

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第5537235号
(P5537235)

(45) 発行日 平成26年7月2日 (2014.7.2)

(24) 登録日 平成26年5月9日 (2014.5.9)

(51) Int.Cl.

F I

HO 2 J 3/26 (2006.01)

HO 2 J 3/26 B

HO 2 M 7/49 (2007.01)

HO 2 M 7/49

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2010-91896 (P2010-91896)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成22年4月13日 (2010.4.13)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開2011-223784 (P2011-223784A)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成23年11月4日 (2011.11.4)	(74) 代理人	100100310
審査請求日	平成24年11月20日 (2012.11.20)		弁理士 井上 学
		(74) 代理人	100098660
			弁理士 戸田 裕二
		(72) 発明者	井上 重徳
			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
		(72) 発明者	加藤 修治
			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
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【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する機能を有し、

前記電力系統の電圧の正相成分の位相角を $\phi 1$ 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 $I 2$ 、 $\delta 2$ 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 $\delta 0$ 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 2】

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

相殺する機能を有し、

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〕

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

10

〔数 4〕

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

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 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 、 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。

20

【請求項 4】

請求項 1 又は 2 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 5】

請求項 1 又は 2 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。

【請求項 6】

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する機能を有し、

30

前記電力系統の電圧の正相成分と、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とから、前記の各クラスタに流すべき循環電流の指令値を演算する機能を有する電力変換装置。

【請求項 7】

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する機能を有し、

40

前記電力系統の電圧の正相成分と、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とから、前記の各クラスタに流すべき循環電流の指令値を演算し、該指令値に極力一致するような循環電流を流す機能を有する電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【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】

50

【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。

10

【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。

20

【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】

30

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。

40

【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

50

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す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する機能を有する電力変換装置を提供するものである。

10

【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 $\phi 1$ 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 $I 2$ 、 $\delta 2$ 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 $\delta 0$ 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。

20

【0016】

〔数1〕

$$I 0 = I 2$$

【0017】

〔数2〕

$$\delta 0 = 2 \times \phi 1 - \delta 2 \pm \pi$$

【0018】

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 $V 1$ 、 $\phi 1$ 、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ $V 2$ 、 $\phi 2$ 、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 $I 1$ 、 $\delta 1$ 、同逆相成分の実効値と位相角をそれぞれ $I 2$ 、 $\delta 2$ 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 $\delta 0$ 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。

30

【0019】

〔数3〕

$$I 0 = (I 1 \times V 2 \times \cos(\delta 1 - \phi 2) + I 2 \times V 1 \times \cos(\delta 2 - \phi 1)) / (V 1 \times \cos(\delta 0 - \phi 1) + V 2 \times \cos(\delta 0 - \phi 2))$$

【0020】

〔数4〕

$$\delta 0 = \tan^{-1}((I 1 \times V 2 \times (V 1 \times \sin(\delta 1 + \phi 1 - \phi 2) + V 2 \times \sin(\delta 1 - 2 \times \phi 2)) - I 2 \times V 1 \times (V 2 \times \sin(\delta 2 + \phi 2 - \phi 1) + V 1 \times \sin(\delta 2 - 2 \times \phi 1))) / (I 1 \times V 2 \times (V 1 \times \cos(\delta 1 + \phi 1 - \phi 2) + V 2 \times \cos(\delta 1 - 2 \times \phi 2)) - I 2 \times V 1 \times (V 2 \times \cos(\delta 2 - \phi 2 + \phi 1) - V 1 \times \cos(\delta 2 - 2 \times \phi 1))))$$

40

【0021】

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）

50

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】

【0022】

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。

【0023】

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。

10

【図面の簡単な説明】

【0024】

【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。

20

【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】

【0025】

以下、本発明の実施例を図面を用いて説明する。

【実施例1】

【0026】

本発明の第1の実施例について説明する。

30

【0027】

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。

【0028】

以下、図1を用いて実施例1の全体構成を説明する。

【0029】

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。

40

【0030】

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。 wu 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。

【0031】

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

50

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。

【0032】

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。

【0033】

以下、各電圧・電流を定義する。

【0034】

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。

【0035】

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。

【0036】

各クラスタ104～106の出力電圧（クラスタ電圧）を、それぞれ V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} とする。

【0037】

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。

【0038】

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（ $i = uv, vw, wu$ 、 $j = 1, 2, \dots, N$ ）。

【0039】

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。

【0040】

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。

【0041】

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。

【0042】

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。

【0043】

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。

【0044】

10

20

30

40

50

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。

【0045】

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。

10

【0046】

なお、本明細書においては、正相 dq 変換ブロック 306 と逆相 dq 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。

【0047】

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ラスタ電圧指令値 V_{uvcc}^* , V_{vwcc}^* , V_{wucc}^* を演算する。

【0048】

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。

20

【0049】

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。

【0050】

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。

【0051】

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（ $j = 1, 2, \dots, N$ ）。

30

【0052】

平均値演算器 302 は、各クラスタ内の直流電圧の平均値（以下、クラ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。

【0053】

〔数 5〕

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

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

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

40

【0054】

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。

【0055】

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

50

算する。

【0056】

クラスタバランス制御部311は、クラスタ平均直流電圧 $V_{Cu v}$ 、 $V_{C v w}$ 、 $V_{C w u}$ 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 $I_{O F B}^*$ 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。

【0057】

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 $I_{O F F}^*$ と循環電流指令値フィードバック項 $I_{O F B}^*$ の和($I_{O F F}^* + I_{O F B}^*$)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_0 を演算する。さらに、得られた V_0 を、電流制御器からの各クラスタ電圧指令値 $V_{u v c c}^*$ 、 $V_{v w c c}^*$ 、 $V_{w u c c}^*$ を加算し、クラスタ電圧指令値 $V_{u v}^*$ 、 $V_{v w}^*$ 、 $V_{w u}^*$ を得る。

10

【0058】

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

【0059】

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。

【0060】

20

補償電流指令値演算部305は、負荷電流 $I_{L u}$ 、 $I_{L v}$ 、 $I_{L w}$ 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 $\langle I_{L d 1} \rangle$ 、正相 q 軸電流 $\langle I_{L q 1} \rangle$ を演算する。また、 $I_{L u}$ 、 $I_{L v}$ 、 $I_{L w}$ 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 $\langle I_{L d 1} \rangle$ 、逆相 q 軸電流 $\langle I_{L q 1} \rangle$ 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。

【0061】

得られた $\langle I_{L d 1} \rangle$ 、 $\langle I_{L q 1} \rangle$ 、 $\langle I_{L d 2} \rangle$ 、 $\langle I_{L q 2} \rangle$ のうち、 $\langle I_{L d 1} \rangle$ 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。

30

【0062】

負荷の正相 q 軸電流 $\langle I_{L q 1} \rangle$ 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 $\langle I_{L d 2} \rangle$ 、 $\langle I_{L q 2} \rangle$ は、系統電圧の不均衡率を増加させる。そこで、 $\langle I_{L q 1} \rangle$ 、 $\langle I_{L d 2} \rangle$ 、 $\langle I_{L q 2} \rangle$ 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、不均衡率の増加を抑制することが望ましい。

【0063】

したがって、電力変換装置102の電流指令値 $I_{q 1}^*$ 、 $I_{d 2}^*$ 、 $I_{q 2}^*$ を次式で与える。

【0064】

〔数6〕

40

$$I_{q 1}^* = -\langle I_{L q 1} \rangle$$

$$I_{d 2}^* = -\langle I_{L d 2} \rangle$$

$$I_{q 2}^* = -\langle I_{L q 2} \rangle$$

【0065】

前述の通り、電流制御器308は、実際の電流 $I_{q 1}$ 、 $I_{d 2}$ 、 $I_{q 2}$ を与えられた電流指令値 $I_{q 1}^*$ 、 $I_{d 2}^*$ 、 $I_{q 2}^*$ に一致させる制御を行う。

【0066】

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。

【0067】

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、

50

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。

【0068】

また、フィードフォワード演算器 310 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。

【0069】

10

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。

【0070】

〔数 7〕

$$I_0 = I_2$$

〔数 8〕

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

【0071】

20

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。

【0072】

〔数 9〕

$$I_0 = -I_2$$

【0073】

〔数 10〕

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

【0074】

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。

30

【0075】

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とも、〔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。

【0076】

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。

【0077】

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 $V_{Cu v}$, $V_{C v w}$, $V_{C w u}$ との差である $\Delta V_{C u v}$, $\Delta V_{C v w}$, $\Delta V_{C w u}$ を演算する。得られた、 $\Delta V_{C u v}$, $\Delta V_{C v w}$, $\Delta V_{C w u}$ 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 ΔV_C と偏角 ξ を演算する。

40

【0078】

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。

【0079】

正弦波発生器 502 は、 ΔV_C とクラスタバランス制御ゲイン 603 を乗算して得られ

50

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_0FB^* を出力する。

【0080】

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。

【0081】

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 ($I_0FF + I_0FB$) の概略波形、直流電圧 V_{Cuvj} , V_{Cvwj} , V_{Cwuj} の概略波形、LPF301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 ($I_0FF^* + I_0FB^*$) に理想的に追従していると仮定して描いている。

10

【0082】

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。

【0083】

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。

【0084】

本発明のメカニズムについて以下で説明する。

20

【0085】

リアクトル103と各クラスタ104~106の電流 I_{uv}^* , V_{vw}^* , V_{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。

【0086】

本発明において、零相フィードバック項 I_0FB^* 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。

30

【0087】

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。

【0088】

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。

【0089】

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】

40

【0090】

本発明の第2の実施例について説明する。

【0091】

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。

【0092】

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。

50

【0093】

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。

【0094】

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。

【0095】

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。

【0096】

フィードフォワード演算器801は、逆相d-q変換ブロック307を用いて電流 I_{uv} 、 I_{vw} 、 I_{wu} 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、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。

【0097】

また、フィードフォワード演算器801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。

【0098】

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 $I_0 F F^*$ 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。

【0099】

〔数11〕

$$I_0 = I_2$$

【0100】

〔数12〕

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

【0101】

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。

【0102】

〔数13〕

$$I_0 = -I_2$$

【0103】

〔数14〕

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

【0104】

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 $I_0 F F^*$ を発生させる。

【0105】

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】

【0106】

本発明の第３の実施例について説明する。

【０１０７】

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。

【０１０８】

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。

【０１０９】

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。

【０１１０】

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。

【０１１１】

逆相電流対応形フィードフォワード演算器１００１は、電圧 V_{Su} ， V_{Sv} ， V_{Sw} 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。

【０１１２】

逆相電流対応形フィードフォワード演算器１００１は、電圧 V_{Su} ， V_{Sv} ， V_{Sw} 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。

【０１１３】

発明者らは、電圧 V_{Su} ， V_{Sv} ， V_{Sw} 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 $I_0 F F^*$ 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。

【０１１４】

〔数１４〕

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

【０１１５】

〔数１５〕

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

【０１１６】

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。

【0117】

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。

【0118】

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。

10

【0119】

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。

【0120】

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】

【0121】

101	電力系統	
102	電力変換装置	20
103	リアクトル	
104	uv相クラスタ	
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	30
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	40
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	50

1001 逆相電圧対応形フィードフォワード演算器

【图 3】

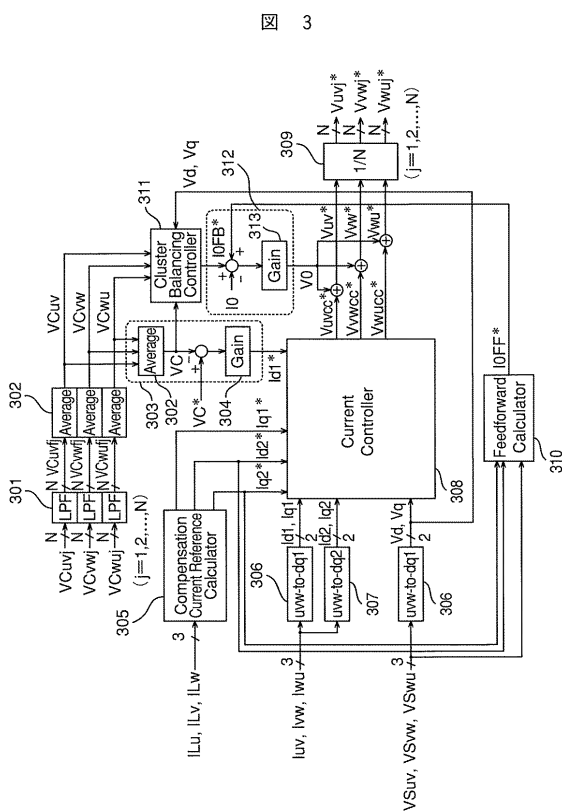
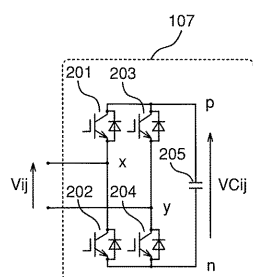
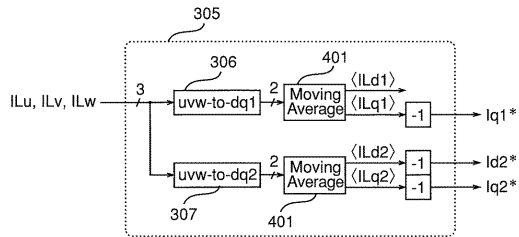


图 2



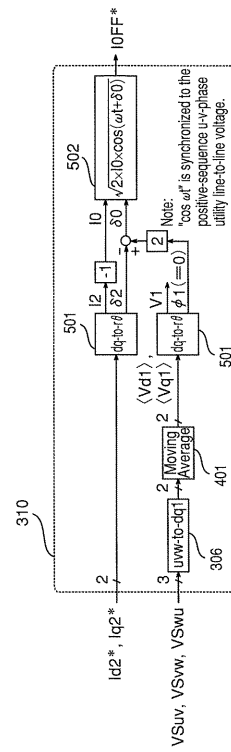
【図 4】

図 4



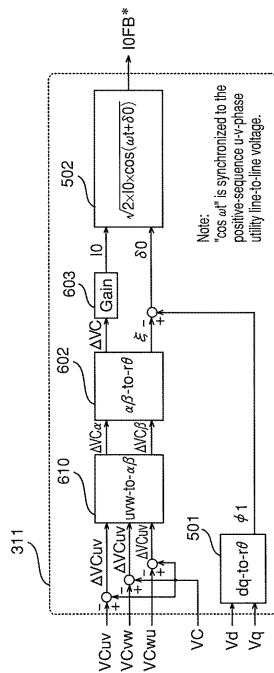
【図 5】

図 5



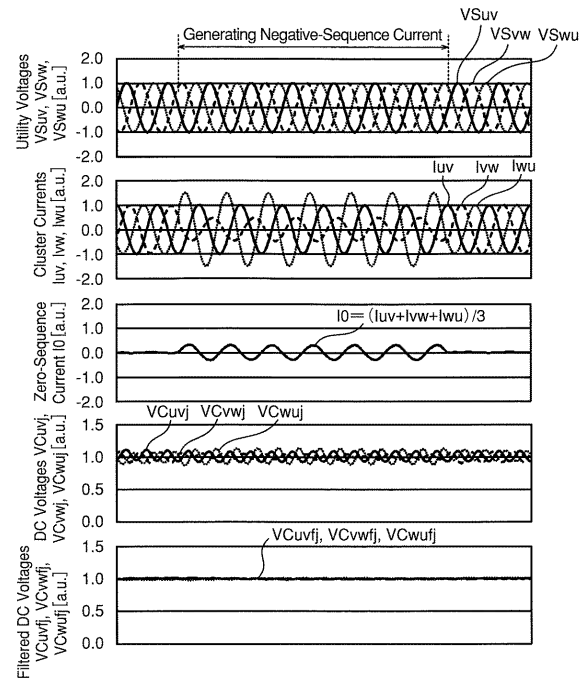
【図 6】

図 6

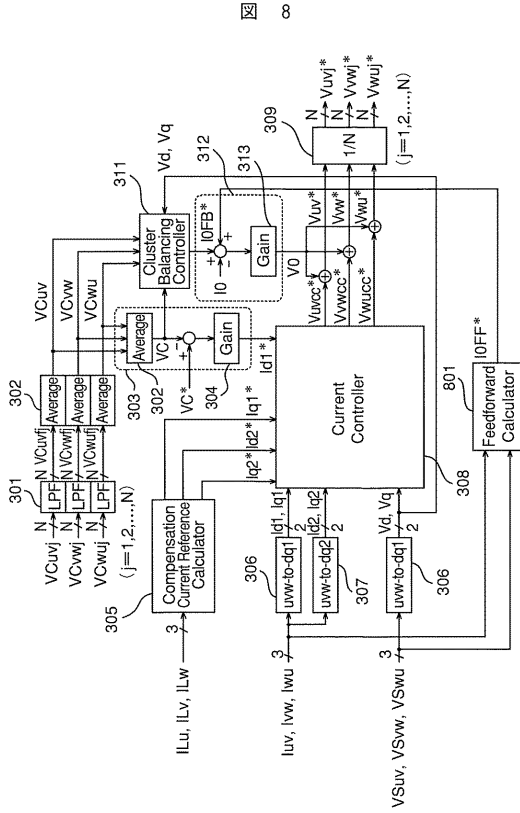


【図 7】

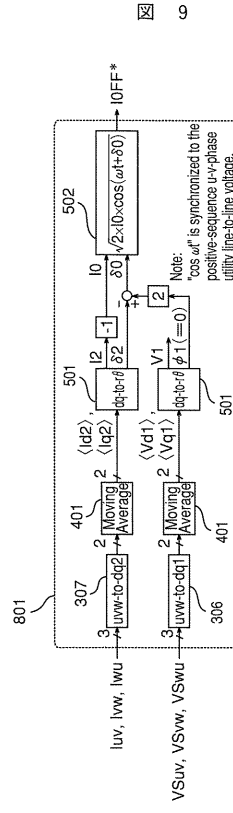
図 7



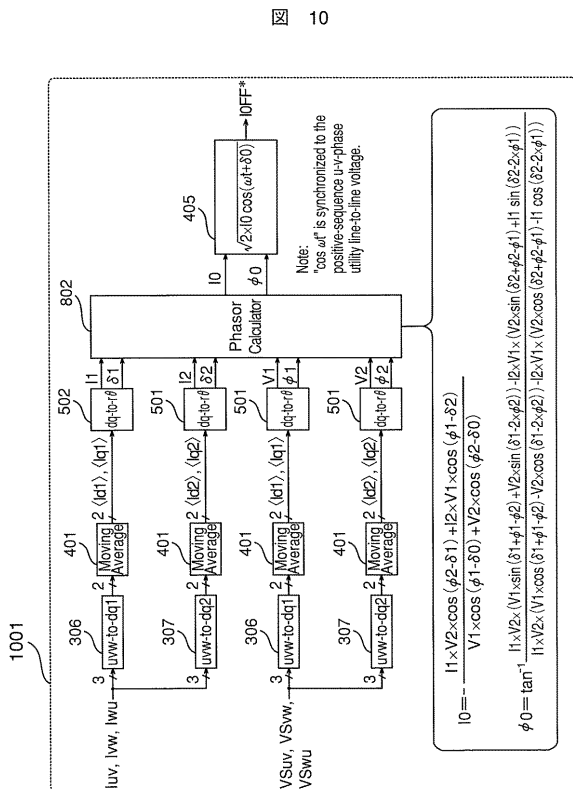
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

審査官 田中 慎太郎

- (56)参考文献 特開2007-280358 (JP, A)
特開2008-199853 (JP, A)
特開2008-271634 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02J 3/26
H02M 7/49