

(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
2011 年 10 月 20 日(20.10.2011)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2011/129223 A1

- (51) 国際特許分類:
G05F 1/70 (2006.01) H02J 3/26 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/058567
- (22) 国際出願日: 2011 年 4 月 5 日(05.04.2011)
- (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 2010-091896 2010 年 4 月 13 日(13.04.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社日立製作所 (HITACHI, LTD.) [JP/JP]; 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目 6 番 6 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 井上 重徳 (INOUE, Shigenori) [JP/JP]; 〒3191292 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所 日立研究所内 Ibaraki (JP). 加藤 修治 (KATOH, Shuji) [JP/JP]; 〒3191292 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所 日立研究所内 Ibaraki (JP).

- (74) 代理人: ポレール特許業務法人(POLAIRE I.P.C.); 〒1040032 東京都中央区八丁堀二丁目 7 番 1 号 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, 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, RO, RS, RU, 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, 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).

添付公開書類:

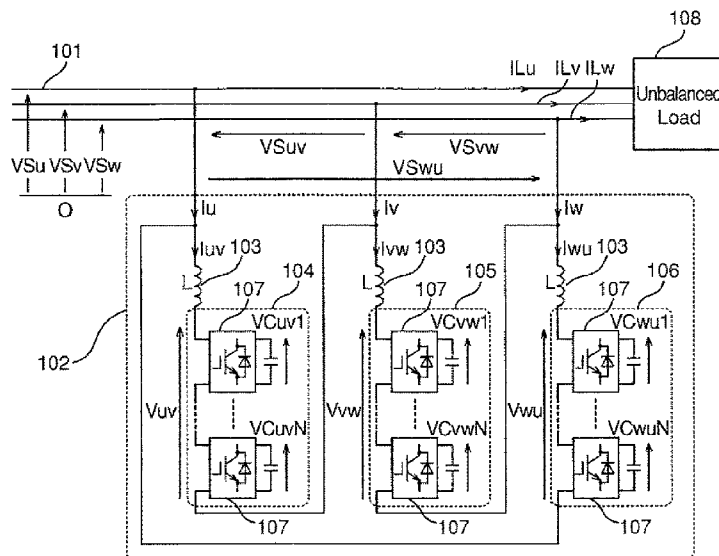
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: 電力変換装置

【図1】

図 1



(57) Abstract: A circuit system and a control method for a three-phase power converter consisting of three clusters, each comprising one or a plurality of single cells connected in a series, are provided so that the three-phase power converter outputs a negative-phase sequence current. A power converter obtained by connecting a power supply system to a delta-connected cascade multilevel converter (CMC) comprising delta-connected bodies obtained by serially connecting a reactor with a cluster, which is one or a plurality of single cells connected in series. The power converter simultaneously outputs an in-phase reactive current and a negative-phase sequence current, which roughly offsets an in-phase reactive current and a negative-phase sequence current caused by other unbalanced loads connected to the power system.

(57) 要約: 1つまたは複数の単位セルの直列体からなるクラスタ3つから構成された三相電力変換装置に関し、該三相電力変換装置が逆相電流を出力するための回路方

式と制御法を提供する。1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器 (CMC) を電力システムに連系した電力変換装置であって、前記電力変換装置が正相無効電流と逆相電流とを同時に出力することによって、前記電力システムに連系する他の不平衡負荷による正相無効電流と逆相電流とを大略相殺させる。

明 細 書

発明の名称 : 電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は電力変換装置に関し、特に１つまたは複数の単位セルの直列体からなるクラスタ３つで構成された三相電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] カスケード・マルチレベル変換器（以下、CMCと称す）は、Insulated Gate Bipolar Transistor（以下、IGBTと称す）などのオン・オフ制御可能なスイッチング素子を使用し、前記スイッチング素子の耐圧以上の電圧を出力できる回路方式である。非特許文献１によれば、CMCは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体３つをスター結線して構成される。

[0003] 非特許文献１によれば、各単位セルは単相フルブリッジ回路であり、複数のスイッチング素子と直流コンデンサとを備えている。単位セルはスイッチング素子のオン・オフを制御することによって、直流コンデンサの両端電圧（以下、直流電圧と称す）、直流電圧の逆極性の電圧、または零電圧を出力する。

[0004] 各クラスタは１つまたは複数の単位セルの直列体であるため、各クラスタの出力電圧（以下、クラスタ電圧と称す）は該クラスタに含まれる１つまたは複数の単位セルの出力電圧の和となる。各クラスタが複数の単位セルを含む場合、該クラスタ内の各単位セルのスイッチング・タイミングを適切にシフトすることによって、クラスタ電圧をマルチレベル波形とすることができる。したがって、各クラスタに含まれる単位セルの個数を増加することによって、クラスタ電圧の高調波成分を低減できる。

[0005] 非特許文献１は、CMCを電力系統と連系し、CMCによる自励式無効電力補償装置（以下、CMC-STATCOMと称す）の実験結果を示している。

先行技術文献

非特許文献

- [0006] 非特許文献1：吉井・井上・赤木：「トランスレス・カスケードPWM STATCOMの直流電圧制御法の検討」，電気学会半導体電力変換・産業電力電機応用研究会資料，SPC-07-115/IEA-07-38，pp. 32-36。

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0007] アーク炉などの不平衡負荷が電力系統に連系している場合、不平衡負荷から流出する逆相電流によって電力系統のインピーダンスに不平衡な電圧降下が発生し、結果として、近傍の電力系統の電圧（以下、系統電圧と称す）に不平衡を引き起こす。
- [0008] 不平衡負荷に起因する系統電圧の不平衡を抑制するための一方法として、不平衡負荷の近傍に電力変換装置を連系し、前記不平衡負荷の逆相電流と逆位相の逆相電流を出力させる方法がある。
- [0009] しかし、非特許文献1では、CMC-STATCOMが正相無効電流のみを出力した実験結果を開示しており、逆相電流を出力する場合の回路方式や制御法については開示していない。

課題を解決するための手段

- [0010] 3つのクラスタがスター結線されたCMCが逆相電流を出力する場合、各クラスタに流入する有効電力に不平衡が生じるため、各クラスタに含まれる単位セルの直流電圧が継続的に上昇または低下してしまう。
- [0011] 上記課題を解決するために、本発明は以下の解決策を提供する。
- [0012] 本発明は、1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置を提供するものである。

[0013] また、本発明は、１つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置であって、前記電力変換装置が正相無効電流と逆相電流とを同時に出力することによって、前記電力系統に連系する他の不平衡負荷による正相無効電流と逆相電流とを大略相殺させる機能を有する電力変換装置を提供するものである。

[0014] また、本発明は、１つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置であって、前記の各単位セルの直流コンデンサの両端電圧をバランスさせる機能を有する電力変換装置を提供するものである。

[0015] また、本発明は、１つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置において、前記電力系統の電圧の正相成分の位相角を ϕ_1 とし、前記電力変換装置の逆相電流指令値または実際の逆相電流の実効値と位相角をそれぞれ I_2 、 δ_2 とすると、前記の各クラスタが次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 とを有する循環電流を流す機能を有する電力変換装置を提供するものである。

〔数１〕

$$I_0 = I_2$$

〔数２〕

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2 \pm \pi$$

また、本発明は、１つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置において、前記電力系統の電圧の正相成分の実効値と位相角をそれぞれ V_1 、 ϕ_1 、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ V_2 、 ϕ_2 、前記クラスタに流れる電流の指令値または実際の電流の正相成分の実効値と位相角をそれぞれ I_1 、 δ

1、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ I_2 , δ_2 とした場合、各クラスタが、大略、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を有する循環電流を出力する機能を有することを特徴とする電力変換装置を提供するものである。

〔数3〕

$$I_0 = - (I_1 \times V_2 \times \cos(\delta_1 - \phi_2) + I_2 \times V_1 \times \cos(\delta_2 - \phi_1)) / (V_1 \times \cos(\delta_0 - \phi_1) + V_2 \times \cos(\delta_0 - \phi_2))$$

〔数4〕

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{(I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \sin(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + V_2 \times \sin(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \sin(\delta_2 + \phi_2 - \phi_1) + V_1 \times \sin(\delta_2 - 2 \times \phi_1)))}{(I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \cos(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + V_2 \times \cos(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \cos(\delta_2 - \phi_2 + \phi_1) - V_1 \times \cos(\delta_2 - 2 \times \phi_1)))} \right)$$

また、本発明は、1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器(CMC)を電力系統に連系した電力変換装置において、 V_1 , ϕ_1 , V_2 , ϕ_2 , I_1 , δ_1 , I_2 , δ_2 の検出に、系統周波数の半周期またはその整数倍を時間窓とする移動平均演算を用いることを特徴とする電力変換装置を提供するものである。

発明の効果

- [0016] 前記循環電流の振幅と位相を、本発明のように制御することによって、各クラスタに正相無効電流と逆相電流が同時に流れている状態で、3つのクラスタの電圧と電流がそれぞれ直交する。したがって、各クラスタには有効電力が流入しない。
- [0017] したがって、本発明によれば、1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体3つからなる電力変換装置を用いて、不平衡負荷の正相無効電流と逆相電流との補償が可能となる。

図面の簡単な説明

- [0018] [図1] デルタ結線CMC-STATCOM主回路図。
[図2] フルブリッジ形単位セル。
[図3] 制御ブロック図。
[図4] 補償電流指令値演算器。
[図5] フィードフォワード演算器。
[図6] クラスタバランス制御部。
[図7] 本発明による波形例。
[図8] 逆相電圧対応形フィードフォワード演算器。
[図9] 実電流を使用する制御ブロック。
[図10] 実電流を使用するフィードフォワード演算器。

発明を実施するための形態

- [0019] 以下、本発明の実施例を図面を用いて説明する。

実施例 1

- [0020] 本発明の第1の実施例について説明する。
- [0021] 実施例1では、1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体3つからなる電力変換装置を用いて、不平衡負荷の正相無効電流と逆相電流との補償が可能となる。
- [0022] 以下、図1を用いて実施例1の全体構成を説明する。
- [0023] 電力系統101に接続する電力変換装置102は、3つのリアクトル103、 uv 相クラスタ104、 vw 相クラスタ105、 wu 相クラスタ106で構成されている。本明細書では、 uv 、 vw 、 wu 相クラスタ104～106を区別せず、単にクラスタと称する場合もある。
- [0024] 各クラスタ104～106のそれぞれには、リアクトル103が直列接続されている。 uv 相クラスタ104とリアクトル103との直列体の一端は電力系統の u 相に接続されており、他端は v 相に接続されている。 vw 相クラスタ105とリアクトル103との直列体の一端は電力系統の v 相に接続されており、他端は w 相に

接続されている。w相クラスタ106とリアクトル103との直列体の一端は電力系統のw相に接続されており、他端はu相に接続されている。

[0025] 各クラスタ104～106のそれぞれは、1つまたは複数の単位セル107の直列体である。図1では各セルにN個の単位セル接続されている。各クラスタ104～106において、リアクトル103に近い側から、第1セル、第2セルと番号を付して呼称する。単位セル107の内部構成については後述する。

[0026] 電力系統101には不平衡負荷108が接続されている。不平衡負荷108は、正相有効電流、正相無効電流、逆相電流のすべて、またはいずれかの組み合わせを、電力系統101から引き込む。

[0027] 以下、各電圧・電流を定義する。

[0028] 電力系統101の相電圧を V_{Su} 、 V_{Sv} 、 V_{Sw} とする。なお、O点は $V_{Su} + V_{Sv} + V_{Sw} = 0$ となる仮想中性点である。また、電力系統101の線間電圧を V_{Suv} 、 V_{Svw} 、 V_{Swu} とする。

[0029] 電力系統101から電力変換装置102に流れる電流を I_u 、 I_v 、 I_w とする。また、リアクトル103と各クラスタ104～106に流れる電流を I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} とする。

[0030] 各クラスタ104～106の出力電圧（クラスタ電圧）を、それぞれ V_u 、 V_v 、 V_w とする。

[0031] さらに、各クラスタ104～106に含まれる単位セルの直流電圧を V_{Cij} とする。ただし、 $i = uv, vw, wu$ であり、各クラスタに含まれる単位セル107の個数をNとすれば、 $j = 1, 2, \dots, N$ である。

[0032] 以下、図2を用いて単位セル107の内部構成について説明する。なお、図2はi相第jセルを図示している（ $i = uv, vw, wu$ 、 $j = 1, 2, \dots, N$ ）。

[0033] 単位セル107は、x相上側素子201、x相下側素子202、y相上側素子203、y相下側素子204、直流コンデンサ205からなる単相フルブリッジ回路であり、各素子201～204のスイッチングを制御すること

によって、 y 点を基準とした x 点の電圧 V_{ij} として、 $V_{ij}=0$ 、 $V_{ij}=V_{Cij}$ 、または $V_{ij}=-V_{Cij}$ を出力する。

[0034] なお、図2では、各素子201～204をIGBTの記号で図示しているが、Gate Turn-Off Thyristor (GTO)、Gate-Commutated Turn-Off Thyristor (GCT)、Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) など、オン・オフ制御可能なスイッチング素子であればIGBTに代えて使用可能である。

[0035] 図1の各クラスタ104～106は M 個の単位セル107の直列体である。したがって、各クラスタ電圧 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} はそれぞれ M 個の単位セル107の出力電圧 V_{ij} の和であり、 $V_{uv}=V_{uv1}+V_{uv2}+\dots+V_{uvN}$ 、 $V_{vw}=V_{vw1}+V_{vw2}+\dots+V_{vwN}$ 、 $V_{wu}=V_{wu1}+V_{wu2}+\dots+V_{wuN}$ と書くことができる。

[0036] したがって、各単位セルをPulse-Width Modulation (PWM) 制御することで、各クラスタ電圧 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} を制御できる。

[0037] 特に断りがない限り、本明細書はクラスタ電圧 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} 、リアクトル103とクラスタ104～106に流れる電流 I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} に含まれる基本波成分に着目して発明の原理と効果について説明を行う。

[0038] 以下、図3を用いて、本発明による電力変換装置の制御法と本発明の原理について説明する。なお、図3は図1には図示されていない制御装置内の制御ブロックを表わした図である。

[0039] 制御装置は、電力系統101の線間電圧 V_{Suv} 、 V_{Svw} 、 V_{Swu} を検出し、これらを正相 dq 変換することで、正相 d 軸電圧 V_d と正相 q 軸電圧 V_q とを得る。また、制御装置は、リアクトルに流れる電流 I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} を検出し、これらを正相 dq 変換することで、正相 d 軸電流 I_{d1} と正相 q 軸電流 I_{q1} とを得る。さらに、制御装置は、リアクトルに流れる電流 I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} を検出し、これらを逆相 dq 変換することで、逆相 d 軸電流 I_{d2} と逆相 q 軸電流 I_{q2} とを得る。得られた V_d 、 V_q

, I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2} を電流制御器308に与えられる。

[0040] なお、本明細書においては、正相d-q変換ブロック306と逆相d-q変換ブロックの基準位相角は、すべて電力系統101のuv相線間電圧 V_{Suv} に大略同期しているものとする。

[0041] 電流制御器は、電流 I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2} がそれぞれの指令値 I_{d1}^* , I_{q1}^* , I_{d2}^* , I_{q2}^* と一致するように、電流制御器からの各クスタ電圧指令値 V_{uvcc}^* , V_{vwcc}^* , V_{wucc}^* を演算する。

[0042] 正相d軸電流指令値 I_{d1}^* と他の電流指令値 I_{q1}^* , I_{d2}^* , I_{q2}^* は、異なる方法で与えられる。

[0043] 正相d軸電流指令値 I_{d1}^* は、全平均直流電圧制御部303より与えられる。

[0044] 正相q軸電流指令値 I_{q1}^* , 逆相d軸電流指令値 I_{d2}^* , 逆相q軸電流指令値 I_{q2}^* は、不平衡負荷108の電流（以下、負荷電流と称す） I_{Lu} , I_{Lv} , I_{Lw} から補償電流指令値演算部305を介して与えられる。補償電流指令値演算部305の内部構成については後述する。

[0045] 制御装置は、各単位セル107の直流電圧 V_{Cuvj} , V_{Cvwj} , V_{Cwuj} を検出し、これらをローパスフィルタ（以下、LPFと称す）301に通して V_{Cuvfj} , V_{Cvwfj} , V_{Cwufj} を得る（ $j=1, 2, \dots, N$ ）。

[0046] 平均値演算器302は、各クスタ内の直流電圧の平均値（以下、クスタ平均直流電圧と称す） V_{Cu} , V_{Cv} , V_{Cw} を次式のように演算する。

〔数5〕

$$V_{Cu} = (V_{Cuvf1} + V_{Cuvf2} + \dots + V_{CuvfN}) / N$$

$$V_{Cv} = (V_{Cvwf1} + V_{Cvwf2} + \dots + V_{CvwfN}) / N$$

$$V_{Cw} = (V_{Cwuf1} + V_{Cwuf2} + \dots + V_{CwufN}) / N$$

全平均直流電圧制御部303は、 V_{Cu} , V_{Cv} , V_{Cw} の平均値（以下、全平均直流電圧と称す） $V_C = (V_{Cu} + V_{Cv} + V_{Cw}) / 3$ を演算し、指令値 V_C^* と V_C の誤差に全平均直流電圧制御ゲイン304

を乗じて正相 d 軸電流指令値 I_{d1}^* を演算し、これを電流制御器 308 に与える。

[0047] フィードフォワード演算器 310 は、逆相 d 軸電流指令値 I_{d2}^* 、逆相 q 軸電流指令値 I_{q2}^* と、系統電圧 V_{Suv} 、 V_{Svw} 、 V_{Swu} より、各クラスタ 104 ~ 106 の流入出有効電力を零とするような循環電流指令値フィードフォワード項 I_{OFF}^* を演算する。

[0048] クラスタバランス制御部 311 は、クラスタ平均直流電圧 V_{Cuv} 、 V_{Cvw} 、 V_{Cwu} と全平均直流電圧 V_C とから、クラスタバランス制御に使用する循環電流指令値フィードバック項 I_{OFB}^* を演算する。これによって、クラスタバランス制御部 311 は、各単位セルの直流電圧をバランスする機能を提供する。クラスタバランス制御部 311 の内部構成については後述する。

[0049] 循環電流制御部 312 は、循環電流指令値フィードフォワード項 I_{OFF}^* と循環電流指令値フィードバック項 I_{OFB}^* の和 ($I_{OFF}^* + I_{OFB}^*$) を実際の循環電流 I_O と比較し、循環電流制御ゲイン 313 を乗じて零相電圧指令値 V_O を演算する。さらに、得られた V_O を、電流制御器からの各クラスタ電圧指令値 V_{uvcc}^* 、 V_{vwcc}^* 、 V_{wucc}^* を加算し、クラスタ電圧指令値 V_{uv}^* 、 V_{vw}^* 、 V_{wu}^* を得る。

[0050] 電圧指令値分配器 309 は、クラスタ電圧指令値 V_{uv}^* 、 V_{vw}^* 、 V_{wu}^* をそれぞれセル数 N で除算し、出力電圧指令 V_{ij}^* ($i = uv, vw, wu$ 、 $j = 1, 2, \dots, N$) を各単位セル 107 に分配する。

[0051] 以下、図 4 を用いて、補償電流指令値演算部 305 の内部構成について説明する。

[0052] 補償電流指令値演算部 305 は、負荷電流 I_{Lu} 、 I_{Lv} 、 I_{Lw} を検出し、正相 d q 変換ブロックと移動平均演算器 401 を介して正相 d 軸電流 $\langle I_{Ld1} \rangle$ 、正相 q 軸電流 $\langle I_{Lq1} \rangle$ を演算する。また、 I_{Lu} 、 I_{Lv} 、 I_{Lw} から、逆相 d q 変換ブロックと移動平均演算器 401 を介して逆相 d 軸電流 $\langle I_{Ld1} \rangle$ 、逆相 q 軸電流 $\langle I_{Lq1} \rangle$ を演算する。ここで、移

動平均演算器 401 の時間窓は系統の半周期またはその整数倍である。

[0053] 得られた $\langle I_{Ld1} \rangle$, $\langle I_{Lq1} \rangle$, $\langle I_{Ld2} \rangle$, $\langle I_{Lq2} \rangle$ のうち、 $\langle I_{Ld1} \rangle$ を除く 3 つは、電力系統 101 の図示されていない上位インピーダンスのリアクタンス成分に電圧降下を発生させる。

[0054] 負荷の正相 q 軸電流 $\langle I_{Lq1} \rangle$ は系統電圧の振幅を変化させる。また、負荷の逆相 d 軸, q 軸電流 $\langle I_{Ld2} \rangle$, $\langle I_{Lq2} \rangle$ は、系統電圧の不balance率を増加させる。そこで、 $\langle I_{Lq1} \rangle$, $\langle I_{Ld2} \rangle$, $\langle I_{Lq2} \rangle$ と逆位相の電流を、電力変換装置 102 から出力させ、系統電圧の振幅の変化と、不balance率の増加を抑制することが望ましい。

[0055] したがって、電力変換装置 102 の電流指令値 I_{q1}^* , I_{d2}^* , I_{q2}^* を次式で与える。

[数 6]

$$I_{q1}^* = -\langle I_{Lq1} \rangle$$

$$I_{d2}^* = -\langle I_{Ld2} \rangle$$

$$I_{q2}^* = -\langle I_{Lq2} \rangle$$

前述の通り、電流制御器 308 は、実際の電流 I_{q1} , I_{d2} , I_{q2} を与えられた電流指令値 I_{q1}^* , I_{d2}^* , I_{q2}^* に一致させる制御を行う。

[0056] 以下、図 5 を用いて、フィードフォワード演算器 310 の内部構成について説明する。

[0057] フィードフォワード演算器 310 は、直交座標・極座標変換ブロック 501 を介して、与えられた電流指令値 I_{d2}^* , I_{q2}^* のベクトル $[I_{d2}^*, I_{q2}^*]$ の大きさと偏角から、逆相電流実効値 I_2 , 正相電流位相角 δ_2 を得る。

[0058] また、フィードフォワード演算器 310 は、正相 d q 変換ブロック 306 を用いて電力系統 101 の相電圧 V_{Su} , V_{Sv} , V_{Sw} を逆相 d q 変換し、さらに移動平均演算器 401 を介して系統半周期を時間窓とする移動平均を演算し、正相 d 軸電圧 $\langle V_{d1} \rangle$, 正相 q 軸電流 $\langle V_{q1} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換ブロック 501 を介して、ベクトル $[\langle V_{d2} \rangle$

、 $\langle V_{q2} \rangle$ の大きさと偏角から、正相電圧実効値 V_1 、逆相電圧位相角 ϕ_1 を得る。

[0059] 発明者らは、各クラスタ104～106の流入有効電力を零とするためには、以上で得られた I_2 、 δ_2 、 V_1 、 ϕ_1 より、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を持つ循環電流指令値フィードフォワード項 I_{0FF}^* をクラスタに流せばよいことを見出した。

本発明のメカニズムについては後述する。

〔数7〕

$$I_0 = I_2$$

〔数8〕

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2 \pm \pi$$

上式は次式のように書いても数学的に等価であり、図5では次式を使用したブロック図を描いている。

〔数9〕

$$I_0 = -I_2$$

〔数10〕

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2$$

正弦波発生器502は、実効値 I_0 、位相角 δ_0 を有する正弦波信号として循環電流指令値フィードフォワード項 I_{0FF}^* を発生させる。

[0060] フィードフォワード演算器310は、図4に示したブロックと完全に同一なアルゴリズムでなくても、〔数7〕～〔数10〕と数学的に等価な信号を出力することができれば、他のアルゴリズムを採用することもできる。

[0061] 以下、図6を用いてクラスタバランス制御部311の内部構成について説明する。

[0062] クラスタバランス制御部311は、与えられた全平均直流電圧 V_C とクラスタ平均直流電圧 V_{Cu} 、 V_{Cv} 、 V_{Cw} との差である ΔV_{Cu} 、 ΔV_{Cv} 、 ΔV_{Cw} を演算する。得られた、 ΔV_{Cu} 、 ΔV_{Cv} 、 ΔV_{Cw} を $\alpha\beta$ 変換ブロック601を用いて $\alpha\beta$ 変換し、 $\alpha\beta$ 軸上のベク

トルとして $[\Delta V C \alpha, \Delta V C \beta]$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換ブロック 602 を介して、ベクトル $[\Delta V C \alpha, \Delta V C \beta]$ の大きさ $\Delta V C$ と偏角 ξ を演算する。

[0063] また、クラスタバランス制御部 311 は、与えられた正相 d 軸電圧 V_d と正相 q 軸電圧 V_q のベクトル $[V_d, V_q]$ から、直交座標・極座標変換ブロック 501 を介してベクトル $[V_d, V_q]$ の偏角 ϕ_1 、すなわち系統 $u-v$ 相線間電圧の位相角を演算する。

[0064] 正弦波発生器 502 は、 $\Delta V C$ とクラスタバランス制御ゲイン 603 を乗算して得られる実効値 I_0 と位相角 $\delta_0 = \phi_1 - \xi$ とを有する正弦波信号として、循環電流指令値フィードバック項 I_{OFB}^* を出力する。

[0065] 以下、本発明によって得られる効果について、図 7 を用いて説明する。

[0066] 図 7 は、本発明による制御を行った場合の各部の概略波形であり、上から、電力系統 101 の線間電圧 $V_{Suv}, V_{Svw}, V_{Swu}$ の概略波形、リアクトル 103 と各クラスタ 104 ~ 106 に流れる電流 I_{uv}, I_{vw}, I_{wu} の概略波形、循環電流 ($I_{OFF} + I_{OFB}$) の概略波形、直流電圧 $V_{Cuvj}, V_{Cvwj}, V_{Cwuj}$ の概略波形、LPF 301 を介して観測した直流電圧 $V_{Cuvfj}, V_{Cvwfj}, V_{Cwufj}$ の概略波形である。なお、図 7 は、循環電流指令値 I_0 が指令値 ($I_{OFF}^* + I_{OFB}^*$) に理想的に追従していると仮定して描いている。

[0067] また、図 7 の横軸は時間または位相角であり、縦軸は電圧や電流の振幅を任意単位 (arbitrary unit: a.u.) で表わしている。

[0068] 電流 I_{uv}, I_{vw}, I_{wu} が逆相電流を含んでいる期間では、循環電流 I_0 が流れている。

[0069] 本発明のメカニズムについて以下で説明する。

[0070] リアクトル 103 と各クラスタ 104 ~ 106 の電流 $I_{uv}^*, I_{vw}^*, I_{wu}^*$ に、循環電流制御部 312 で制御される循環電流 I_0 を重畳させることによって、 V_{uv} と I_{uv} の位相差、 V_{vw} と I_{vw} の位相差、 V_{wu} と I_{wu} の位相差が、 I_{uv}, I_{vw}, I_{wu} に逆相成分が含まれている場合に

においても 90° となる。すなわち、各クラスタに流入出する有効電力が零となる。このため、各クラスタの流入出有効電力が零となり、直流電圧アンバランスの発生を抑制できる。

[0071] 本発明において、零相フィードバック項 I_{OFB}^* は、使用部品の特性バラツキなどに起因する直流電圧アンバランス発生を抑制する役割を担う。

[0072] 本実施例の電力変換装置 102 では、各クラスタ 104 ~ 106 はリアクトル 103 を介して電力系統 101 に接続している。

[0073] 本発明は、各クラスタ 104 ~ 106 がリアクトル 103 に代えて変圧器を介して電力系統 101 に接続する場合にも適用可能である。

[0074] また、本発明は、各クラスタ 104 ~ 106 がリアクトル 103 と変圧器とを介して電力系統 101 に接続する場合にも適用可能である。

実施例 2

[0075] 本発明の第 2 の実施例について説明する。

[0076] 実施例 1 では、フィードフォワード演算器 310 に逆相電流指令値 I_{d2}^* , I_{q2}^* を与えていた。一方、実施例 2 では、 I_{d2}^* , I_{q2}^* に代えて、実際の逆相電流 I_{d2} , I_{q2} を与える。

[0077] これにより、何らかの外乱により、電流制御器 308 が意図した通りに電流を制御できなかった場合、すなわち $I_{d2} \neq I_{d2}^*$, $I_{q2} \neq I_{q2}^*$ である場合においても、各クラスタ 104 ~ 106 に流入する有効電力を大略零にできるという効果を得られる。

[0078] 実施例 1 と実施例 2 の相違点は、制御ブロックとフィードフォワード演算器である。したがって、以下では、図 8 と図 9 を用いて、実施例 2 の制御ブロックとフィードフォワード演算器について説明する。

[0079] 図 8 の制御ブロックでは、電流 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} をフィードフォワード演算器 801 に与えている。

[0080] 次に、図 9 を用いて、フィードフォワード演算器 801 の内部構成について説明する。

[0081] フィードフォワード演算器 801 は、逆相 dq 変換ブロック 307 を用い

て電流 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} を逆相 dq 変換し、さらに移動平均演算器 401 を介して系統半周期を時間窓とする移動平均を演算し、逆相 d 軸電流 $\langle I_{d2} \rangle$ と逆相 q 軸電流 $\langle I_{q2} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換ブロック 501 を介して、ベクトル $[\langle I_{d2} \rangle, \langle I_{q2} \rangle]$ の大きさと偏角から逆相電流の実効値 I_2 と位相角 δ_2 を得る。

[0082] また、フィードフォワード演算器 801 は、正相 dq 変換ブロック 306 を用いて電力系統 101 の相電圧 V_{Su} , V_{Sv} , V_{Sw} を逆相 dq 変換し、さらに移動平均演算器 401 を介して系統半周期を時間窓とする移動平均を演算し、正相 d 軸電圧 $\langle V_{d1} \rangle$ 、正相 q 軸電流 $\langle V_{q1} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換ブロック 501 を介して、ベクトル $[\langle V_{d2} \rangle, \langle V_{q2} \rangle]$ の大きさと偏角から、正相電圧実効値 V_1 、逆相電圧位相角 ϕ_1 を得る。

[0083] 発明者らは、各クラスタ 104 ~ 106 の流入有効電力を零とするためには、以上で得られた I_2 , δ_2 , V_1 , ϕ_1 より、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を持つ循環電流指令値フィードフォワード項 I_{0FF}^* をクラスタに流せばよいことを見出した。

[数 1 1]

$$I_0 = I_2$$

[数 1 2]

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2 \pm \pi$$

上式は次式のように書いても数学的に等価であり、図 5 では次式を使用したブロック図を描いている。

[数 1 3]

$$I_0 = -I_2$$

[数 1 4]

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2$$

正弦波発生器 502 は、実効値 I_0 、位相角 δ_0 を有する正弦波信号として循環電流指令値フィードフォワード項 I_{0FF}^* を発生させる。

[0084] 以上で説明した制御ブロック（図3）とフィードフォワード演算器801以外は、実施例1と同様である。

実施例 3

[0085] 本発明の第3の実施例について説明する。

[0086] 実施例3では、電力系統101の電圧が三相不平衡であり、逆相成分を含んでいる場合においても、実施例1、2と同様に、各クラスタ104～106の流入出有効電力を零にできるという効果を得られる。

[0087] 実施例3は、実施例2の図9に示したフィードフォワード演算器801を、図10に示した逆相電圧対応形フィードフォワード演算器1001に置き換えたことを特徴とする。

[0088] 逆相電流対応形フィードフォワード演算器1001は、電流 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} を正相 dq 変換ブロック306, 移動平均演算器401を介して正相 d 軸電流 $\langle I_{d1} \rangle$ 、正相 q 軸電流 $\langle I_{q1} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換器501を介して、ベクトル $[\langle I_{d1} \rangle, \langle I_{q1} \rangle]$ の大きさと偏角から、正相電流実効値 I_1 , 正相電流位相角 δ_1 を得る。

[0089] 逆相電流対応形フィードフォワード演算器1001は、電流 I_u , I_v , I_w を逆相 dq 変換ブロック307, 移動平均演算器401を介して逆相 d 軸電流 $\langle I_{d2} \rangle$ 、逆相 q 軸電流 $\langle I_{q2} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換器501を介して、ベクトル $[\langle I_{d2} \rangle, \langle I_{q2} \rangle]$ の大きさと偏角から、逆相電流実効値 I_2 , 逆相電流位相角 δ_2 を得る。

[0090] 逆相電流対応形フィードフォワード演算器1001は、電圧 V_{Suv} , V_{Svw} , V_{Swu} を正相 dq 変換ブロック306, 移動平均演算器401を介して正相 d 軸電圧 $\langle V_{d1} \rangle$ 、正相 q 軸電圧 $\langle V_{q1} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換器501を介して、ベクトル $[\langle V_{d1} \rangle, \langle V_{q1} \rangle]$ の大きさと偏角から、正相電圧実効値 V_1 , 正相電圧位相角 ϕ_1 を得る。

[0091] 逆相電流対応形フィードフォワード演算器1001は、電圧 V_{Suv} , V_{Svw} , V_{Swu} を逆相 dq 変換ブロック307, 移動平均演算器401を

介して逆相 d 軸電圧 $\langle V_{d2} \rangle$ 、逆相 q 軸電圧 $\langle V_{q2} \rangle$ を得る。さらに、直交座標・極座標変換器 501 を介して、ベクトル $[\langle V_{d2} \rangle, \langle V_{q2} \rangle]$ の大きさと偏角から、正相電圧実効値 V_2 、正相電圧位相角 ϕ_2 を得る。

[0092] 発明者らは、電圧 V_{Suv} 、 V_{Svw} 、 V_{Swu} が逆相成分を含有している場合にも、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を有する循環電流指令値フィードフォワード項 I_{OFF}^* を循環電流制御部 312 に与えることによって、各クラスタの流入出有効電力を零にできることを見出した。

[数 14]

$$I_0 = - (I_1 \times V_2 \times \cos(\delta_1 - \phi_2) + I_2 \times V_1 \times \cos(\delta_2 - \phi_1)) / (V_1 \times \cos(\delta_0 - \phi_1) + V_2 \times \cos(\delta_0 - \phi_2))$$

[数 15]

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left((I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \sin(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + V_2 \times \sin(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \sin(\delta_2 + \phi_2 - \phi_1) + V_1 \times \sin(\delta_2 - 2 \times \phi_1))) / (I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \cos(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + V_2 \times \cos(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \cos(\delta_2 - \phi_2 + \phi_1) - V_1 \times \cos(\delta_2 - 2 \times \phi_1))) \right)$$

上式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を有する零相をクラスタを流れる電流 I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} に重畳させると、 V_{uv} と I_{uv} の位相差、 V_{vw} と I_{vw} の位相差、 V_{wu} と I_{wu} の位相差がすべて 90° となる。すなわち、各クラスタに流入出する有効電力が零となり、直流電圧アンバランスの発生を抑制できる。

[0093] なお、フィードフォワード演算器 1001 は、図 10 に示したブロックと完全に同一なアルゴリズムでなくても、[数 14]、[数 15] と数学的に等価な信号を出力することができれば、他のアルゴリズムを採用することもできる。

[0094] 本実施例の電力変換装置 102 では、各クラスタ 104 ~ 106 はリアク

トル１０３を介して電力系統１０１に接続している。

[0095] 本発明は、各クラスタ１０４～１０６がリアクトル１０３に代えて変圧器を介して電力系統１０１に接続する場合にも適用可能である。

[0096] また、本発明は、各クラスタ１０４～１０６がリアクトル１０３と変圧器とを介して電力系統１０１に接続する場合にも適用可能である。

符号の説明

[0097] １０１…電力系統、１０２…電力変換装置、１０３…リアクトル、１０４… uv 相クラス、１０５… vw 相クラスタ、１０６… wu 相クラスタ、１０７…単位セル、２０１… x 相上側素子、２０２… x 相下側素子、２０３… y 相上側素子、２０４… y 相下側素子、２０５…直流コンデンサ、３０１…ローパスフィルタ（ＬＰＦ）、３０２…平均値演算器、３０３…全平均直流電圧制御部、３０４…全平均直流電圧制御ゲイン、３０５…補償電流指令値演算部、３０６…正相 dq 変換ブロック、３０７…逆相 dq 変換ブロック、３０８…電流制御器、３０９…電圧指令値分配器、３１０…フィードフォワード演算器、３１１…クラスタバランス制御部、３１２…循環電流制御部、３１３…循環電流制御ゲイン、４０１…移動平均演算器、５０１…直交座標・極座標変換器、５０２…正弦波発生器、６０１… $\alpha\beta$ 変換ブロック、６０２…直交座標・極座標変換ブロック、６０３…クラスタバランス制御ゲイン、８０１…実電流を使用するフィードフォワード演算器、１００１…逆相電圧対応形フィードフォワード演算器。

請求の範囲

[請求項1] 1つまたは複数の単位セルの直列体であるクラスタとリアクトルとの直列体をデルタ結線して構成したデルタ結線カスケード・マルチレベル変換器（CMC）を電力系統に連系した電力変換装置であって、前記電力変換装置が正相無効電流と逆相電流とを同時に出力することによって、前記電力系統に連系する他の不平衡負荷による正相無効電流と逆相電流とを大略相殺させる機能を有する電力変換装置。

[請求項2] 請求項1の電力変換装置であって、前記の各単位セルの直流コンデンサの両端電圧をバランスさせる機能を有する電力変換装置。

[請求項3] 請求項1または2の電力変換装置において、前記電力系統の電圧の正相成分の位相角を ϕ_1 とし、前記電力変換装置の逆相電流指令値または実際の逆相電流の実効値と位相角をそれぞれ I_2 , δ_2 とすると、前記の各クラスタが、大略、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 とを有する循環電流を流す機能を有する電力変換装置。

[数1]

$$I_0 = I_2$$

[数2]

$$\delta_0 = 2 \times \phi_1 - \delta_2 \pm \pi$$

[請求項4] 請求項1～3のいずれかの電力変換装置において、前記電力系統の電圧の正相成分の実効値と位相角をそれぞれ V_1 , ϕ_1 、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ V_2 , ϕ_2 、前記クラスタに流れる電流の指令値または実際の電流の正相成分の実効値と位相角をそれぞれ I_1 , δ_1 、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ I_2 , δ_2 とした場合、各クラスタが、大略、次式で表わされる実効値 I_0 と位相角 δ_0 を有する循環電流を出力する機能を有することを特徴とする電力変換装置。

[数3]

$$I_0 = - (I_1 \times V_2 \times \cos(\delta_1 - \phi_2) + I_2 \times V_1 \times \cos$$

$$(\delta_2 - \phi_1)) / (V_1 \times \cos(\delta_0 - \phi_1) + V_2 \times \cos(\delta_0 - \phi_2))$$

[数4]

$$\begin{aligned} \delta_0 = & \tan^{-1} \left((I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \sin(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + \right. \\ & V_2 \times \sin(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \sin \\ & (\delta_2 + \phi_2 - \phi_1) + V_1 \times \sin(\delta_2 - 2 \times \phi_1)) \Big) \\ & \Big/ (I_1 \times V_2 \times (V_1 \times \cos(\delta_1 + \phi_1 - \phi_2) + V_2 \\ & \times \cos(\delta_1 - 2 \times \phi_2)) - I_2 \times V_1 \times (V_2 \times \cos \\ & (\delta_2 - \phi_2 + \phi_1) - V_1 \times \cos(\delta_2 - 2 \times \phi_1)) \Big) \end{aligned}$$

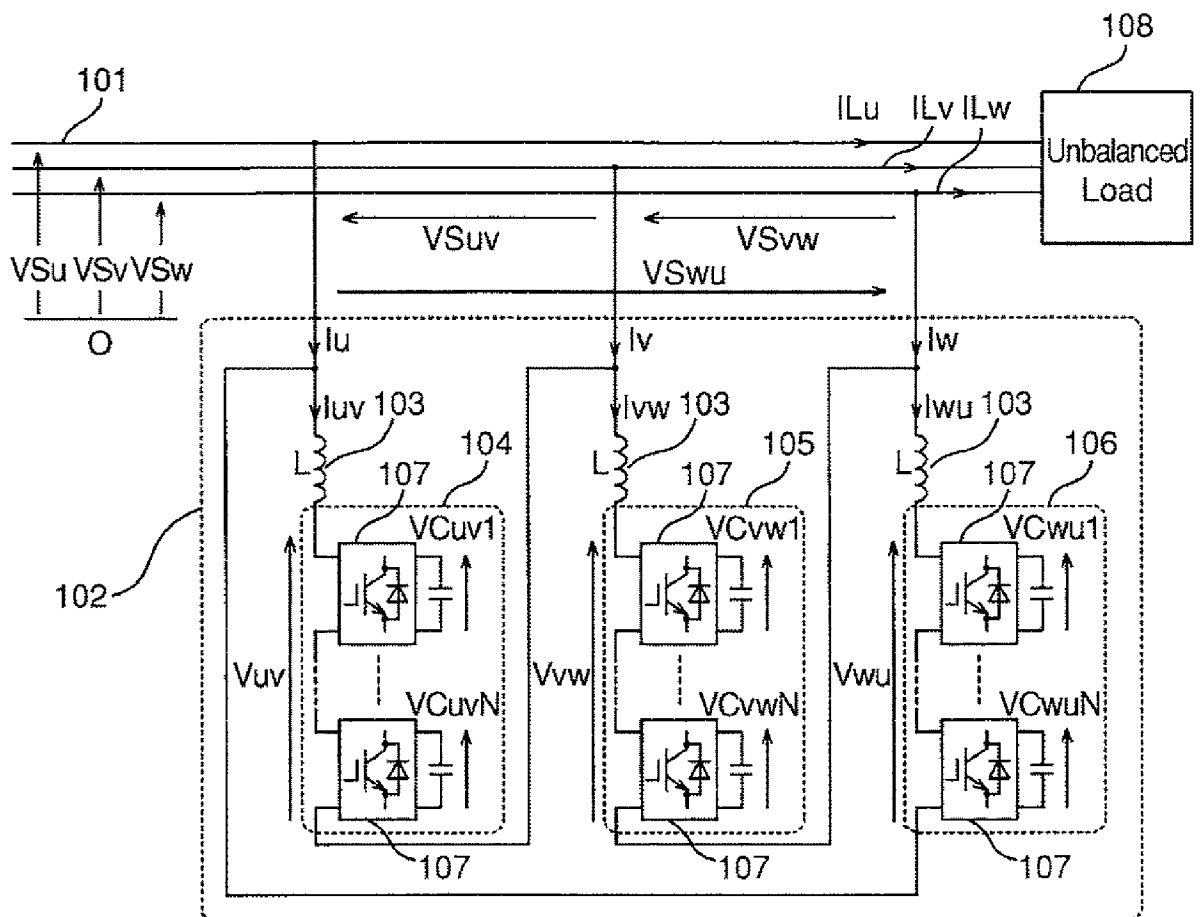
[請求項5] 請求項1～4のいずれかの電力変換装置において、前記の電圧・電流とその位相角、 $(V_1, \phi_1, V_2, \phi_2, I_1, \delta_1, I_2, \delta_2)$ の検出に、系統周波数の半周期またはその整数倍を時間窓とする移動平均演算を用いることを特徴とする電力変換装置。

[請求項6] 請求項1～3のいずれかの電力変換装置において、前記単位セルが単相フルブリッジであることを特徴とする電力変換装置。

[請求項7] 請求項1～3のいずれかの電力変換装置において、前記リアクトルと直列に変圧器を接続したことを特徴とする電力変換装置。

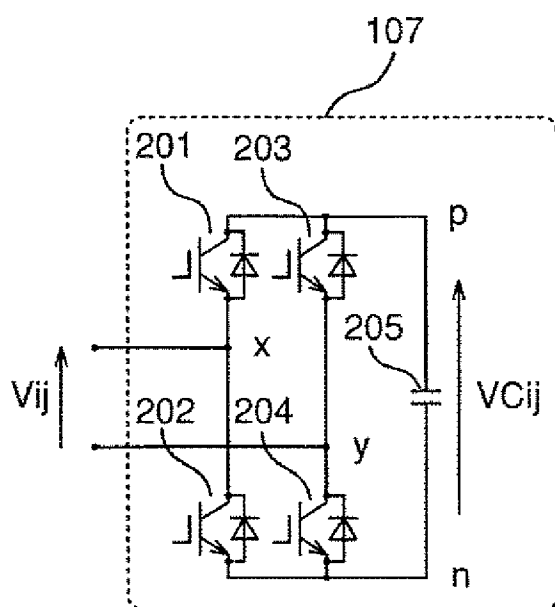
[図1]

図 1



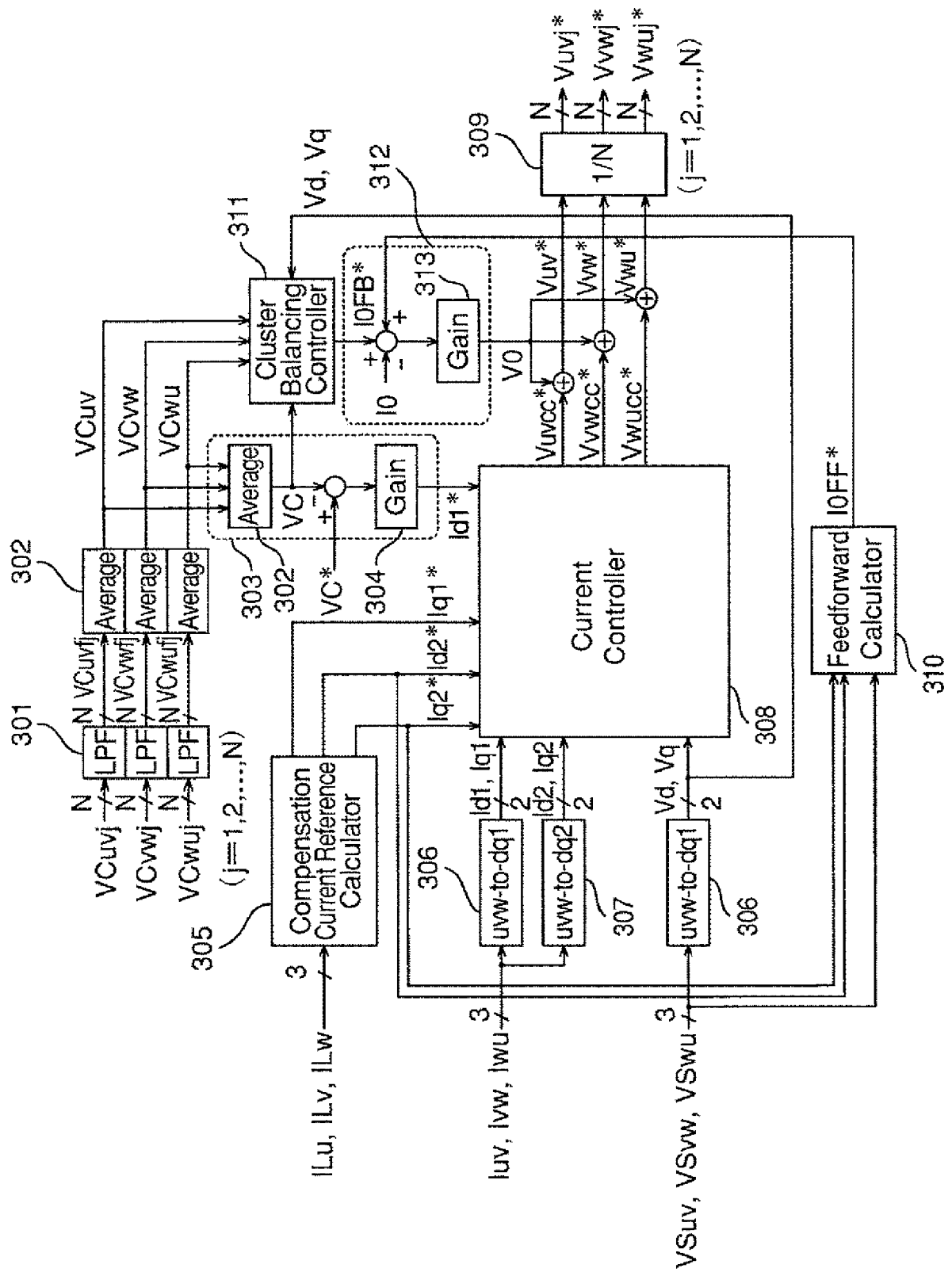
[図2]

図 2



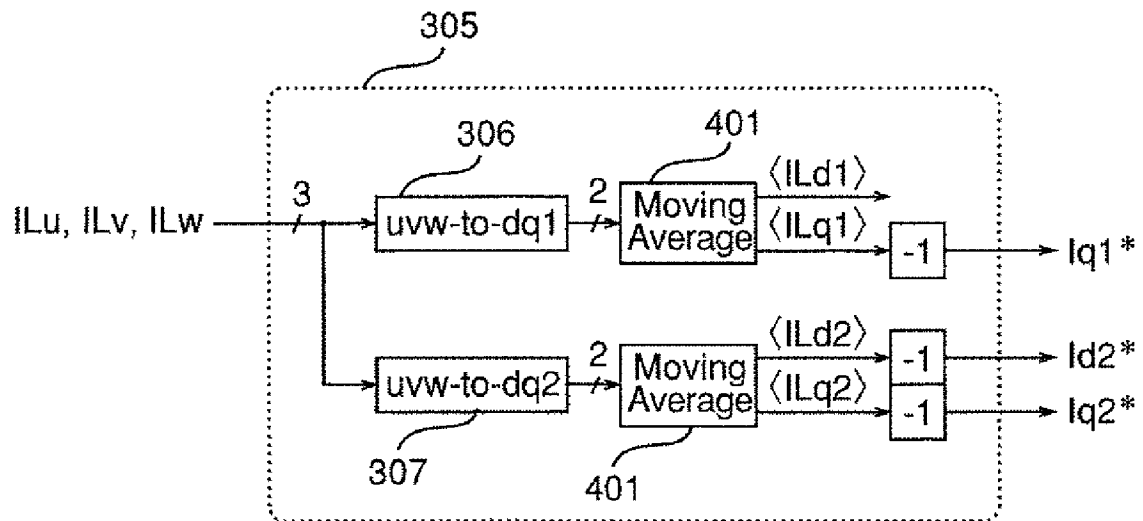
[図3]

図 3



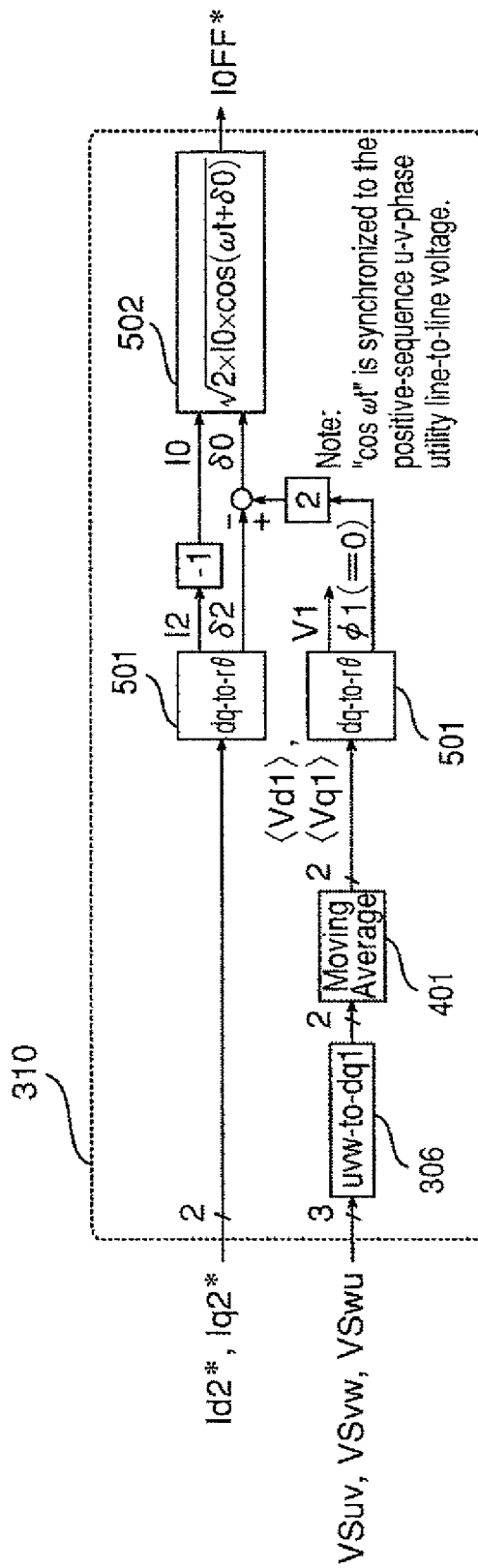
[図4]

図 4



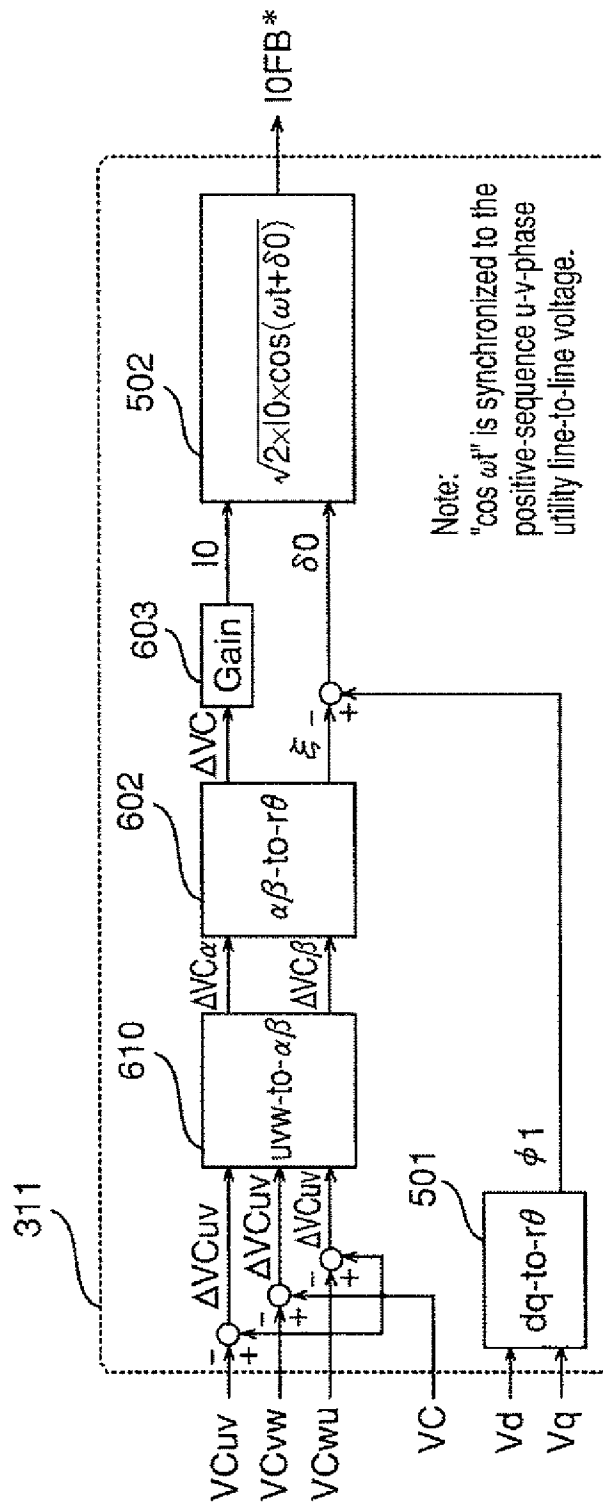
[図5]

図 5



[図6]

図 6



[図7]

図 7

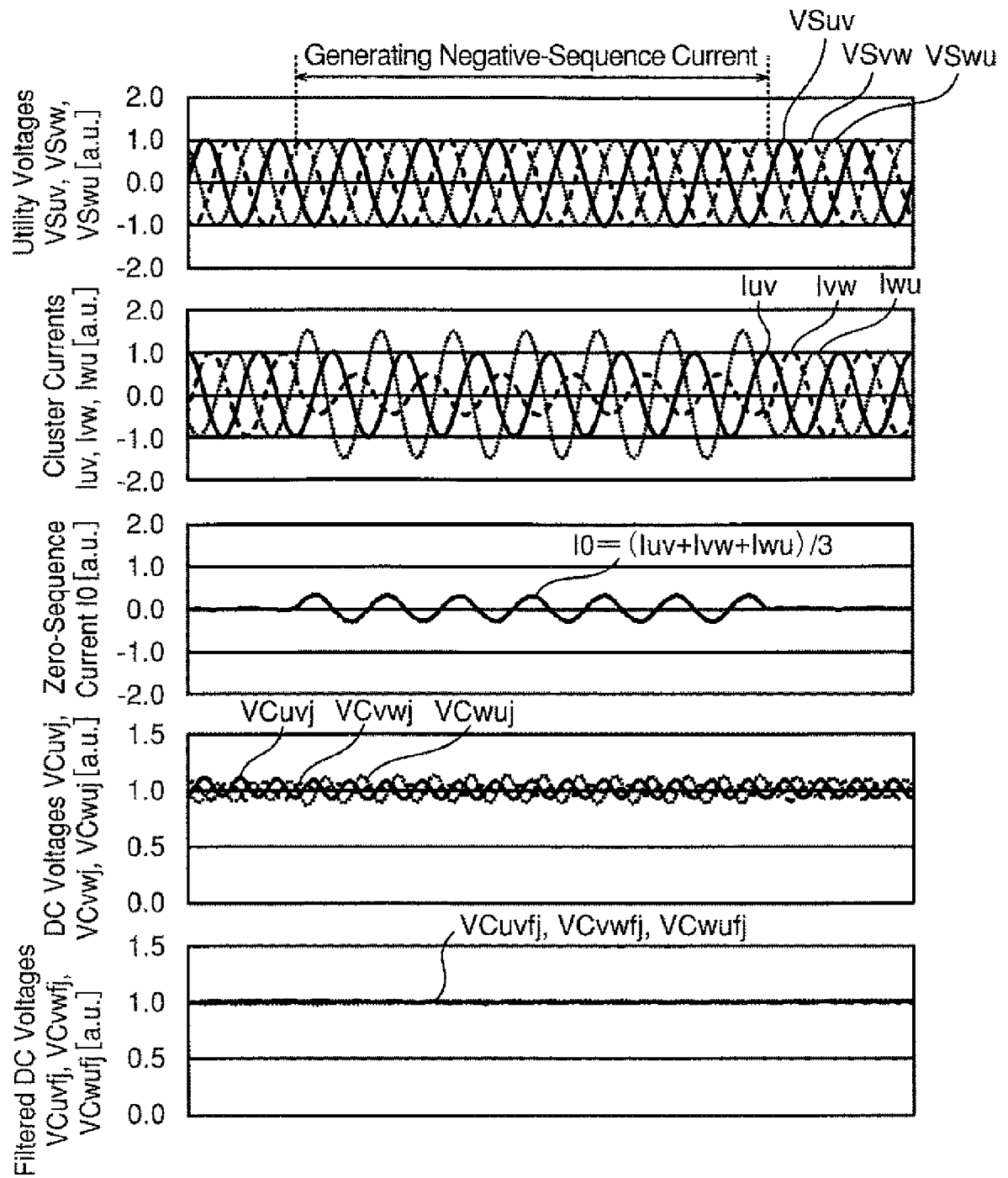
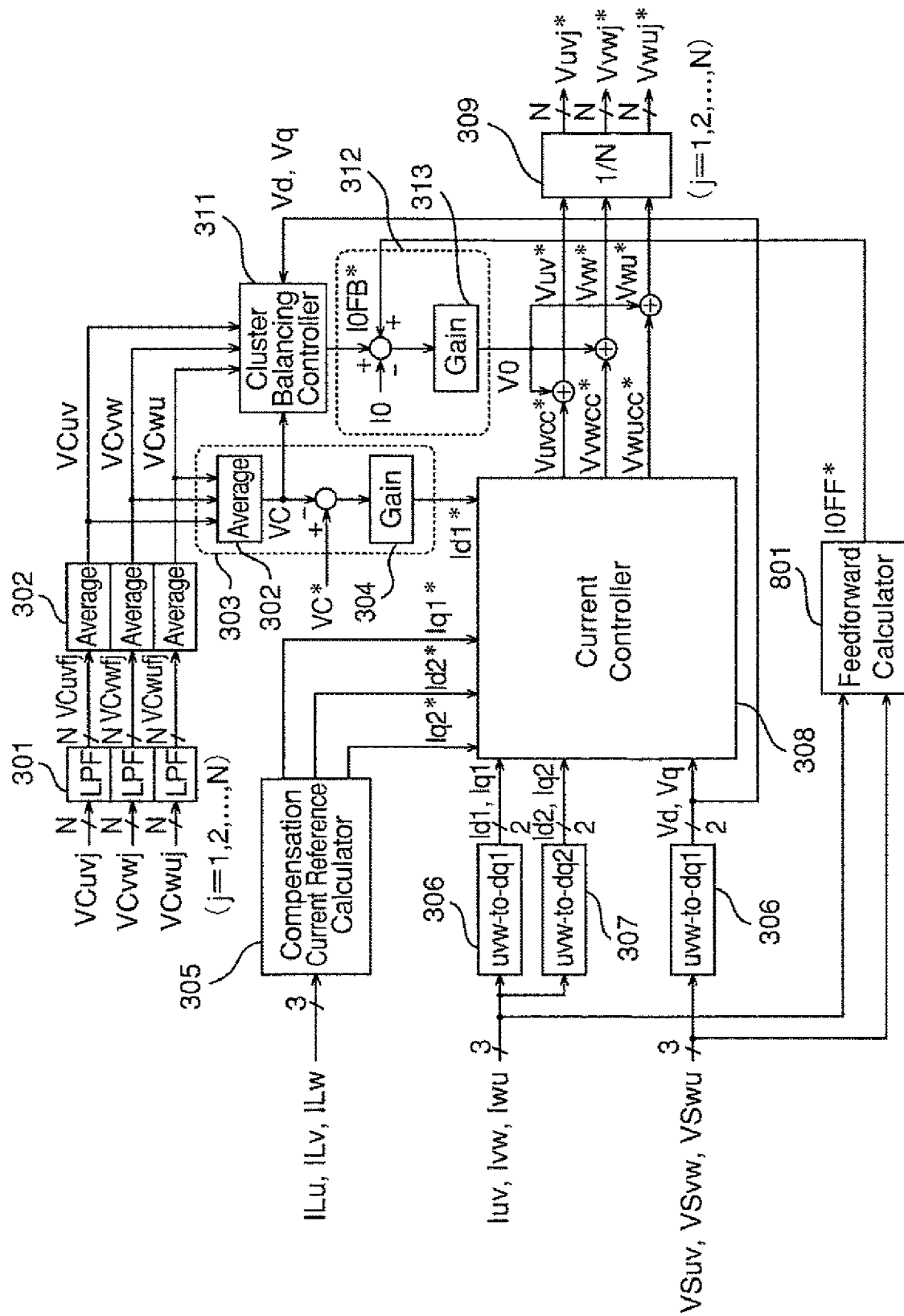
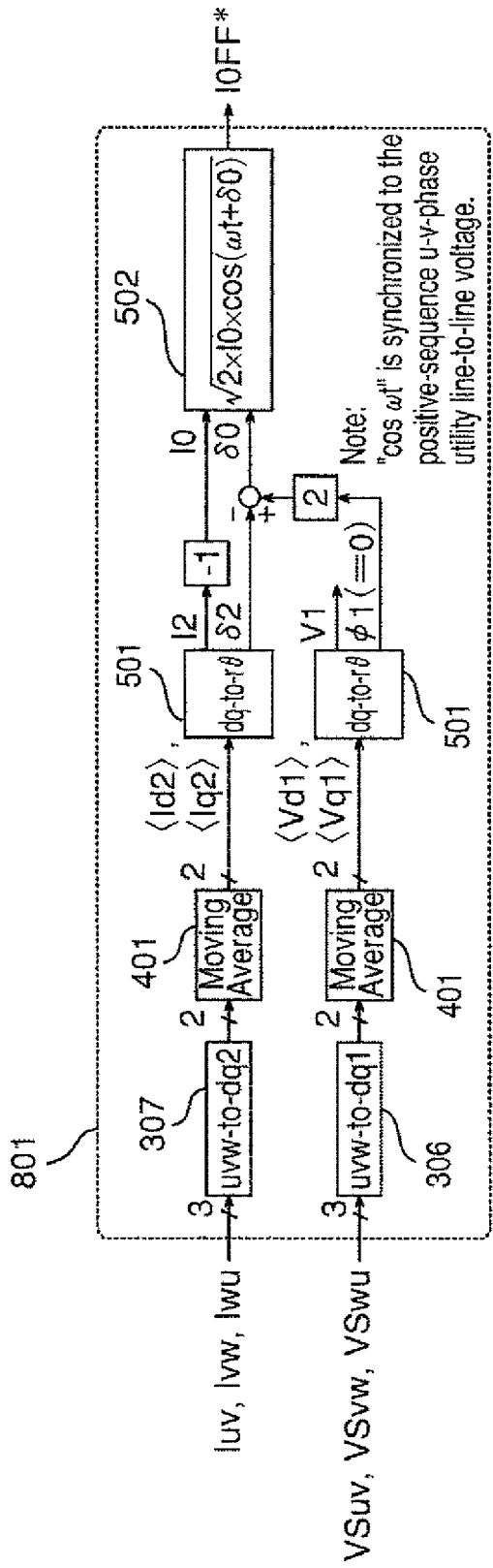


圖 8



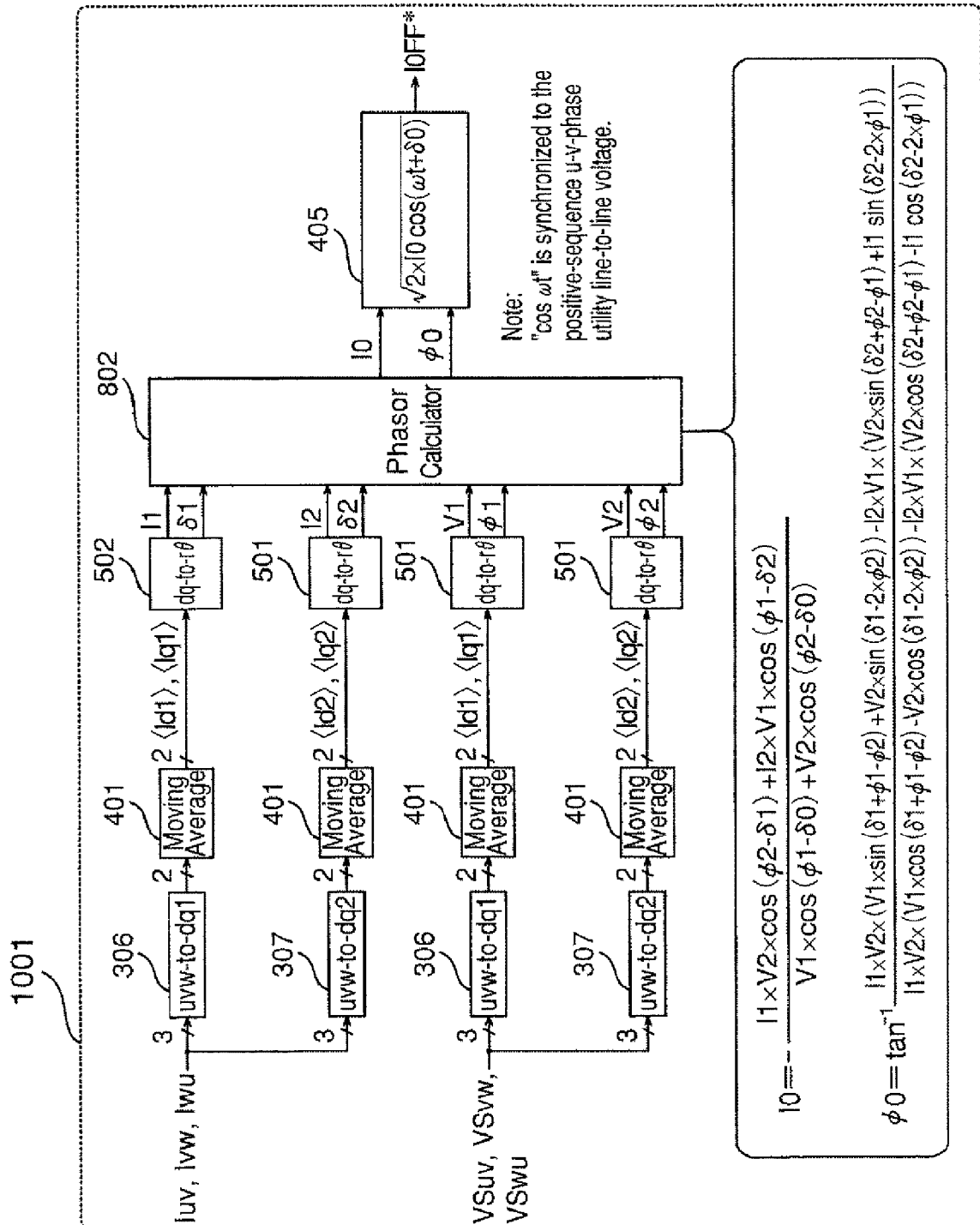
[図9]

図 9



[図10]

图 10



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/058567

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G05F1/70(2006.01) i, H02J3/26(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)

G05F1/70, H02J3/26

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	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

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 A	JP 2007-280358 A (Tokyo Institute of Technology), 25 October 2007 (25.10.2007), paragraphs [0020] to [0021], [0025]; fig. 4 (Family: none)	1-2, 5-7 3-4
Y	JP 2008-199853 A (Hitachi, Ltd.), 28 August 2008 (28.08.2008), paragraphs [0012] to [0017]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-2, 5-7
Y	JP 2008-271634 A (Fuji Electric Systems Co., Ltd.), 06 November 2008 (06.11.2008), paragraph [0020] (Family: none)	5



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
27 April, 2011 (27.04.11)

Date of mailing of the international search report
17 May, 2011 (17.05.11)

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. G05F1/70(2006.01)i, H02J3/26(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. G05F1/70, H02J3/26

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 1 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 1 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 1 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 A	JP 2007-280358 A（国立大学法人東京工業大学）2007. 10. 25, 【0 0 2 0】 - 【0 0 2 1】, 【0 0 2 5】、図4（ファミリーなし）	1-2, 5-7 3-4
Y	JP 2008-199853 A（株式会社日立製作所）2008. 08. 28, 【0 0 1 2】 - 【0 0 1 7】、図1 - 2（ファミリーなし）	1-2, 5-7
Y	JP 2008-271634 A（富士電機システムズ株式会社）2008. 11. 06, 【0 0 2 0】（ファミリーなし）	5

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

2 7 . 0 4 . 2 0 1 1

国際調査報告の発送日

1 7 . 0 5 . 2 0 1 1

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

槻木澤 昌司

3 V

9 3 2 6

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