 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。従って第1スイッチの導通／非導通は専らトランジスタ S_c のそれに依存する。よって、以下、トランジスタ S_c のみならず、これとダイオードD42とをまとめた第1スイッチについて、スイッチ S_c と称することがある。

[0042] また、直流電源線LHの方が直流電源線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。従って第2スイッチの導通／非導通は専らトランジスタ S_l のそれに依存する。よって、以下、トランジスタ S_l のみならず、これとダイオードD41とをまとめた第2スイッチについて、スイッチ S_l と称することがある。

[0043] インバータ5は直流電源線LH、LLの間の直流電圧を交流電圧に変換して出力端 P_u 、 P_v 、 P_w に出力する。インバータ5は6つのスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} を含む。スイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} はそれぞれ出力端 P_u 、 P_v 、 P_w と直流電源線LHとの間に接続され、スイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} はそれぞれ出力端 P_u 、 P_v 、 P_w と直流電源線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 D_{up} 、 D_{vp} 、 D_{wp} 、 D_{un} 、 D_{vn} 、 D_{wn} を含む。

[0044] ダイオード D_{up} 、 D_{vp} 、 D_{wp} 、 D_{un} 、 D_{vn} 、 D_{wn} はいずれもそのカソードを直流電源線LH側に、そのアノードを直流電源線LL側に向けて配置される。ダイオード D_{up} は、出力端 P_u と直流電源線LHとの間で、スイッチング素子 S_{up} と並列に接続される。同様にして、ダイオード D_{vp} 、 D_{wp} 、 D_{un} 、 D_{vn} 、 D_{wn} は、それぞれスイッチング素子 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} と並列に接続される。出力端 P_u 、 P_v 、 P_w からは、それぞれ交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w 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 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} にはIGBTが採用される。

[0045] 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。具体的には、リアクトル L_u と抵抗 R_u とが相互に直列に接続され、この直列体の一端が出力端 P_u に接続される。リアクトル L_v 、 L_w と抵抗 R_v 、 R_w についても同様である。またこれらの直列体の他端同士が相互に接続される。

[0046] B. 制御方法.

(b-1) 電力低減の基本的な考え方.

コンバータ 3 に入力する瞬時入力電力 P_{in} は、入力力率を 1 として、次式 (1) で表される。但し、単相交流電圧 V_{in} の波高値 V_m 及び電源角速度 ω 、入力電流 I_{in} の波高値 I_m 、時間 t を導入した。電源角速度 ω と時間 t との積 ωt は単相交流電圧 V_{in} の位相を表すことになる。また交流波形は、当該交流波形の位相 ωt の正弦値と波高値の積として把握した。

[0047] [数1]

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\ &= \frac{1}{2} V_m \cdot I_m - \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (1) \end{aligned}$$

[0048] 瞬時入力電力 P_{in} は、式 (1) 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。よって以下では瞬時入力電力 P_{in} を脈動電力 P_{in} と称することもある。

[0049] 図 1 に示された電力変換装置は、下記のように把握することができる。

[0050] 直流リンク 7 は直流電源線 L_H 、 L_L を含む：

コンバータ 3 は単相交流電圧 V_{in} を入力し、脈動電力 P_{in} を出力する：

電力バッファ回路 4 は、充電電力 P_I を直流リンク 7 から入力し、放電電力 P_c を直流リンク 7 へ出力する：

インバータ 5 は直流リンク 7 から、脈動電力 P_{in} と放電電力 P_c との和

から充電電力 P_I を引いた入力電力 P_{dc} ($=P_{in} + P_c - P_I$) を入力し、交流電流 I_u , I_v , I_w を出力する。

[0051] 図2は図1に示された直接電力変換装置での電力の収支を模式的に示すブロック図である。バッファリングされる電力（以下、「バッファリング電力 P_{buf} 」と称す）は放電電力 P_c から充電電力 P_I を差し引いた電力差 ($P_c - P_I$) と等しい。またコンバータ3からインバータ5へと向かう電力 P_{rec} は $P_{in} - P_I$ に等しい。よって $P_{dc} = P_{rec} + P_c$ が成立する。

[0052] 非特許文献2や特許文献1で示された従来の技術では、上述の交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ を打ち消すべく、充電電力 P_I と放電電力 P_c がいずれも交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ と同じ値を採り、かつ電源位相において相互に排他的な期間で電力バッファ回路4と直流電源線 L_H , L_L との間で授受されていた。そのため、電力バッファ回路4がバッファリングすべき電力は交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ の絶対値と等しく、これ以上の電力容量が電力バッファ回路4に要求されていた。

[0053] そこで、電力バッファ回路4の電力容量を低減するために、どのような技術を採用すればバッファリング電力 P_{buf} を低減できるのかについて説明する。

[0054] もちろん、バッファリング電力 P_{buf} を全く零にすることは、インバータ5に入力する電力が式(1)の右辺第2項で脈動することになって望ましくないし、そもそも電力バッファ回路4の電力容量の低減を図る必要もない。そこで、 $1/2$ 未満の正の定数 k を導入し、バッファリング電力 P_{buf} を次式(2)で決定する。換言すれば、このようなバッファリング電力 P_{buf} の実現は電力バッファ回路の電力容量の低減に資する。

[0055] [数2]

$$P_{buf} = k \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots (2)$$

[0056] つまり、電力バッファ回路4と直流電源線 L_H , L_L との間で授受される電力の差が式(2)を満足すればよい。換言すれば、放電電力 P_c の充電電

力 P_l に対する変動分となる電力 ($P_c - P_l$) の絶対値が、交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ の絶対値よりも小さければ、電力バッファ回路 4 の電力容量を従来よりも低減することができる。

[0057] このように定数 k を $1/2$ 未満とすることにより、バッファリング電力 P_{buf} は、非特許文献 2, 3 で示される技術よりも小さく選定できる。これは電力バッファ回路 4 について下記の利点を招来する。

[0058] (b-2) 放電回路 4 a についての利点の説明。

この節では、バッファリング電力 P_{buf} を低減することで、コンデンサ C_4 に電解コンデンサを採用することができ、放電回路 4 a が安価に実現されることを説明する。

[0059] 図 3 は、入力電力（瞬時入力電力 P_{in} の平均値：横軸）を入力して処理する直接形電力変換装置において採用もしくは要求されるコンデンサの静電容量（単に「コンデンサ容量」とも称す）（左縦軸）と、リップル電流及びコンデンサにおけるリップル電流の許容値（右縦軸）との関係を示すグラフである。

[0060] 記号 H_1 , H_2 は、いずれも単相の力率改善回路を採用した場合に使用されているコンデンサ容量を示している。記号 H_1 , H_2 は、それぞれ空調能力が 6 kW 及び 11.2 kW の空気調和機を採用した場合のデータである。ここでいう力率改善回路は、電力バッファ回路 4 からスイッチ S_c を短絡除去し、かつリアクトル L_4 とコンバータ 3 との接続点をインバータ 5 と直接に接続させない構成として把握することができる。当該構成においては、ダイオード D_{40} とリアクトル L_4 の直列接続が、直流電源線 L_H においてコンバータ 3 とインバータ 5 の間に介在することになり、またコンデンサ C_4 が直流電源線 L_H , L_L の間で、インバータ 5 に対して並列に接続されることになる。

[0061] さて、 $k = 1/2$ の場合には、 $P_{dc} = P_{in} - P_{in}^{\wedge}$ であることに鑑みれば、コンデンサ C_4 に必要な静電容量 C は、非特許文献 3 から次式 (3) で求められる。但し、両端電圧 V_c の最大値 V_{cmax} 及び最小値 V_{cm}

i_n を導入した。

[0062] [数3]

$$C = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2)} \quad \dots (3)$$

[0063] グラフG1は $k = 1/2$ の場合（つまりバッファリング電力 P_{buf} が交流成分 P_{in} の絶対値と等しい場合）に必要なコンデンサ容量を計算した値をプロットしている。但し、最大値 $V_{cmax} = 400 + 50 = 450$ （V）、最小値 $V_{cmin} = 400 - 50 = 350$ （V）とした。また、グラフG1における黒丸は、記号H1、H2で示された場合と入力電力が同じ場合を示している。但し、記号H1、H2は実際に使用されているコンデンサ容量をプロットしており、これを式（3）から逆算すると、両端電圧 V_c の変動は±5%程度となる。

[0064] 記号H1、H2とグラフG1における黒丸とを比較して判るように、 $k = 1/2$ では通常の力率改善回路と比較して、コンデンサ容量が $1/3 \sim 1/4$ 程度にまで低減される。

[0065] しかしながら、 $k = 1/2$ の場合には、グラフG2で示されるリップル電流がコンデンサC4に流れる。他方、グラフG1で求められたコンデンサ容量を電解コンデンサで得た場合に許容されるリップル電流を、グラフG3で示す（例えばニチコン株式会社製電解コンデンサ、GWシリーズ（105℃仕様）で45℃における値）。グラフG2、G3の比較により、 $k = 1/2$ の場合をコンデンサC4に電解コンデンサを用いて実現することは、リップル電流が許容されるかという観点では、不可能であることがわかる。

[0066] しかし、定数 k を $1/2$ 未満とすることにより、コンデンサC4に流れるリップル電流は、 $k = 1/2$ の場合と比較して低減させることができる。これは、定数 k を、所望のコンデンサ容量に対応して設定することによって、コンデンサC4を電解コンデンサで実現できることとなり、電力バッファ回路4を安価に実現することに資する。

[0067] (b-3) 充電回路 4 b についての利点の説明.

この節では、バッファリング電力 P_{buf} を低減することで、充電回路 4 b が安価に実現されることを説明する。

[0068] 通常の力率改善回路においては、瞬時入力電力 P_{in} の全てが通過する。

他方、電力バッファ回路 4 を用いると、充電回路 4 b を通過する電力は充電電力 P_I であって、式 (2) で表されるバッファリング電力 P_{buf} のうち、これが正となる場合に相当する (図 2 参照)。

[0069] よってバッファリング電力 P_{buf} が小さいほど、充電回路 4 b に必要とされる電力容量は小さくなる。また、バッファリング電力 P_{buf} を低減することにより、リアクトル L_4 に流れる電流 i_I (これは充電回路 4 b に入力する充電電流として把握できる) についても低減されるので、リアクトル L_4 に要求される電力容量も低減される。

[0070] (b-4) 充電電力 P_I と放電電力 P_c の具体的な例.

さて、本節以降では、上述の充電電力 P_I 及び放電電力 P_c の一例として、これらをそれぞれ式 (4) (5) で定める。

[0071] [数4]

$$P_I = k \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots (4)$$

[0072] [数5]

$$\begin{aligned} P_c &= k \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= k \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) + P_I \quad \dots (5) \end{aligned}$$

[0073] つまり、充電電力 P_I は脈動電力 P_{in} の定数 k 倍の電力であり、放電電力 P_c は交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ の (−2) 倍の定数 k 倍に充電電力 P_I を加えた電力である。

[0074] 充電電力 P_I は、脈動電力 P_{in} から直流リンク 7 を介して電力バッファ回路 4 に定数 k を分配率として分配された電力 $k \cdot P_{in}$ であると把握することができる。よって以下では定数 k をバッファ分配率 k とも称す。

[0075] 式(4)、(5)と、 $P_{buf} = P_c - P_l$ であることから、式(2)が満足されることは明白である。

[0076] このような充電電力 P_l 及び放電電力 P_c は、これらが電源位相において排他的な期間でそれぞれ電力バッファ回路4と直流リンク7との間で授受される特許文献1、非特許文献2とは異なり、電源位相において排他的な期間は設定されない。

[0077] ただし、 $P_c > P_l$ （すなわち $P_{buf} > 0$ ）となる期間（以下「放電主体期間」とも称す）では充電よりも放電が主体であって、 $P_c < P_l$ （すなわち $P_{buf} < 0$ ）となる期間（以下「充電主体期間」とも称す）では放電よりも充電が主体である。式(4)、(5)から理解されるように、 $(n + 1/4)\pi \leq \omega t \leq (n + 3/4)\pi$ の期間が充電主体期間であり、 $(n + 3/4)\pi \leq \omega t \leq (n + 5/4)\pi$ の期間が放電主体期間である（ n は整数：以下同様）。

[0078] このように充電電力 P_l および放電電力 P_c を定めることにより、充電回路4bに要求される電力容量を、前節の説明よりも定量的に説明することができる。

[0079] 従来の力率改善回路に入力、すなわちリアクトルに入力する電力の、電源周波数の一周周期当たりの平均値は、式(1)に鑑みて式(6)で求められる。

[0080] [数6]

$$\frac{V_m \cdot I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) d\theta = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \quad \dots (6)$$

[0081] 他方、電力バッファ回路4を用いると、これには充電電力 P_l が入力する。よって式(4)に鑑みれば、電力バッファ回路4に入力、すなわち充電回路4bに入力する電力の電源周波数の一周周期当たりの平均値は、式(7)で求められる。

[0082]

[数7]

$$\frac{V_m \cdot I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} |k \cdot \sin^2 2\theta| d\theta = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot k \quad \dots (7)$$

[0083] 式(6), (7)を比較して判るように、力率改善回路と比較して、充電回路4bに要求される電力容量はk倍となる。バッファ分配率kを1/2未満に設定することにより、充電回路4bに要求される電力容量は、力率改善回路のそれと比較して1/2倍よりも小さくなる。

[0084] (b-5)定数kに依存した電流の分配.

本節では、コンバータ3が出力する電流*i_{rec}*のうち、コンバータ3からインバータ5へと流れる電流*i_{rec1}*を、バッファ分配率kに依存して設定する技術を説明する。

[0085] さて、コンバータ3の出力側には、式(8)で示される整流電圧*V_{rec}*が印加される。

[0086] [数8]

$$V_{rec} = |V_{in}| = V_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (8)$$

[0087] また、*P_{rec}* = *P_{in}* - *P_l*であるので、下式(9)が成立する。

[0088] [数9]

$$P_{rec} = (1-k) \cdot V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) = |V_{in}| \cdot i_{rec1} \quad \dots (9)$$

[0089] よって電流*i_{rec1}*は下式(10)で表される。

[0090] [数10]

$$i_{rec1} = (1-k) \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (10)$$

[0091] 式(1)においては、入力電流*i_{in}*が*I_m* · sin(ωt)で表される、即ち正弦波状の波形を呈することを前提としているので、電流*i_l*は下式(1

1) を満足する。図2から分かるように、コンバータ3が出力する電流 i_{rec} は、電流 i_{rec1} と電流 i_l との和と等しいからである。

[0092] [数11]

$$i_l = k \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (11)$$

[0093] よって電流 i_l のピーク値は $k \cdot I_m$ となる。よって、従来の力率改善回路に入力する電流のピーク値が I_m であることに鑑みれば、リアクトル L_4 に要求される電力容量が従来よりも低減されることが判る。

[0094] コンデンサ C_4 からインバータ5に流れる放電電流 i_c を導入すると、電力バッファ回路4から出力される放電電力 P_c は積 $V_c \cdot i_c$ で表される。よって放電電力 P_c が式(5)を満足するためには、放電電流 i_c は下式(12)を満足すればよい。

[0095] [数12]

$$i_c = \frac{P_c}{V_c} = \frac{k \cdot V_m \cdot I_m}{2 V_c} (1 + \cos(2 \omega t)) \quad \dots (12)$$

[0096] 図1に示された回路の等価回路として図4を示す。当該等価回路は、例えば特許文献1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} が導通するときにこれを経由する電流 i_{rec1} として等価的に表されている。同様に、放電電流 i_c は、スイッチ S_c が導通するときにこれを経由する電流 i_c として等価的に表されている。また、インバータ5において出力端 P_u , P_v , P_w が直流電源線 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に流れる電流も、スイッチ S_z が導通するときにこれを経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。また図4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_{40} とスイッチ S_l とが表され、リアクトル L_4 を流れる電流 i_l が付記されている。

[0097] このようにして得られた等価回路においては、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_{rec}, d_c, d_zとインバータ5に入力される直流電流I_{dc}とを導入して、次式が成立する。

[0098] [数13]

$$\begin{pmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{rec} & 1 \\ d_c & 0 \\ d_z & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{dc} \\ \\ i_l \end{pmatrix} \quad \dots (13)$$

[0099] 電流i_{rec}, i_c, i_zはそれぞれ直流電流I_{dc}にデューティd_{rec}, d_c, d_zを乗算したものであるため、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。

[0100] また直流電流I_{dc}はスイッチS_{rec}, S_c, S_zをそれぞれ導通する電流i_{rec}, i_c, i_zの総和であるため、次式が成立する。但し、0 ≤ d_{rec} ≤ 1, 0 ≤ d_c ≤ 1, 0 ≤ d_z ≤ 1である。

[0101] [数14]

$$d_{rec} + d_c + d_z = 1 \quad \dots (14)$$

[0102] よってデューティd_{rec}, d_c, d_zは、各電流i_{rec}, i_c, i_zに対する直流電流I_{dc}の電流分配率と見ることができる。またデューティd_{rec}はコンバータ3が直流リンク7と接続されて電流をインバータ5に流し得る期間を設定するデューティであるため、これ以降では整流デューティd_{rec}と称することがある。またデューティd_cは、コンデンサC4が放電するデューティであるため、これ以降では放電デューティd_cと称することがある。またデューティ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るため、これ以降では零デューティd_zと称することがある。

[0103] 式(10), (12), (13)から、整流デューティd_{rec}、放電デューティd_cはそれぞれ次式(15), (16)で設定される。

[0104] [数15]

$$d_{rec} = (1-k) \cdot \frac{I_m}{I_{dc}} \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (15)$$

[0105] [数16]

$$d_c = k \cdot \frac{V_m}{2V_c} \cdot \frac{I_m}{I_{dc}} \cdot (1 + \cos(2\omega t)) \quad \dots (16)$$

[0106] つまり電力収支の要請から式(10)、(12)、(15)、(16)が採用され、更に入力電流 i_{in} を正弦波状にして、上記の諸式の前提となる式(1)を満足させる要請から式(11)が採用される。

[0107] なお、コンバータ3がダイオードブリッジを採用する場合、コンバータ3が能動的に式(15)で示される整流デューティ d_{rec} でスイッチングすることはできない。よって式(14)、(15)、(16)で決定される零デューティ 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、式(10)で示される電流 i_{rec1} を得ることができる。

[0108] 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、直流電源線 L_H 、 L_L の間の直流電圧のうち、インバータ5が電力変換可能な期間における仮想的な直流電圧（以下「仮想直流電圧」と称す） V_{dc} を下記のように考えることができる。

[0109] [数17]

$$V_{dc} = V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z \quad \dots (17)$$

[0110] これはインバータ5が出力できる電圧の最大値の、スイッチ S_c 、 S_l 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。図4では仮想直流電圧 V_{dc} は、インバータ5及びその負荷を表す電流源 I_{dc} （これは直流電流 I

d cを流す)の両端に生じる電圧として把握される。

[0111] 以下、波高値 V_m に対する仮想直流電圧 V_{dc} の比 $R (= V_{dc} / V_m)$ を電圧利用率と称す。式 (13), (14), (16) から、零デューティ d_z を小さくするほどインバータ 5 が零相電流を流す期間を短くし、以て直流リンク電圧に引加された電圧を利用する期間を長くできることが判る。これは電圧利用率 R を高めることにもなる。

[0112] ところで、直流リンク 7 からインバータ 5 に入力する入力電力 P_{dc} は仮想直流電圧 V_{dc} と直流電流 I_{dc} との積となる。そしてインバータ 5 は直流リンク 7 から、脈動電力 P_{in} と放電電力 P_c との和から充電電力 P_l を引いた入力電力 $P_{dc} (= P_{in} + P_c - P_l)$ を得るのであるから、下式 (18) が成立する。

[0113] [数18]

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{P_{in} + P_c - P_l}{V_{dc}} \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} (1 - (1-2k) \cos(2\omega t)) \cdot \frac{1}{V_{dc}} \quad \dots (18) \end{aligned}$$

[0114] 但し、ここまでの設定では、仮想直流電圧 V_{dc} 、直流電流 I_{dc} のいずれについても制限していない。つまりバッファ分配率 k を定めてしまえば、仮想直流電圧 V_{dc} 、直流電流 I_{dc} をどのように設定しても、これらが式 (18) を満足する限り、デューティ d_{rec} , d_c , d_z を設定することができる。

[0115] そこで、更に新たな効果として電圧利用率 R を高めるために、必要な条件を説明する。上述のように零デューティ d_z を小さくするほど電圧利用率 R を高めることができ、また零デューティ d_z の下限は零である。よってバッファ分配率 k 毎に仮想直流電圧 V_{dc} を最大とするときのデューティ d_{rec} , d_c は、零デューティ d_z が零のときに得られる。

[0116] 零デューティ d_z が零であれば、式 (14), (15), (16) から、

式（１９）が得られる。

[0117] [数19]

$$\frac{I_m}{I_{dc}} \left\{ (1-k) \cdot |\sin(\omega t)| + \frac{k \cdot V_m}{2 V_c} (1 + \cos(2 \omega t)) \right\} = 1 \quad \dots (19)$$

[0118] ここで電力バッファ回路４における充放電によっても両端電圧 V_c はほぼ一定と見ることができる（例えば上述のように変動は５％程度）。よって式（１９）から、バッファ分配率 k 毎に仮想直流電圧 V_{dc} を最大とするときの直流電流 I_{dc} が決定される。これにより、式（１５），（１６）から、バッファ分配率 k 毎に仮想直流電圧 V_{dc} を最大とするときのデューティ $d_{rec, dc}$ が決定される。なお、このときの仮想直流電圧 V_{dc} は式（１８），（１９）で決定される。

[0119] このようにして仮想直流電圧 V_{dc} を最大としたときの直流電流 I_{dc} は、式（１８）に鑑みて、その最小値を採ることになる。これは、インバータ５に採用されるスイッチング素子 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} 及びダイオード D_{up} , D_{vp} , D_{wp} , D_{un} , D_{vn} , D_{wn} の電力定格を低減する観点で望ましい。

[0120] 図５及び図６は、図１に示された直接形電力変換装置の動作を示すグラフであり、式（１４）～（１９）を満足するデューティ $d_{rec, dc}$, d_z （＝０）を設定した場合の動作を示している。但し、図５においては $k = 1/6$ 、図６においては $k = 1/2$ に設定した。

[0121] 図５及び図６のそれぞれにおいて、第１段目にはデューティ $d_{rec, dc}$, 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 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ 及び第２成分 $d_c \cdot V_c$ と直流電流 I_{dc} を、第３段目にはコンバータ３から出力される電流 i_{rec} （これは入力電流 I_{in} の絶対値に等しい）と電流 i_{rec1} , i_l , i_c を、第４段目には電力 P_{in} , P_c , P_{buf} , P_{rec} を、それぞれ示す。いずれのグラフも横軸には「度」

を単位とする位相 ωt を採用している。

[0122] 但し、仮想直流電圧 V_{dc} の第1成分 $d_{rec} \cdot V_{rec}$ は式(17)の第1項に現れる電圧であり、仮想直流電圧 V_{dc} に対するコンバータ3の寄与分を示す。また仮想直流電圧 V_{dc} の第2成分 $d_c \cdot V_c$ は式(17)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C4の寄与分を示す。また便宜上、 $V_m = 1$ 、 $I_m = \sqrt{2}$ 、 $V_c = 1.5$ 、 $V_m = 1.5$ として計算している。

[0123] 図6では $k = 1/2$ に設定しているので、脈動電力の脈動分(式(1)の最右辺第2項)が電力バッファ回路4で全てキャンセルされる。よってインバータ5に入力する入力電力 P_{dc} は一定に維持される。このとき、式(10)、(11)から $i_{rec1} = i_l$ が成立している。

[0124] 図7は $k = 1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/6$ かつ $d_z = 0$ の場合における仮想直流電圧 V_{dc} を示すグラフである。つまり、式(18)、(19)で決定される仮想直流電圧 V_{dc} が示されている。

[0125] 式(15)から理解されるように、 $\omega t = n\pi$ のときに $d_{rec} = 0$ となるので、 $d_z = 0$ に設定することによって $d_c = 1$ となる。そのため、図7では位相 ωt が0、180、360度のときに $V_{dc} = V_c (= 1.5)$ が成立している。また、式(16)から理解されるように、 $\omega t = (2n-1)\pi/2$ のときに $d_c = 0$ となるので、 $d_z = 0$ に設定することによって $d_{rec} = 1$ となる。そのため、図7では位相 ωt が90、270度のときに $V_{dc} = V_m (= 1)$ が成立している。

[0126] これらのグラフからわかるように、非特許文献2や特許文献1で紹介された電圧利用率($1/\sqrt{2}$)よりも大きな電圧利用率 R を得ることができる。

[0127] なお、 $d_z = 0$ に設定しない場合には、仮想直流電圧 V_{dc} を一定値にすることも可能である。以下、その具体的な例と、一定となるとき仮想直流電圧 V_{dc} の上限について説明する。

[0128] 図7から容易に理解されるように、バッファ分配率 k が大きいほど仮想直流電圧 V_{dc} を高くできるので、 $k = 1/2$ の場合を想定する。このとき、

位相 ωt の全区間で仮想直流電圧 V_{dc} はほぼ波高値 V_m 以上を採るが、位相 ωt が $30 \sim 150$ 度、 $210 \sim 330$ 度において波高値 V_m 以下となる。よって $k = 1/2$ かつ $d_z = 0$ としてすら、仮想直流電圧 V_{dc} を波高値 V_m 以上の一定値とすることはできない。

[0129] 図8は仮想的に $d_z < 0$ となることを許して、 $k = 1/2$ の場合に、式(15)、(16)を満足しつつ $V_{dc} = V_m$ とした場合の直接形電力変換装置の動作を示すグラフである。ここでも図5～7と同様に、 $V_m = 1$ 、 $I_m = \sqrt{2}$ 、 $V_c = 1.5$ 、 $V_m = 1.5$ として計算している。図7と対応して、位相 ωt が $30 \sim 150$ 度、 $210 \sim 330$ 度において $d_z < 0$ となることが判る。

[0130] そこで $d_z = 0$ として、仮想直流電圧 V_{dc} が一定となる最大値を以下のようにして求める。上述のように、 $k = 1/2$ のときに最も仮想直流電圧 V_{dc} が大きくなるので、このとき $d_{rec} + d_c = 1$ となるための条件を検討する。式(19)において $k = 1/2$ を代入して式(20)が成立する。但し $x = |\sin(\omega t)|$ を導入した。

[0131] [数20]

$$d_{rec} + d_c = \frac{1}{2} \cdot \left[x + \frac{V_m}{V_c} (1 - x^2) \right] = 1 \quad \dots (20)$$

[0132] $P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc}$ であり、 $k = 1/2$ であるから $P_{dc} = V_m \cdot I_m / 2$ が成立するので、式(21)が得られる。

[0133] [数21]

$$V_{dc} = \frac{V_m}{2} \cdot \frac{I_m}{I_{dc}} = \frac{V_m}{x + \frac{V_m}{V_c} (1 - x^2)} \quad \dots (21)$$

[0134] 仮想直流電圧 V_{dc} の最大値を与える位相 ωt は式(21)の右辺の分母の最小値を与える。よって当該分母の微分を示す式(22)の値が零となるとき位相 ωt を求めればよい。

[0135] [数22]

$$\begin{aligned} & \frac{d}{d(\omega t)} \left[|\sin(\omega t)| + \frac{V_m}{V_c} (1 - \sin^2(\omega t)) \right] \\ &= \cos(\omega t) \cdot \left[1 - \frac{2V_m}{V_c} \sin(\omega t) \right] \quad \dots (22) \end{aligned}$$

[0136] このとき $x = V_c / (2 \cdot V_m)$ となる。例えば上述の例で言えば、 $V_c = 1.5 V_m$ であるので、一定となる仮想直流電圧 V_{dc} の最大値は約 $0.96 V_m$ であることがわかる。

[0137] 図9は $V_c = 1.5 V_m = 1.5$ 、 $V_{dc} = 0.96 V_m = 0.96$ ($V_m = 1$) とした場合の直接形電力変換装置の動作を示すグラフである。位相 ωt の全区間において $d_z \geq 0$ となっていることが判る。

[0138] このようにバッファ分配率 k を $1/2$ に固定すると、各デューティを式 (14)、(15)、(16) に従って固定し、仮想直流電圧 V_{dc} を一定にすることができる。しかも零デューティ d_z を小さくすることにより、かかる技術では式 (21) において $x = V_c / (2 \cdot V_m)$ として、電圧利用率 R を $\alpha / (1 + \alpha \cdot \alpha / 4)$ (但し $\alpha = V_c / V_m$) にできることがわかる。

[0139] 当該電圧利用率 $R = \alpha / (1 + \alpha \cdot \alpha / 4)$ が非特許文献2や特許文献1で紹介された電圧利用率 ($1/\sqrt{2}$) よりも大きいために比 α が満足すべき条件は $2\sqrt{2} - 2 < \alpha < 2\sqrt{2} + 2$ である。両端電圧 V_c は波高値 V_m よりも高く充電され、比 α は1より大である。そして仮想直流電圧 V_{dc} を一定にするためには $x = |\sin(\omega t)| = \alpha/2$ から $\alpha \leq 2$ となる。よって、当該条件は満足され、非特許文献2や特許文献1で紹介された電圧利用率 ($1/\sqrt{2}$) よりも大きな電圧利用率 R を得ることができる。

[0140] また電圧利用率 R を比 α で微分した値が零となるとき、つまり $\alpha = 2$ の時に最大値1を採ることが判る。つまり両端電圧 V_c を波高値 V_m の二倍に設定することにより、電圧利用率 R として最大値1を得ることができる。

[0141] (b-6)定数 k に依存しないデューティの設定。

本節では、デューティ d_{rec} 、 d_c 、 d_z を、バッファ分配率 k に依存せずに設定する技術を説明する。本節ではデューティ d_{rec} 、 d_c を、それぞれ式 (23)、(24) で設定する。零デューティ d_z は式 (23)、(24)、(14) から定まる。

[0142] [数23]

$$\begin{aligned} d_{rec} &= \frac{V_{dc}}{V_m} |\sin(\omega t)| \\ &= \frac{V_{dc}}{V_{rec}} \cdot \sin^2(\omega t) \quad \dots (23) \end{aligned}$$

[0143] [数24]

$$\begin{aligned} d_c &= \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc}}{2V_c} (1 + \cos(2\omega t)) \quad \dots (24) \end{aligned}$$

[0144] 整流デューティ d_{rec} は例えば、位相 ωt の正弦値の二乗と仮想直流電圧 V_{dc} との積を整流電圧 V_{rec} で除した値と表現できる。放電デューティ d_c は例えば、位相 ωt の余弦値の二乗と仮想直流電圧 V_{dc} との積を両端電圧 V_c で除した値と表現できる。

[0145] このように設定された整流デューティ d_{rec} と放電デューティ d_c とが式 (17) を満足することは式 (25) から明らかである。

[0146] [数25]

$$\begin{aligned} d_{rec} \cdot V_{rec} + d_c \cdot V_c &= V_{dc} |\sin(\omega t)| \cdot |\sin(\omega t)| + V_{dc} \cdot \cos^2(\omega t) \\ &= V_{dc} \quad \dots (25) \end{aligned}$$

[0147] よって整流デューティ d_{rec} と放電デューティ d_c とをバッファ分配率 k と無関係の値に設定しつつ、仮想直流電圧 V_{dc} を任意に、例えば位相 ω

t と無関係の一定値に設定することができる。

[0148] なお、 $P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} = P_{in} + P_c - P_l$ の関係があるので、このような設定においても直流電流 I_{dc} は、式 (18) で表される。

[0149] また入力電流 i_{in} が $I_m \cdot \sin(\omega t)$ で表される、即ち正弦波状の波形を呈することを前提としているので、電流 i_l は直流電流 I_{dc} に依存して下式 (26) を満足する。

[0150] [数26]

$$\begin{aligned} i_l &= I_m \cdot |\sin(\omega t)| - d_{rec} \cdot I_{dc} \\ &= \left(I_m - \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot I_{dc} \right) \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (26) \end{aligned}$$

[0151] さて、上記の説明により、整流デューティ d_{rec} と放電デューティ d_c とをバッファ分配率 k と無関係の値に設定し、仮想直流電圧 V_{dc} を一定にできることが示された。但し、一定となる仮想直流電圧 V_{dc} には上限がある。前節と同様に、 $d_{rec} + d_c = 1$ を考慮し、 $x = |\sin(\omega t)|$ を導入すると、式 (23)、(24) から式 (27) が成立する。

[0152] [数27]

$$d_{rec} + d_c = \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot x + \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot (1 - x^2) = 1 \quad \dots (27)$$

[0153] よって式 (28) が得られ、これは式 (21) と同じとなる。例えば上述の例で言えば、 $V_c = 1.5 V_m$ であるので、一定となる仮想直流電圧 V_{dc} の最大値は約 $0.96 V_m$ であることがわかる。

[0154] [数28]

$$V_{dc} = \frac{1}{\frac{x}{V_m} + \frac{1-x^2}{V_c}} = \frac{V_m}{x + \frac{V_m}{V_c}(1-x^2)} \quad \dots (28)$$

[0155] よって $k = 1/2$ の場合に得られる直接形電力変換装置の動作を示すグラフは、前節で説明された図9のグラフと一致する。例えば式(18)において $k = 1/2$ とおいて式(26)は式(11)と一致する。

[0156] しかし、本節ではデューティ d_{rec} , d_c , d_z を、バッファ分配率 k に依存せずに設定するので、式(28)を満足しつつ、バッファ分配率 k を小さくし、仮想直流電圧 V_{dc} を一定に制御することができる。

[0157] 図10は $V_c = 1.5$ $V_m = 1.5$, $V_{dc} = 0.96$ $V_m = 0.96$ ($V_m = 1$) とした場合の直接形電力変換装置の動作を示すグラフである。位相 ωt の全区間において $d_z \geq 0$ となっていることが判る。ここでは $k = 1/6$ とし、これは $1/2$ とは異なるので、前節の技術とは異なり式(10), (11)は成立しない。具体的には電流 i_{rec1} は式(13), (18), (23)を参照して式(29)で示される。

[0158] [数29]

$$\begin{aligned} i_{rec1} &= d_{rec} \cdot I_{dc} = \frac{V_{dc}}{V_m} |\sin(\omega t)| \cdot \frac{V_m \cdot I_m}{2V_{dc}} (1 - (1-2k)\cos(2\omega t)) \\ &= \frac{I_m}{2} |\sin(\omega t)| \cdot (1 - (1-2k)\cos(2\omega t)) \quad \dots (29) \end{aligned}$$

[0159] (b-7)直流電流 I_{dc} の設定.

上記の(b-5), (b-6)のいずれの技術を採用する場合であっても、デューティ d_{rec} , d_c , d_z の設定のみならず、直流電流 I_{dc} を式(18)に基づいて設定する必要がある。そこで、当節では直流電流 I_{dc} に採用される式(18)を実現するための一例を挙げる。

[0160] 通常の交流負荷の動作について、良く知られた d q 軸の制御を行う場合を例に採る。 d q 軸上の電力式は一般に式(30)で示される。記号 V^* , I はそれぞれ交流負荷に印加される電圧の指令値と、交流負荷に流れる電流とを示す。これらはいずれも交流であるので、これらは複素数として表されることを示すドットが記号 V^* , I のそれぞれに載っている。但し、 q 軸電圧はその指令値 V_q^* に、 d 軸電圧はその指令値 V_d^* に、それぞれ理想的に

追従するとしている。

[0161] [数30]

$$P + jQ = \dot{V}^* \cdot \dot{I} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q + j(V_q^* \cdot I_d - V_d^* \cdot I_q) \quad \dots (30)$$

[0162] 直流電源線 LH, LL からインバータ 5 に供給される電力には無効電力が存在しないので、当該電力は式 (30) の第 2 項を無視して、式 (31) で表される。

[0163] [数31]

$$P_{dc} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q \quad \dots (31)$$

[0164] 他方、 $P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc}$ であるので、式 (18) から式 (32) が成立する。

[0165] [数32]

$$\begin{aligned} P_{dc} &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} (1 - (1-2k) \cos(2\omega t)) \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{(1-2k) \cdot V_m \cdot I_m}{2} \cos(2\omega t) \quad \dots (32) \end{aligned}$$

[0166] よって式 (31) の交流成分と、式 (32) の最右辺第 2 項とを一致させる制御を行うことにより、式 (18) を実現する制御を行うことができる。上記の制御を行うための構成の一例を、ブロック図として図 11 に示す。当該構成は、例えば図 1 において制御部 10 として示された構成において設けられる。

[0167] 図 11 の構成において、公知の技術を示す部分について簡単に説明する。電流位相指令値 β^* を入力することによって、三角関数値 $\cos \beta^*$, $-\sin \beta^*$ を求め、これらと電流指令値 I_a^* とから q 軸電流指令値 I_q^* 及び d 軸電流指令値 I_d^* を生成する。誘導性負荷 6 が回転機であるとして、その回

回転角速度 ω_m と、当該回転機の界磁磁束 Φ_a と、当該回転機のd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q と、q軸電流指令値 I_q^* 及びd軸電流指令値 I_d^* と、q軸電流 I_q 及びd軸電流 I_d とに基づいて、q軸電圧指令値 V_q^* 及びd軸電圧指令値 V_d^* を求める。q軸電圧指令値 V_q^* 及びd軸電圧指令値 V_d^* からインバータ5を制御するための電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成する。

[0168] 例えば図1に示された構成では速度検出部9が、誘導性負荷6に流れる交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を検出し、これらから回転角速度 ω_m ならびにq軸電流 I_q 及びd軸電流 I_d を制御部10に与える。

[0169] なお、制御部10では、電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて、図示しない演算処理（例えば特許文献1を参照）によって、インバータ5のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} の動作をそれぞれ制御する信号 SS_{up} 、 SS_{vp} 、 SS_{wp} 、 SS_{un} 、 SS_{vn} 、 SS_{wn} （図1参照）が得られる。

[0170] また、制御部10では、スイッチ S_c 、 S_l の動作をそれぞれ制御する信号 SS_c 、 SS_l も生成されるが、これらはデューティ d_{rec} 、 d_c 、 d_z 、 d_l に基づいて生成される（例えば特許文献1参照）。

[0171] さて、式(31)の交流成分と、式(32)の最右辺第2項とを一致させる制御を行うための処理部71について以下に説明する。処理部71は、直流電力計算部711と、脈動成分抽出部712と、脈動成分計算部713と、減算器714と、加算器715と、PI処理部716を備えている。

[0172] 直流電力計算部711は、q軸電圧指令値 V_q^* 及びd軸電圧指令値 V_d^* と、q軸電流 I_q 及びd軸電流 I_d とを入力し、上記の式(31)に基づいて入力電力 P_{dc} を計算し、これを脈動成分抽出部712に与える。

[0173] 脈動成分抽出部712は、式(31)の交流成分を抽出して出力する。脈動成分抽出部712は例えばハイパス（高域透過）フィルタHPFで実現される。

[0174] 脈動成分計算部713は波高値 V_m 、 I_m と、電源角速度 ω と、バッファ

分配率 k とを入力し、式(32)の最右辺第2項を求める。波高値 V_m 、 I_m と電源角速度 ω とは、単相交流電源1から得られる情報として脈動成分計算部713に入力することができる(図1参照)。

[0175] 上述のように、所望の処理は、式(31)の交流成分と、式(32)の最右辺第2項とを一致させるのであるから、脈動成分抽出部712の出力と、脈動成分計算部713の出力との差を小さくするように制御を行えばよい。よって減算器714によって当該差を求め、当該差にPI処理部716による積分比例制御を施した値を加算器715に出力する。

[0176] 加算器715は、通常の処理における電流指令値 I_a^* をPI処理部716の出力で補正する処理を行う。具体的には、まず、電流指令値 I_a^* を求める通常の処理として、減算器701によって回転角速度 ω_m と、その指令値 ω_m^* との偏差を求める。当該偏差はPI処理部702において積分比例制御を受け、電流指令値 I_a^* を一旦求める。そして加算器715が、電流指令値 I_a^* を、PI処理部716からの出力で増加させる処理を行う。

[0177] このようにして処理部71で補正された電流指令値 I_a^* に対して、上述の公知の技術を適用し、q軸電圧指令値 V_q^* 及びd軸電圧指令値 V_d^* を生成する。このような制御はq軸電圧指令値 V_q^* 及びd軸電圧指令値 V_d^* と、q軸電流 I_q 及びd軸電流 I_d についてのフィードバックを施した制御であって、減算器714が出力する差を0に収束させるものである。つまり、このような制御によって、式(31)の交流成分と式(32)の最右辺第2項とを一致させることができる。

[0178] C. 変形.

(c-1)バッファ分配率 k の選定.

バッファ分配率 k は負荷の大小によらずに設定できる。このような設定は軽負荷域においてコンデンサC4のリプル電流を低減でき、電力変換装置の寿命を長くすることができるという観点で望ましい。

[0179] 他方、負荷が大きいほどバッファ分配率 k を小さく設定しても良い。例えば図11に示された構成において、加算器715から得られた電流指令値 I

a^* に反比例したバッファ分配率 k を設定できるし、あるいは q 軸電流 I_q 及び d 軸電流 I_d の平方の和の逆数に比例してバッファ分配率 k を設定してもよい。そのようなバッファ分配率 k の設定は、周知の技術を用いて実現することができる。

[0180] この場合、誘導性負荷6に流れる電流に反比例してバッファ分配率 k が大きくなる動作を直接形電力変換装置が行うことになる。このような動作は例えば下記の状況で望ましい。つまり、電力変換装置の負荷として、例えば圧縮機を駆動する電動機のように、慣性が大きいものを採用する場合がある。慣性が大きければトルク変動による電動機、ひいては圧縮機の振動が抑制される。しかし低速域ではトルク変動に対する慣性の効果が小さくなる。よって負荷たる電動機の低速域という、インバータに流れる電流が小さい領域において、バッファ分配率 k を大きくし、もって電動機のトルク変動を抑制することができる。

[0181] あるいは負荷が所定の閾値以下のときにはバッファ分配率 k を $1/2$ としてもよい。バッファ分配率 k が $1/2$ であることは、バッファリング電力 P_{buf} （これは変動分たる電力 $P_c - P_l$ に対応する：(b-1)参照）が脈動電力の交流成分 $P_{in}^{\wedge}$ と等しいことを意味する。当該所定値を0に設定することもできる。この場合、脈動電力 P_{in} が0であれば、電力 $P_c - P_l$ も0となる。この場合、脈動電力 P_{in} が正であれば電力 $P_c - P_l$ が脈動電力 P_{in} よりも小さく制御される。

[0182] この閾値を、脈動電力 P_{in} の最大定格電力 $P_{in}(max)$ よりも小さい所定値に対応した値に設定することにより、脈動電力 P_{in} がその最大定格電力 $P_{in}(max)$ を採るときにも電力のバッファリングを行うことができる。

[0183] 例えば負荷が閾値を越えるとき（脈動電力 P_{in} が当該閾値に対応する所定値を越えるとき）には、脈動電力 P_{in} に依存せずにバッファリング電力 P_{buf} を一定値にしてもよい。

[0184] (c-2)回路構成の変形。

上記で示されたいずれの技術を採用する場合であっても、フィルタ 2 をコンバータ 3 と電力バッファ回路 4 との間に設けることもできる。

[0185] 図 1 2 は当該変形として、フィルタ 2 をコンバータ 3 と電力バッファ回路 4 との間に設けた場合の、それらの近傍のみを示す回路図である。

[0186] このような構成を採用する場合、直流電源線 L H において、フィルタ 2 と放電回路 4 a との間に、ダイオード D O を設けることが望ましい。ダイオード D O のアノードはフィルタ 2 側に、カソードは放電回路 4 a 側に、それぞれ配置される。

[0187] コンデンサ C 2 の両端電圧が、スイッチ S c のスイッチングによってコンデンサ C 4 の両端電圧 V c の影響を受けることを、ダイオード D O によって防止できる。

[0188] 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] 第1電源線（L H）及び第2電源線（L L）を含む直流リンク（7）と；
- 単相交流電圧（ V_{in} ）を入力して前記直流リンクに脈動電力（ P_{in} ）を出力するコンバータ（3）と；
- 前記直流リンクから電力を入力し、交流電流（ I_u, I_v, I_w ）を出力するインバータ（5）と；
- 前記直流リンクから充電電力（ P_I ）を入力し、前記直流リンクへと放電電力（ P_c ）を出力する電力バッファ回路（4）とを備え、
- 少なくとも前記脈動電力が所定値を越えるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分（ $P_c - P_I$ ）は、前記脈動電力の交流成分（ $P_{in}^{\wedge}$ ）よりも小さい、電力変換装置。
- [請求項2] 前記インバータ（5）に輸入する入力電力（ P_{dc} ）は、前記直流リンク（7）から、前記脈動電力と前記放電電力との和から前記充電電力を引いた値（ $P_{in} + P_c - P_I$ ）を採り、
- 少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、
- 前記充電電力（ P_I ）は、前記脈動電力（ P_{in} ）の定数（ k ）倍（但し前記定数は正であって $1/2$ よりも小さい）の値（ $k \cdot P_{in}$ ）を採り、前記放電電力（ P_c ）は、前記脈動電力の交流成分（ $P_{in}^{\wedge}$ ）の前記定数倍の（ -2 ）倍に前記充電電力を加えた値（ $2k \cdot P_{in}^{\wedge} + P_I$ ）を採る、請求項1記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記コンバータ（3）は、
- 前記単相交流電圧（ $V_m \cdot \sin(\omega t)$ ）を全波整流して得られる整流電圧（ V_{rec} ）を、前記第1電源線（L H）を前記第2電源線（L L）よりも高電位として前記直流リンク（7）に印加し；
- 少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、前記脈動電力（ P_{in} ）を前記整流電圧（ V_{rec} ）で除した電流（ $I_m \cdot | \sin$

$n(\omega t)$ |) である第 1 電流に、1 から前記定数を引いた値 $(1 - k)$ を乗じた電流 $((1 - k) \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)|)$ を前記直流リンクに流し、

前記電力バッファ回路 (4) は、

コンデンサ (C 4) と、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に対して前記第 1 電源線側で直列に接続された第 1 スイッチ (S c, D 4 2) とを含む放電回路 (4 a) と、

前記コンデンサを充電する充電回路 (4 b) とを含み、

前記電力バッファ回路 (4) は、少なくとも前記脈動電力が前記所定値を越えるときに、前記第 1 電流の前記定数倍である充電電流 $(i_l = k \cdot I_m \cdot |\sin(\omega t)|)$ を入力し；前記放電電力 (P c) を前記コンデンサの両端電圧 (V c) で除した電流 $(P c / V c)$ である放電電流 (i c) を出力する、請求項 2 記載の電力変換装置。

[請求項 4]

前記コンバータ (3) は、前記単相交流電圧 (V i n) を全波整流して得られる整流電圧 (V r e c) を、前記第 1 電源線 (L H) を前記第 2 電源線 (L L) よりも高電位として前記直流リンク (7) に印加し、

前記電力バッファ回路 (4) は、

コンデンサ (C 4) と、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に対して前記第 1 電源線側で直列に接続された第 1 スイッチ (S c, D 4 2) とを含む放電回路 (4 a) と、

前記コンデンサを充電する充電回路 (4 b) とを含み、

前記コンバータが前記直流リンク (7) と導通するデューティである整流デューティ (d r e c) は、所定電圧 (V d c) と前記単相交流電圧の位相 (ωt) の正弦値の二乗 ($\sin^2(\omega t)$) との積を前記整流電圧 (V r e c) で除した値 $(V d c / V_m \cdot |\sin(\omega t)|)$

) を採り、

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) は、前記所定電圧と前記位相の余弦値の二乗 ($\cos^2(\omega t)$) との積を前記コンデンサの両端電圧 (V_c) で除した値 ($V_{dc}/V_c \cdot \cos^2(\omega t)$) を採る、請求項 2 記載の電力変換装置。

[請求項 5] 前記定数 (k) は前記交流電流 (I_u, I_v, I_w) に依存しない、請求項 2 乃至請求項 4 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

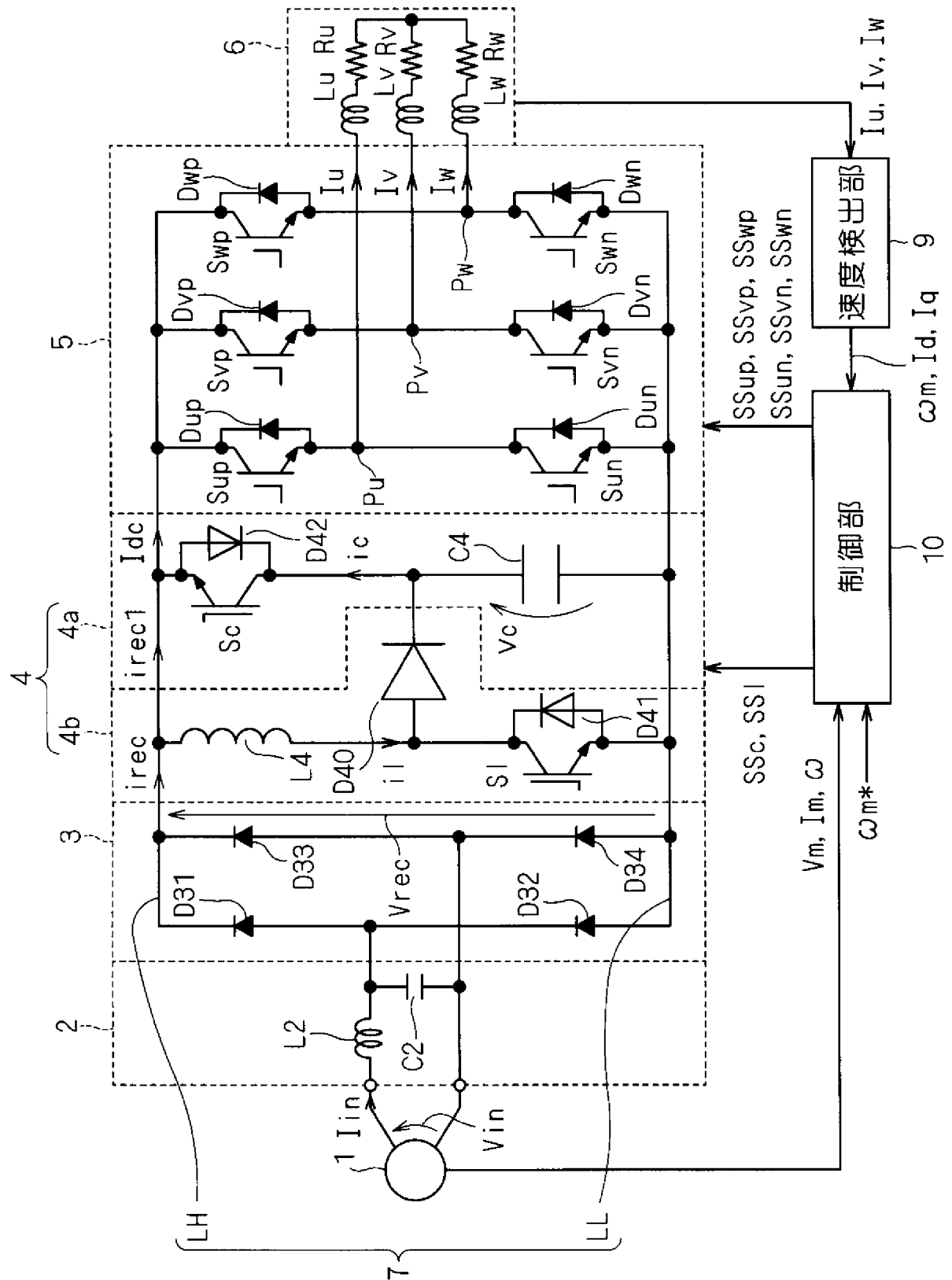
[請求項 6] 前記定数 (k) は前記交流電流 (I_u, I_v, I_w) の大きさと反比例する、請求項 2 乃至請求項 4 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項 7] 前記所定値は前記脈動電力の最大定格電力よりも小さく設定される、請求項 1 乃至請求項 6 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

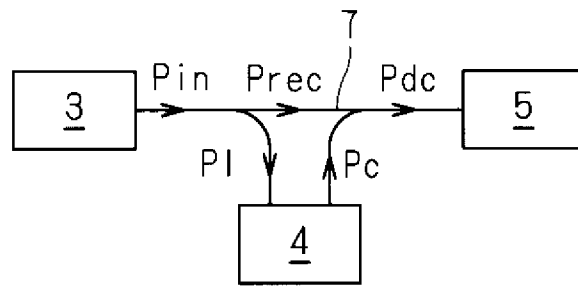
[請求項 8] 前記脈動電力が所定値以下であるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分 ($P_c - P_l$) は、前記脈動電力の交流成分 (P_{in}) と等しい、請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

[請求項 9] 前記脈動電力が所定値を越えるときに、前記放電電力の前記充電電力に対する変動分 ($P_c - P_l$) は、前記脈動電力に依存しない、請求項 1 乃至請求項 8 のいずれか一つに記載の電力変換装置。

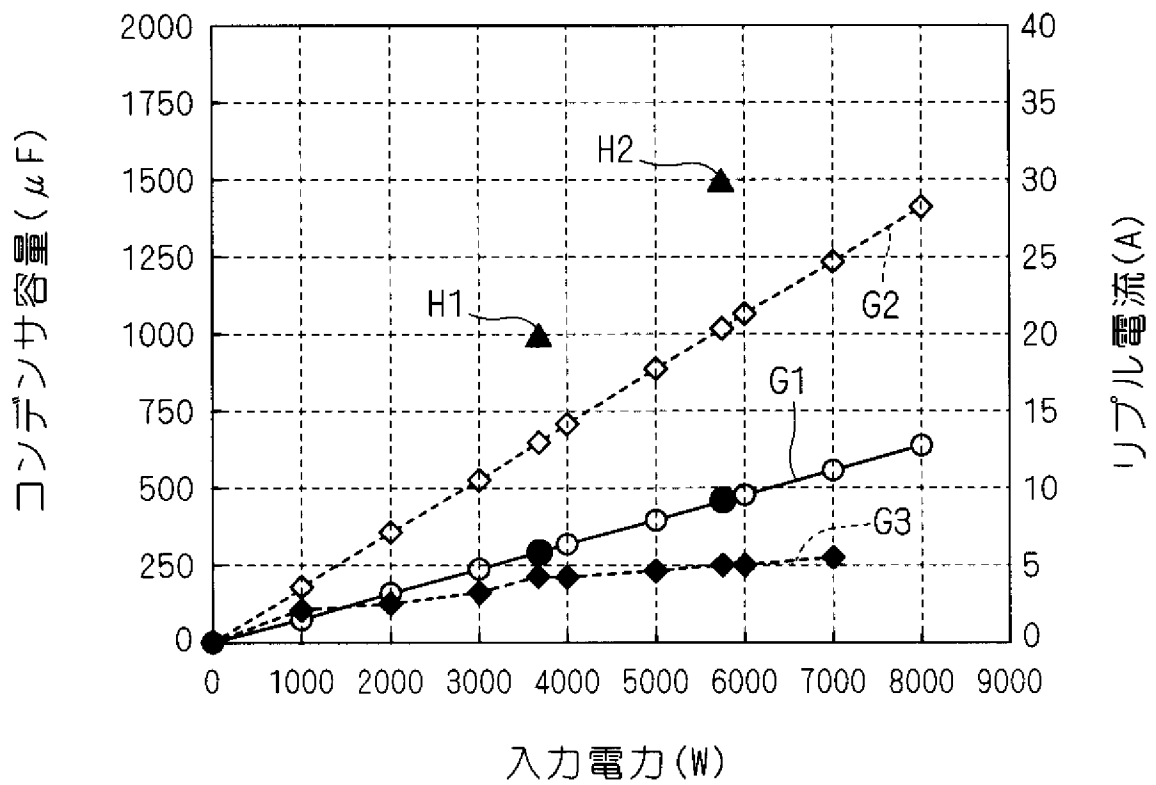
[図1]



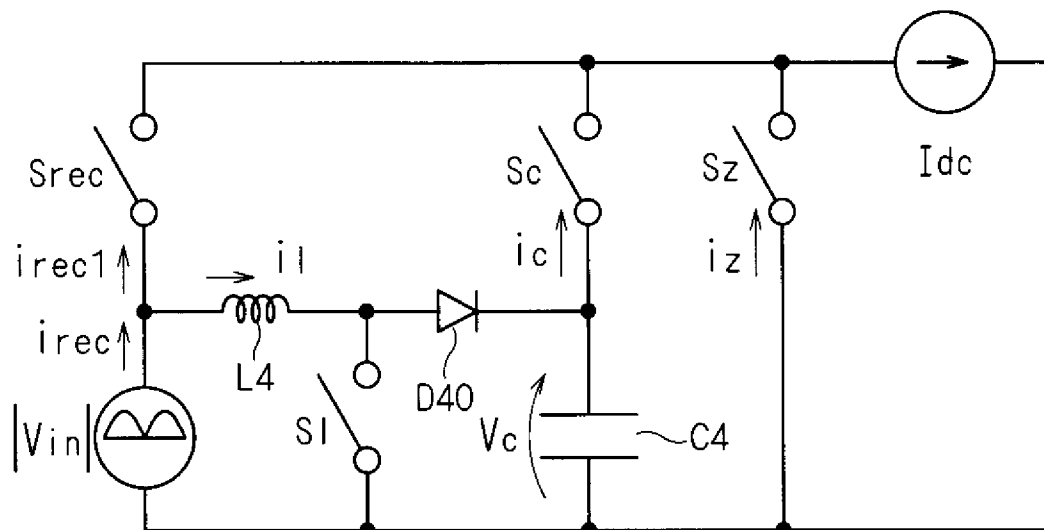
[図2]



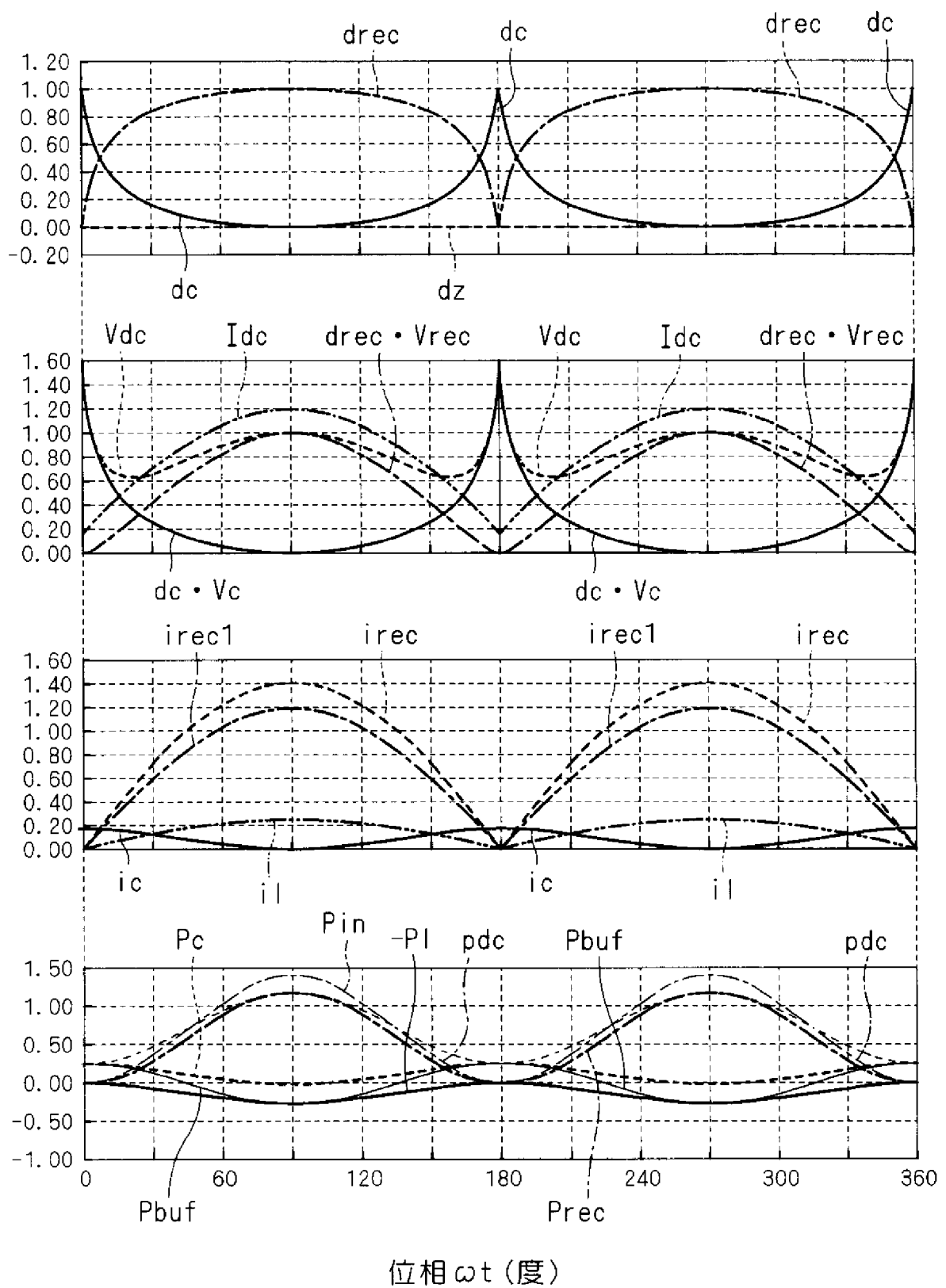
[図3]



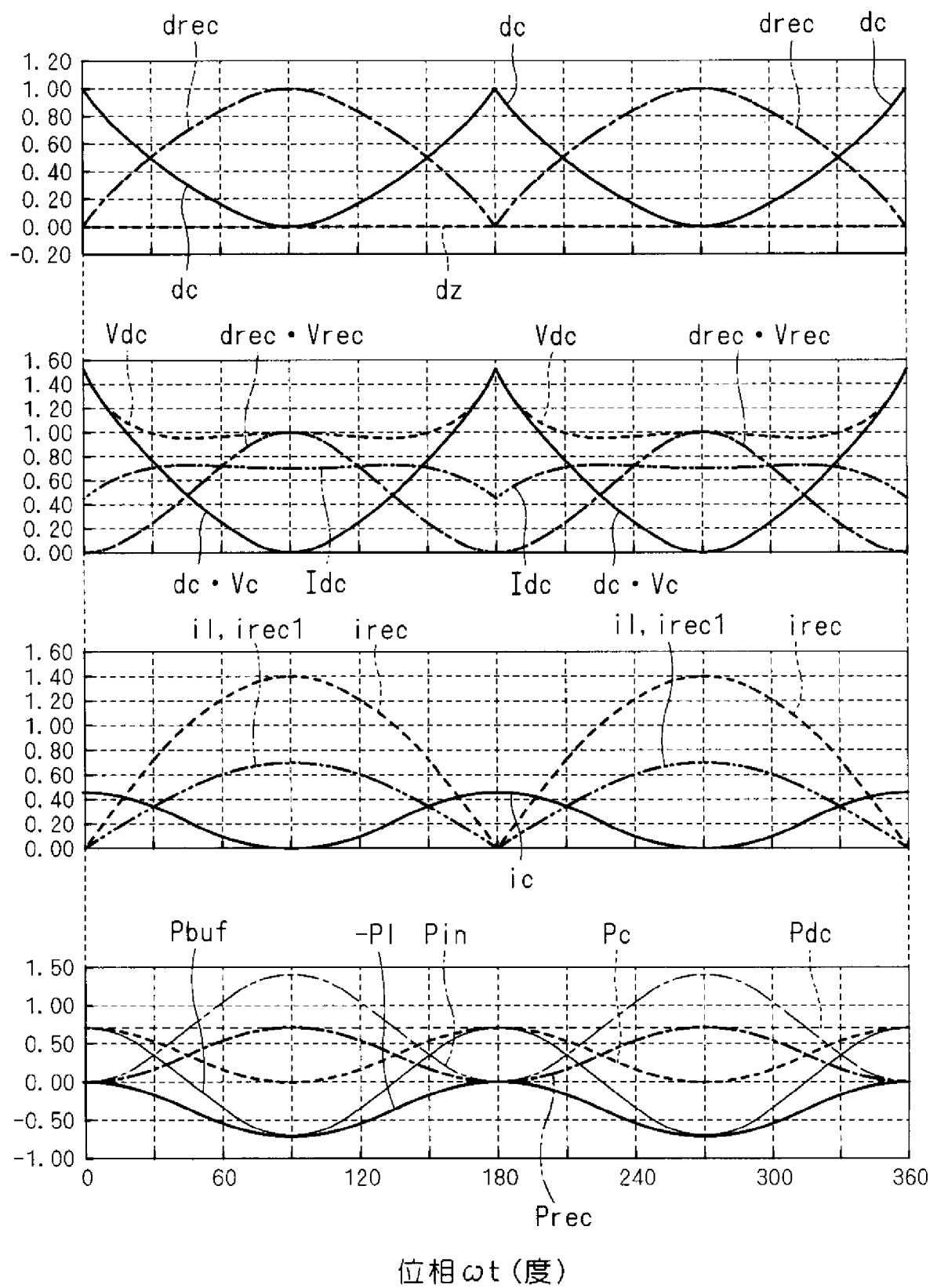
[図4]



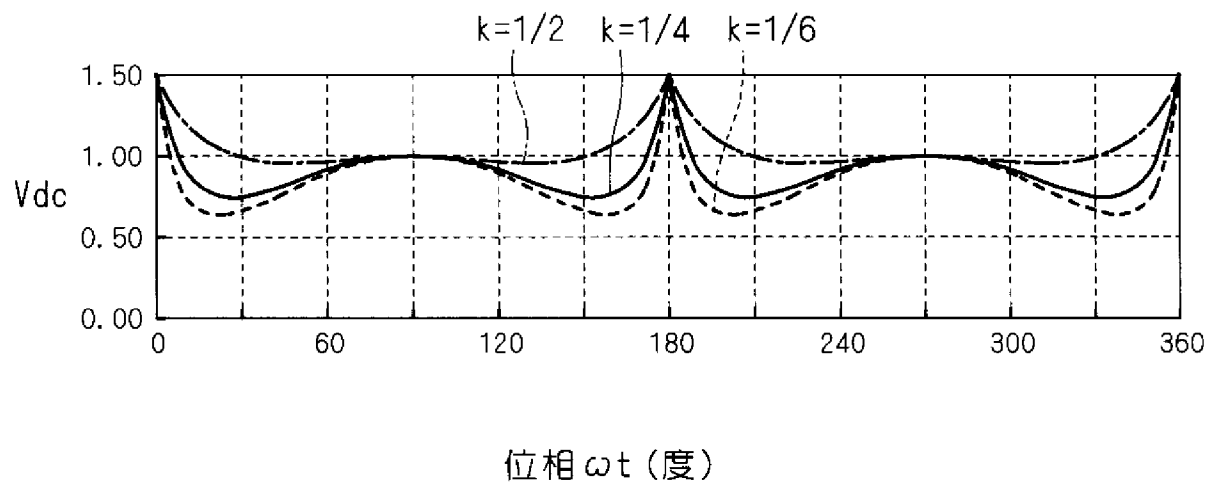
[図5]



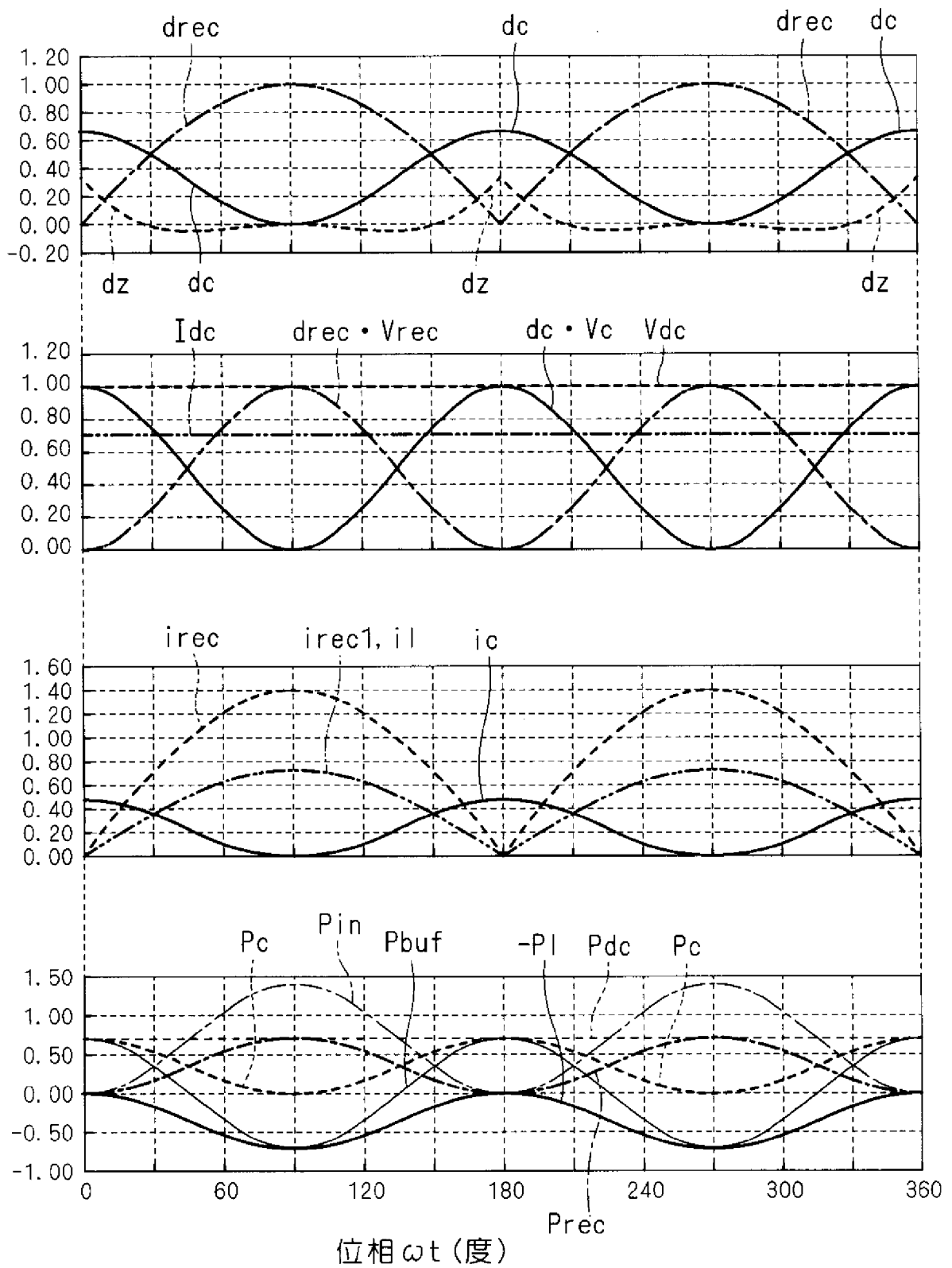
[図6]



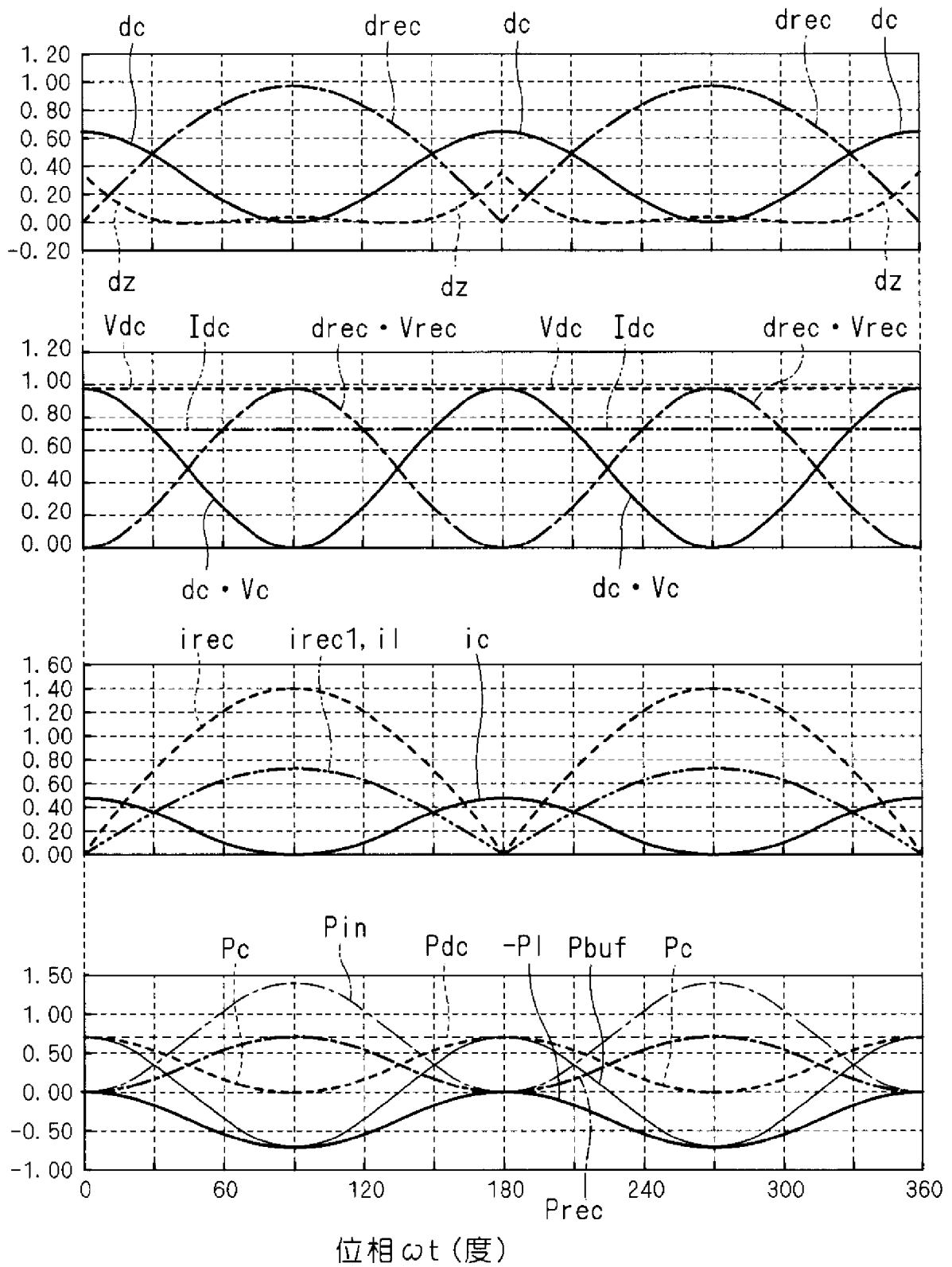
[図7]



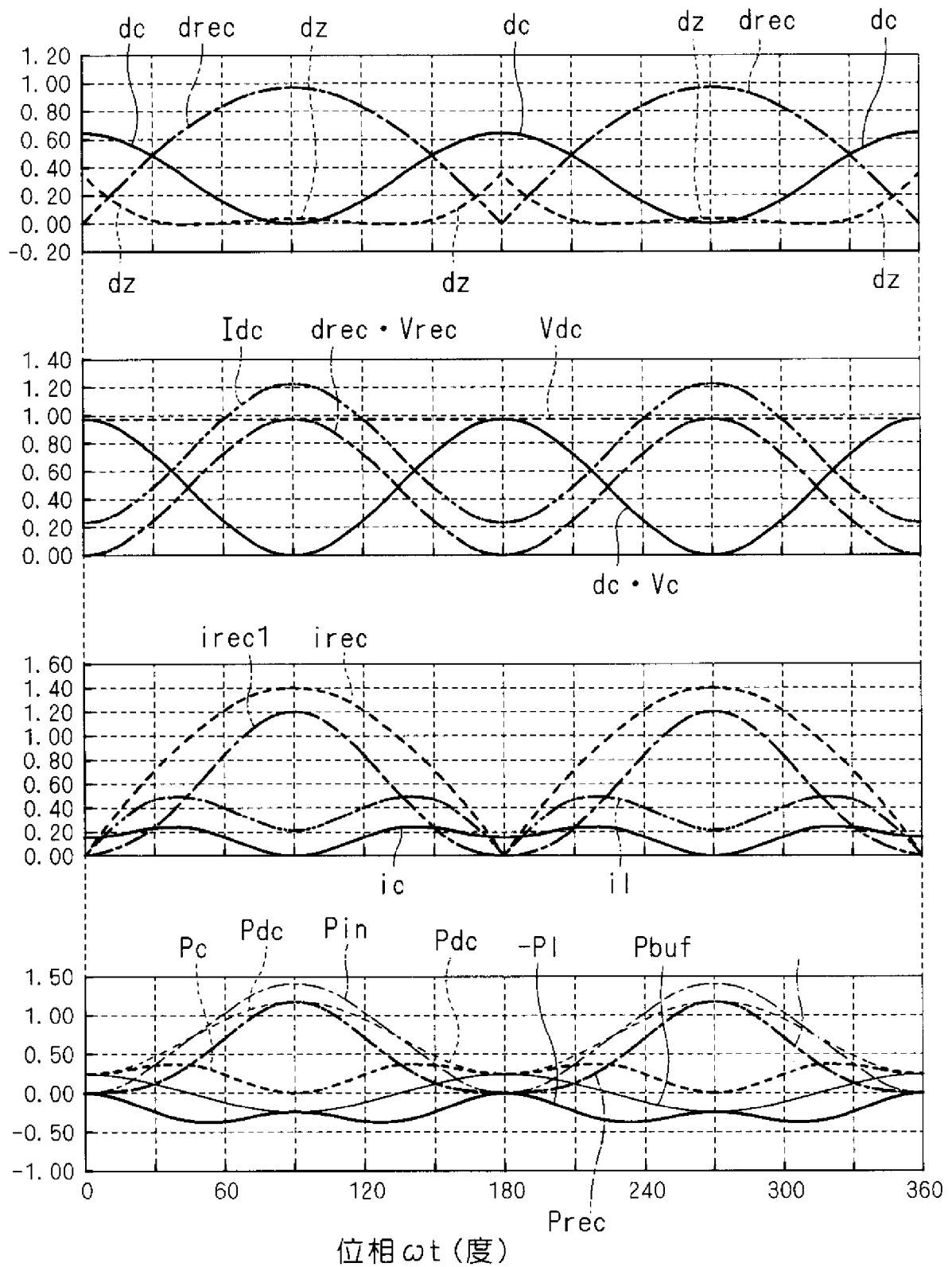
[図8]

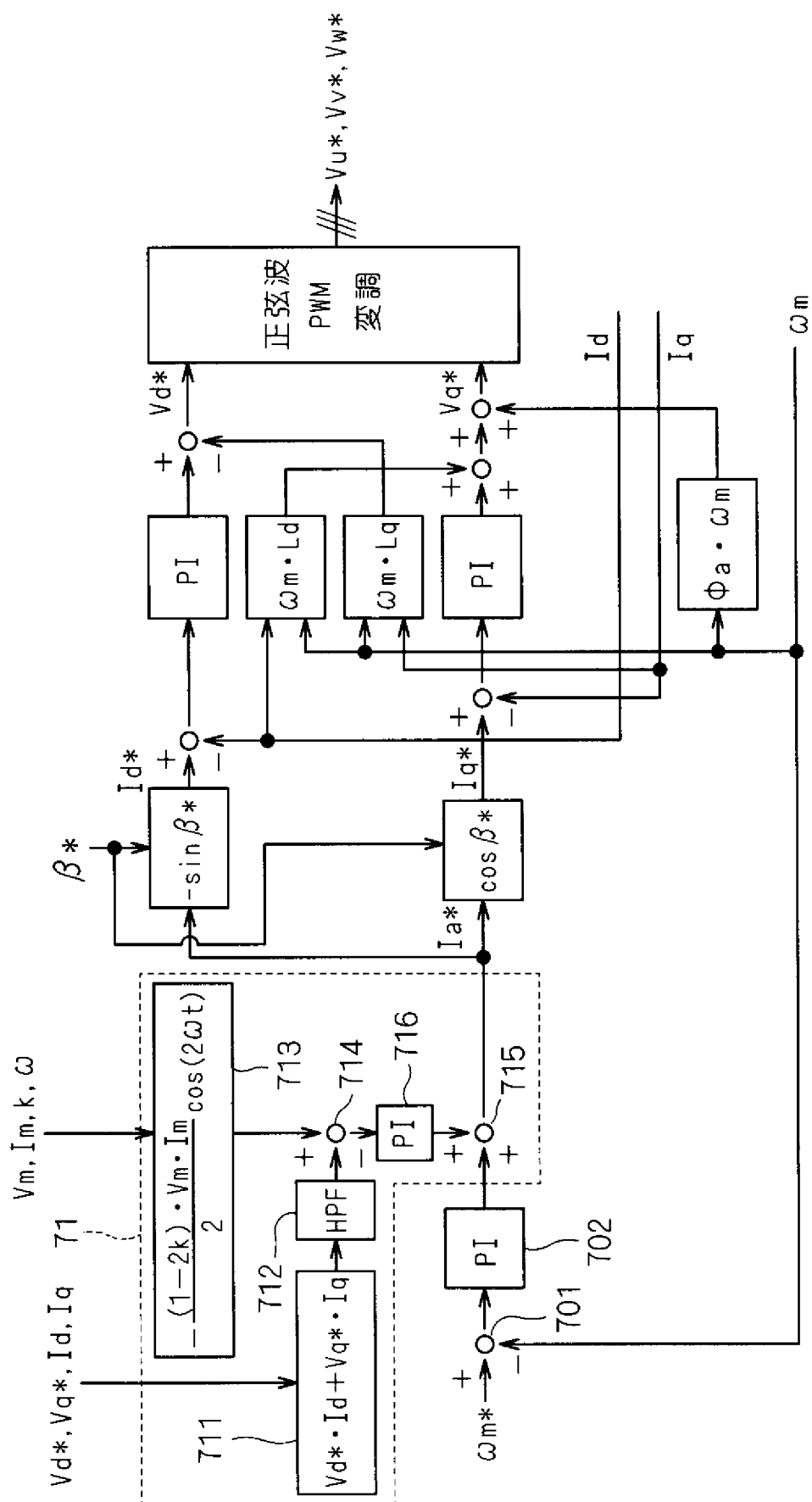


[図9]

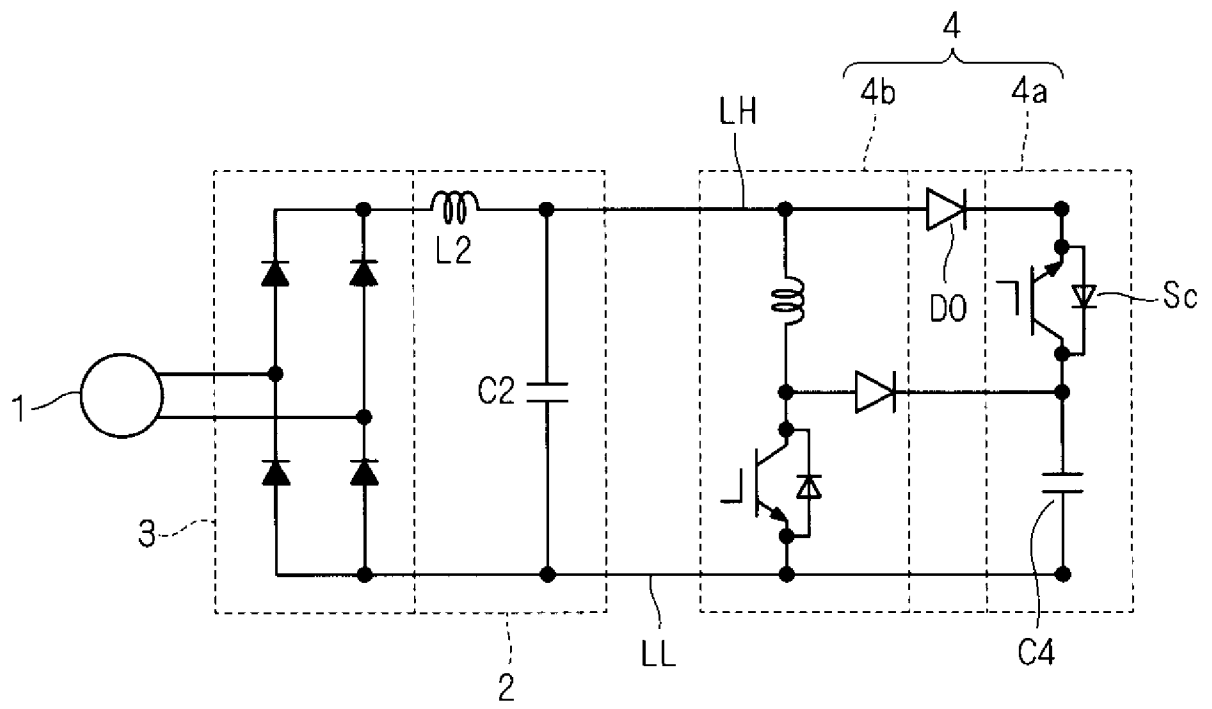


[図10]





[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/073891

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/48(2007.01)i, H02M5/293(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)

H02M7/48, H02M5/293

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2011-193678 A (Nagaoka University of Technology), 29 September 2011 (29.09.2011), paragraphs [0038] to [0116]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-9
Y	JP 2006-166654 A (Daikin Industries, Ltd.), 22 June 2006 (22.06.2006), paragraphs [0002] to [0007]; fig. 14 & US 2008/0104983 A1 & EP 1833154 A1 & WO 2006/061977 A1 & KR 10-2007-0086988 A & CN 101073198 A & KR 10-2009-0130213 A & CN 101714826 A & CN 102545648 A	1-9

☐ 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
28 November, 2014 (28.11.14)

Date of mailing of the international search report
09 December, 2014 (09.12.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, H02M5/293(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（I P C））

Int.Cl. H02M7/48, H02M5/293

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 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 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 2011-193678 A（国立大学法人長岡技術科学大学）2011.09.29, 段落 0038-0116, 図 1-2（ファミリーなし）	1-9
Y	JP 2006-166654 A（ダイキン工業株式会社）2006.06.22, 段落 0002-0007, 図 14 & US 2008/0104983 A1 & EP 1833154 A1 & WO 2006/061977 A1 & KR 10-2007-0086988 A & CN 101073198 A & KR 10-2009-0130213 A & CN 101714826 A & CN 102545648 A	1-9

☐ 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

2 8 . 1 1 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

0 9 . 1 2 . 2 0 1 4

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）

宮地 将斗

3 V

5 0 6 8

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