(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012 年 12 月 27 日(27.12.2012)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2012/176826 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2012/065803

(22) 国際出願日: 2012 年 6 月 21 日(21.06.2012)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2011-140670 2011 年 6 月 24 日(24.06.2011) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三洋電機株式会社(SANYO Electric Co., Ltd.) [JP/JP]; 〒5708677 大阪府守口市京阪本通２丁目５番５号 Osaka (JP).

(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 富樫　仁夫(TOMIGASHI Yoshio) [JP/JP]; 〒5708677 大阪府守口市京阪本通２丁目５番５号　三洋電機株式会社内 Osaka (JP).

(74) 代理人: 大橋　雅昭(OHASHI Masaaki); 〒5708677 大阪府守口市京阪本通２丁目５番５号　三洋電機株式会社内 Osaka (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

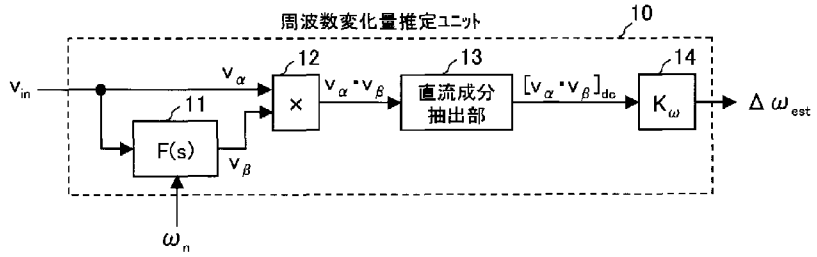
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, 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**: INVERTER DEVICE

(54) 発明の名称 : インバータ装置

［図1］



10 FREQUENCY VARIATION ESTIMATION UNIT
13 DIRECT-CURRENT COMPONENT EXTRACTOR

(57) **Abstract**: [Problem] To satisfactorily estimate the frequency variation $\Delta\omega$ of a single-phase signal with respect to a reference frequency. [Solution] An alternating-current single-phase signal v_{in} (= v_α) and a reference frequency ω_n as a reference value for the frequency of the single-phase signal v_{in} are inputted to a filter (11). The filter (11) performs filter processing of the single-phase signal v_α, and a single-phase signal v_β is thereby generated having a 90-degree phase difference with respect to the single-phase signal v_α. A direct-current component $[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$ is extracted from the product of the single-phase signals v_α and v_β, and an estimated value $\Delta\omega_{est}$ of the frequency variation $\Delta\omega$ is computed ($\Delta\omega = \omega - \omega_n$) by multiplying the direct-current component $[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$ by a predetermined coefficient.

(57) 要約: 【課題】基準周波数に対する単相信号の周波数変化量 $\Delta\omega$ を良好に推定する。 【解決手段】フィルタ１１には、交流の単相信号 v_{in}（＝v_α）と、単相信号 v_{in}の周波数の基準値である基準周波数 ω_nとが入力される。フィルタ１１は、単相信号 v_αに対するフィルタ処理によって、単相信号 v_αとの間で９０度の位相差を有する単相信号 v_βを生成する。単相信号 v_α及び v_βの積から直流成分 $[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を抽出し、直流成分 $[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$に所定の係数を乗じることで周波数変化量 $\Delta\omega$の推定値 $\Delta\omega_{est}$を算出する（$\Delta\omega = \omega - \omega_n$）。

WO 2012/176826 A1

明　細　書

発明の名称 ： インバータ装置

技術分野

[0001] 本発明は、直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、この交流電力を電力系統に重畳するインバータ装置に関する。

背景技術

[0002] 入力された交流の単相信号の、基準周波数からの周波数ずれ（周波数変化量）を推定する技術は、単相信号入力装置において必要な技術であり、例えばインバータシステムにおいて必要となる。インバータシステムは、例えば、太陽電池等の直流電源の出力する直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、この交流電力を電力系統に重畳して負荷にこの重畳した交流電力を供給するものである。

インバータシステムにおいて、電力系統に接続されたインバータ回路の出力電圧信号を単相信号として捉えた場合、インバータ回路の出力電圧信号の、基準周波数からの周波数ずれ（周波数変化量）を検出できれば、単独運転の検出等を行うことができる。

[0003] 単独運転とは、電力系統とインバータ回路のうちインバータ回路のみが負荷に電力を供給している状態を指す。単独運転は、電力系統側に停電が発生した場合に発生しうる。安全性確保等を目的として、単独運転の発生時には、速やかにこれを検知し、インバータ回路の出力を停止させることが求められる。故に、単独運転検出に利用可能な、周波数ずれの検出の高速化又は高精度化は有益である。

[0004] 単相信号のゼロクロスタイミングから単相信号の位相や周波数を検出する方法が広く知られており、この方法を用いれば、単相信号のゼロクロスタイミングから上記周波数ずれを検出することが可能である。

[0005] 尚、下記特許文献１には、ヒルベルト変換を用いて単相信号から複素ベクトル（回転ベクトル）を得る方法が示されている。また、下記特許文献２及

び３には、バンドパスフィルタに積分又は微分特性を付与したフィルタを用いて単相信号との位相差がπ／２の信号を生成し、生成信号を用いて単相信号の位相を推定する方法が示されている。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開２００３－１４３８６０号公報

特許文献2：特開２００６－１２９６８１号公報

特許文献3：特開２００８－１４１９３５号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] 上述のゼロクロスタイミングを利用する方法では、原理上、単相信号の半周期ごとしか周波数を検出することができない。また、信号に含まれるノイズや高調波成分によってゼロクロスタイミングが容易に変化するため、ゼロクロスタイミングを利用する方法は、ノイズや高調波成分に対して脆弱である。結果、ゼロクロスタイミングを利用して上記周波数ずれ（周波数変化量）を検出しようとした場合には、実質的に有効な検出精度を得るために単相信号の複数周期分の時間が必要になる。従って、周波数ずれ（周波数変化量）を、より高速に又は高精度に検出（推定を含む）できる方法が切望される。尚、特許文献１～３に示された方法は、これらの要望に対して対応できない或いは不十分である。

[0008] そこで本発明は、基準周波数に対する単相信号の周波数変化量の良好なる推定に寄与するインバータ装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0009] 本発明に係る第１のインバータ装置は、直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳するインバータ回路を備えたインバータ装置において、前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、前記電力系統の

出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記基準周波数に対する前記第１単相信号の周波数の変化量と、前記第１単相信号に基づいて推定される前記第１単相信号の推定位相とに基づいて前記推定位相の位相調整を行い、この位相調整を行った推定位相を用いて直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換することを特徴とする。

[0010] これにより、ゼロクロスタイミングを利用して周波数の変化量を求める方法と比べて、周波数の変化量を、より短時間で精度良く推定することが可能となる。また、推定位相の調整により、単相信号の周波数に対して任意の位相特性を実現することが可能となる。結果、単独運転時に能動的に周波数をシフトさせる制御を高速に行うことが可能となり、単独運転の高速検出につながる。

[0011] 具体的には例えば、前記第１及び第２単相信号の積に基づき前記周波数の変化量を推定しても良い。

[0012] また例えば、推定した前記周波数の変化量に基づいて前記基準周波数を調整し、調整した基準周波数を用いて前記第２単相信号を生成しても良い。

[0013] このような基準周波数の調整は、単相信号の周波数や位相の推定精度向上に寄与しうる。

[0014] また例えば、前記周波数の変化量に基づき、前記電力変換回路の出力交流電流における無効電流成分を調整しても良い。

[0015] 無効電流成分の調整により、単相信号の周波数に対して任意の位相特性を実現することが可能となる。

[0016] また例えば、前記周波数の変化量が所定の閾値よりも大きい場合、前記インバータ回路の単独運転が発生していると検出して前記インバータ回路の出力を停止しても良い。

[0017] 本発明に係る第２のインバータ装置は、直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳するインバータ回路を備

え、前記インバータ回路の単独運転を検出した場合に前記インバータ回路を停止する前記インバータ装置において、前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、前記電力系統の出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記基準周波数に対する前記第１単相信号の周波数の変化量が所定の閾値よりも大きい場合、前記単独運転が発生していると検出することを特徴とする。

[0018] これにより、ゼロクロスタイミングを利用して周波数の変化量を求める方法と比べて、周波数の変化量を、より短時間で精度良く推定することが可能となる。また、この周波数の変化量を用いて単独運転の発生有無検出を行うようにすれば、ゼロクロスタイミングを利用して周波数の変化量を求める方法と比べて、より高速に単独運転の検出を行うことが可能となる。

[0019] 本発明に係る第３のインバータ装置は、直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳するインバータ回路を備えたインバータ装置において、前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、前記電力系統の出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記第１単相信号の推定位相を用いて直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換する。

[0020] 電力変換制御装置に上記の単相信号入力装置を設けておくことにより、ゼロクロスタイミングを利用して周波数の変化量を求める方法と比べて、周波数の変化量を、より短時間で精度良く推定することが可能となる。

発明の効果

[0021] 本発明によれば、基準周波数に対する単相信号の周波数変化量の良好なる推定に寄与するインバータ装置を提供することが可能である。

図面の簡単な説明

[0022] [図1]第１実施形態に係る周波数変化量推定ユニットの構成ブロック図である。

[図2]第１実施形態に係り、αβ座標系と単相信号（v_α及びv_β）の軌跡を示す図である。

[図3]第１実施形態に係り、単相信号の周波数（ω）が基準周波数（ω_n）と一致する場合における各信号波形を示す図である。

[図4]第１実施形態に係り、単相信号の周波数（ω）が基準周波数（ω_n）と一致しない場合における各信号波形を示す図である。

[図5]第１実施形態に係る技術内容を説明するための図である。

[図6]第２実施形態に係る周波数変化量推定ユニットの構成ブロック図である。

[図7]第３実施形態に係る単相信号入力装置の構成ブロック図である。

[図8]第３実施形態に係り、αβ座標系とＰＱ座標系との関係を表す図である。

[図9]フィルタ係数の調整を行わない場合における各信号の波形を示す図（ａ）と、フィルタ係数の調整を行った場合における各信号の波形を示す図（ｂ）である。

[図10]第４実施形態に係る単相信号入力装置の構成ブロック図である。

[図11]第５実施形態に係る単相信号入力装置の構成ブロック図である。

[図12]第６実施形態に係る単相信号入力装置の構成ブロック図である。

[図13]第７実施形態に係る電流制御部を示す図である。

[図14]第８実施形態に係るインバータシステムの構成ブロック図である。

[図15]第８実施形態に係る電流制御部の第１例を表すブロック図である。

[図16]第８実施形態に係る電流制御部の第２例を表すブロック図である。

[図17]位相調整を行わない場合における各信号の波形を示す図（ａ）と、位相調整を行った場合における各信号の波形を示す図（ｂ）である。

[図18]第１０実施形態に係る電流制御部を表すブロック図である。

[図19]位相調整の意義を説明するための図（ａ）と、無効電流調整の意義を説明するための図（ｂ）である。

発明を実施するための形態

[0023] 以下、本発明の実施形態の例を、図面を参照して具体的に説明する。参照される各図において、同一の部分には同一の符号を付し、同一の部分に関する重複する説明を原則として省略する。尚、本明細書では、記述の簡略化上、情報、信号、物理量、状態量又は部材等を参照する記号又は符号を記すことによって該記号又は符号に対応する情報、信号、物理量、状態量又は部材等の名称を省略又は略記することがある。以下に、本発明に係る複数の実施形態を説明する。矛盾無き限り、複数の実施形態の内、或る実施形態に記載した事項を他の実施形態に適用することができ、複数の実施形態を組み合わせることも可能で
ある。

[0024] ＜＜第１実施形態＞＞

本発明の第１実施形態を説明する。図１は、本発明の第１実施形態に係る周波数変化量推定ユニット１０（以下、推定ユニット１０と略記することがある）の内部ブロック図である。第１実施形態に係る単相信号入力装置は、推定ユニット１０を備える。推定ユニット１０は、フィルタ１１、乗算部１２、直流成分抽出部１３及び係数乗算部１４を備える。

[0025] 記号v_{in}は、単相信号入力装置に入力される交流の単相信号を表す（後述の他の実施形態においても同様）。単相信号v_{in}が表す物理量（電圧、電流、速度など）の種類は任意である。記号v_{α}及びv_{β}も交流の単相信号を表す記号である。特に記述なき限り、単相信号v_{α}は単相信号v_{in}と同じものである。

[0026] フィルタ１１は、フィルタリング対象信号の位相を遅らせる又は進ませるフィルタ処理をフィルタリング対象信号としての信号v_{α}に施すことにより信号v_{β}を生成する。フィルタ１１の伝達関数はＦ（ｓ）で表される。以下では、特に記述なき限り、フィルタ１１において信号v_{α}の位相を電気角で９０度

だけ遅らせる又は進ませるフィルタ処理が成されるものとする。従って、信号v_βの位相は信号v_αの位相よりも電気角で９０度だけ遅れている或いは進んでいる。

[0027] 図２に、α_β座標系を示す。α_β座標系は、固定軸であるα及びβ軸を座標軸とする二次元固定座標系である。α及びβ軸は互いに直交しており、β軸はα軸から電気角で９０度だけ進んでいる。図２を含む任意の座標系を示す図において、反時計回り方向が位相の進み方向に対応する。図２において、実線線分６０１及び６０２は、それぞれ$\alpha\beta$座標系上における信号v_α及びv_βの軌跡を表している。図２から分かるように、信号v_αがα軸成分のみを持つようにα軸は設定される。信号v_βと信号v_αとの位相差はπ／２である（但し、後述の説明から明らかとなるように、該位相差はπ／２からずれうる）。２つの単相信号（例えば、v_α及びv_β）から成る信号を二相信号と呼ぶこともできる。本明細書において、πは円周率を表し、特に記述なき限り、位相又は角度は電気角における位相又は角度であると共に、πを用いて表した位相又は角度の単位はラジアンである。

[0028] 単相信号v_{in}の周波数として単相信号入力装置に入力される既知の周波数を記号ω_nにて表し、それを基準周波数と呼ぶ。基準周波数ω_nは、高調波成分を無視した、信号v_{in}の基本波成分の角周波数に相当する。尚、単相信号入力装置だけではなく、本明細書で述べる任意の部位（ユニット、ブロック、装置又はシステムを含む）に対して基準周波数ω_nを入力することができる。

[0029] フィルタ１１において信号v_αの位相を電気角で９０度だけ遅らせる又は進ませるフィルタ処理が成されると述べたが、フィルタ１１は、基準周波数ω_nが単相信号v_{in}の周波数と一致するとみなしてフィルタ処理を行うため、単相信号v_{in}の周波数が基準周波数ω_nとずれている場合、信号v_α及びv_βの位相差はπ／２から$\Delta\phi$だけずれる。フィルタ１１は、例えば下記式（Ａ１）又は（Ａ２）にて示される伝達関数Ｆ（ｓ）を用いてフィルタ処理を成すことができ、このフィルタ処理によって、式（Ａ３）にて示される信号v_αから

式（Ａ４）にて示される信号ｖ$_{\beta}$が得られる。

[0030] [数1]

$$F(s)=\frac{2\omega_n}{s+\omega_n}-1=\frac{-s+\omega_n}{s+\omega_n} \quad \cdots (A1)$$

$$F(s)=\frac{2\zeta\omega_n s}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n{}^2} \quad \cdots (A2)$$

$$v_{\alpha}=V_{\alpha}\cos(\omega t) \quad \cdots (A3)$$

$$v_{\beta}=V_{\beta}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{2}+\Delta\phi\right) \quad \cdots (A4)$$

[0031] 式（Ａ１）及び（Ａ２）並びに後述の式（Ｂ２）及び（Ｂ３）において、演算記号“ｓ”はラプラス演算子を表す。式（Ａ２）における“ζ”は所定の減衰係数である。Ｖ$_{\alpha}$及びＶ$_{\beta}$は、夫々、単相信号ｖ$_{\alpha}$及びｖ$_{\beta}$の振幅を表す。記号“ｔ”は時間を表す（より詳細には、単相信号ｖ$_{\alpha}$の信号値がＶ$_{\alpha}$と一致する所定の基準時刻からの経過時間を表す）。ωは、単相信号ｖ$_{\alpha}$の周波数（角周波数）である。ω＝ω$_{n}$である場合、Δφはゼロであるが、ω≠ω$_{n}$である場合、Δφは正又は負の角度値を有する。式（Ａ４）に示される信号ｖ$_{\beta}$の位相（ωｔ－π／２＋Δφ）は、式（Ａ３）に示される信号ｖ$_{\alpha}$の位相（ωｔ）よりも角度（π／２－Δφ）だけ遅れている。

[0032] 式（Ａ３）及び（Ａ４）にて示される単相信号ｖ$_{\alpha}$及びｖ$_{\beta}$の積（ｖ$_{\alpha}$・ｖ$_{\beta}$）は、下記式（５）にて表され、積（ｖ$_{\alpha}$・ｖ$_{\beta}$）の直流成分を記号［ｖ$_{\alpha}$・ｖ$_{\beta}$］$_{dc}$にて表すと、式（Ａ５）から直流成分［ｖ$_{\alpha}$・ｖ$_{\beta}$］$_{dc}$は式（Ａ６）を満たす。更に、角度Δφが十分に小さいと仮定して式（Ａ６）を近似すると式（Ａ７）が得られる。

[0033]

[数2]

$$v_\alpha \cdot v_\beta = \frac{V_\alpha V_\beta}{2}\left(\cos(2\omega t - \frac{\pi}{2} + \Delta\phi) + \cos(-\frac{\pi}{2} + \Delta\phi)\right) = \frac{V_\alpha V_\beta}{2}\left(\cos(2\omega t - \frac{\pi}{2} + \Delta\phi) + \sin(\Delta\phi)\right) \quad \cdots (A5)$$

$$\left[v_\alpha \cdot v_\beta\right]_{dc} = \frac{V_\alpha V_\beta}{2}\sin(\Delta\phi) \quad \cdots (A6)$$

$$\left[v_\alpha \cdot v_\beta\right]_{dc} \approx \frac{V_\alpha V_\beta}{2}\Delta\phi \quad \cdots (A7)$$

[0034] 従って、単相信号v_αの周波数ωが基準周波数ω_nと一致する場合、$\Delta\phi$はゼロになるため直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$はゼロになるが、単相信号$v_\alpha$の周波数$\omega$が基準周波数$\omega_n$からずれると、フィルタ１１の位相特性に起因して単相信号v_α及びv_β間の位相差が９０度からずれて$\Delta\phi \neq 0$となり、結果、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$はゼロにならない。このように、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$は、基準周波数$\omega_n$から見た周波数$\omega$の変化量である周波数変化量$\Delta\omega$に応じた値を持つ。$\Delta\omega = \omega - \omega_n$、である。

[0035] 周波数変化量$\Delta\omega$が基準周波数ω_nに対して小さければ（例えば十分に小さければ）、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$は概ね周波数変化量$\Delta\omega$に比例する。周波数変化量$\Delta\omega$が基準周波数$\omega_n$に対して小さければ（例えば十分に小さければ）、$\Delta\omega$は$\Delta\phi$に概ね比例し、式（Ａ７）に示す如く直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$も$\Delta\phi$に概ね比例するからである。従って、単相信号$v_\alpha$及び$v_\beta$の積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）から直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を抽出し、抽出値に所定の係数を乗じれば周波数変化量$\Delta\omega$が得られる。

[0036] 図３（ａ）に、$\omega = \omega_n$である場合における信号v_αの波形６１１及び信号v_βの波形６１２を示し、図３（ｂ）に、$\omega = \omega_n$である場合における積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）の信号波形６１３及び直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$の信号波形６１４を示す。図４（ａ）に、$\omega \neq \omega_n$である場合における信号$v_\alpha$の波形６２１及び信

号v_βの波形６２２を示し、図４（ｂ）に、$\omega \neq \omega_n$である場合における積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）の信号波形６２３及び直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$の信号波形６２４を示す。これらの信号波形からも、$\omega = \omega_n$である場合には$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc} = 0$となる一方で、$\omega \neq \omega_n$である場合には$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc} \neq 0$となることが分かる。

[0037] 推定ユニット１０では、上述の原理を利用して周波数変化量$\Delta\omega$を推定する。即ち、乗算部１２は、単相信号v_α及びv_βを掛け合わせることで単相信号v_α及びv_βの積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）を求める。直流成分抽出部１３は、例えばローパスフィルタであり、積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）から所定周波数以上の周波数成分を除去することで直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を抽出する。係数乗算部１４は、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$に所定の係数$K_\omega$を乗じることで周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求める（$\Delta\omega_{est} = [v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc} \times K_\omega$）。周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求めることは周波数変化量$\Delta\omega$を推定することに相当する。つまり、周波数変化量$\Delta\omega_{est}$は周波数変化量$\Delta\omega$の推定値に相当し、推定誤差を無視すれば“$\Delta\omega_{est} = \Delta\omega$”である。

[0038] 尚、推定ユニット１０において、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$と周波数変化量$\Delta\omega_{est}$との関係を定めるテーブルデータを予め用意しておき、係数乗算部１４を用いる代わりに該テーブルデータを用いて直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$から周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求めるようにしても良い。また、直流成分抽出部１３は、複数周期分の積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）の移動平均を求めることによって直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を求めても良いし、或いは、２$\omega$の周波数近辺の周波数を除去する帯域除去フィルタに積（$v_\alpha \cdot v_\beta$）を入力することによって直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を求めても良い。直流成分抽出部１３は、移動平均処理及び帯域除去処理並びにローパスフィルタによる高域除去処理の内の複数の処理を用いて、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を求めても良い。

[0039] また、単相信号v_αとの間で９０度の位相差を有する信号を単相信号v_βとして求める例を上述したが、単相信号v_α及びv_β間の位相差が９０度以外になるように単相信号v_βを求めても良い。即ち、$\omega = \omega_n$であるときに単相信

号v_α及びv_β間の位相差が９０度以外になるようなフィルタ処理をフィルタ１１にて行うようにしても良い。この場合においても、式（Ａ６）に示すのと同様に$\omega=\omega_n$であるならば直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$は所定値に定まるため、図５（ａ）に示す如く直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$から該所定値を差し引いて得た差分値に所定の係数$K_\omega'$を乗じることで（或いは該差分値に所定のテーブルデータを適用することで）、周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求めることができる。上記所定値は、フィルタ１１のフィルタ処理によって生じる単相信号v_α及びv_β間の位相差に応じた値を持ち、単相信号v_α及びv_β間の位相差が９０度であるならばゼロであるが、単相信号v_α及びv_β間の位相差が９０度以外であるならば正又は負の値を持つ。

[0040] 但し、上記所定値がゼロである場合に演算が最も簡素化されるため、単相信号v_α及びv_β間の位相差が９０度になるようにフィルタ処理を成すことが望ましい。更に、該位相差が９０度であるとき、図５（ｂ）に示される、ω及び$\Delta\phi$間の関係の線形部分６３１を用いることができるため、制御にとって最も都合が良い。

[0041] 尚、本実施形態及び後述の他の実施形態において、演算動作（フィルタ処理等をも含む）を行う各部位は、各時点で得られている最新の信号の値を用いて自身が成すべき演算を行い、所定の更新周期で自身が算出して出力すべき信号の値を更新する。従って、演算動作を行う任意の部位にて導出される導出対象の値は、その導出対象の瞬時値を表している。例えば、或る時刻においてフィルタ１１が導出する信号v_βの値は、当該時刻における信号v_βの瞬時値であり、或る時刻において推定ユニット１０が出力する$\Delta\omega_{est}$は、当該時刻における$\Delta\omega$の推定瞬時値である。同様に例えば、後述の推定ユニット３０（図７参照）が或る時刻において導出するθ_{est}は、当該時刻におけるθの推定瞬時値（推定された瞬時位相）である。

[0042] ＜＜第２実施形態＞＞

本発明の第２実施形態を説明する。図６は、本発明の第２実施形態に係る周波数変化量推定ユニット２０（以下、推定ユニット２０と略記することが

ある）の内部ブロック図である。第２実施形態に係る単相信号入力装置は、推定ユニット２０を備える。推定ユニット２０は、フィルタ２１、乗算部２２、直流成分抽出部２３、ＰＩ制御部２４及び減算部２５を備える。推定ユニット２０には、単相信号v_{in}及び基準周波数ω_nが入力される。

[0043] フィルタ２１、乗算部２２及び直流成分抽出部２３は、夫々、図１のフィルタ１１、乗算部１２及び直流成分抽出部１３と同じものである。但し、フィルタ２１は、基準周波数ω_nを修正することで得た基準周波数ω_n'を用いてフィルタ処理を行う。従って、式（Ａ１）又は（Ａ２）の伝達関数Ｆ（ｓ）を利用する場合、フィルタ２１は、式（Ａ１）又は（Ａ２）の「ω_n」に「ω_n'」を代入した上で単相信号v_βを求める。

[0044] 直流成分抽出部２３にて求められた直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$はＰＩ制御部２４に送られる。推定ユニット２０では、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$をゼロに収束させるためのＰＬＬ（Phase Locked Loop）が形成されており、ＰＩ制御部２４は、比例積分制御などを用いて直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$をゼロに収束させるための値を減算部２５に出力する。減算部２５は、減算部２５に対するＰＩ制御部２４の出力値を基準周波数ω_nから差し引き、その差分結果を基準周波数ω_n'としてフィルタ２１に与える。

[0045] ＰＩ制御部２４は、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$がゼロになるように、即ち（$\omega - \omega_n'$）がゼロになるように減算部２５への出力値を求めている。減算部２５の機能を表す式「（ω_n－（ＰＩ制御部２４の出力値）＝ω_n'」に対し、ＰＩ制御部２４の機能を表す式「$\omega - \omega_n' = 0$」を代入すると、ＰＩ制御部２４の出力値は“$\omega_n - \omega$”である。即ち、ＰＩ制御部２４の出力値は周波数変化量$\Delta\omega$（$=\omega - \omega_n$）に（－１）を乗じたものに相当する。推定ユニット２０では、ＰＩ制御部２４の出力値（$-\Delta\omega$）に対して（－１）を乗じることで周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求める。

[0046] このように、推定ユニット２０では、推定された周波数変化量$\Delta\omega$に基づき（即ちＰＩ制御部２４の出力値に基づき）フィルタ２１のフィルタ特性が調整されており、減算部２５が該調整を担うフィルタ調整部を形成する。調

整の対象量は、フィルタ２１の伝達関数を定めるフィルタ係数（ω_n'）である。推定ユニット２０では、周波数ωの変動に適応した二相信号（v_α及びv_βから成る二相信号）が生成されるため、推定ユニット２０を周波数追従型二相信号生成部と呼ぶこともできる。周波数ωの変動に適応した二相信号を生成することの利点については、後述の第３実施形態の中で説明される。

[0047] 尚、図６の推定ユニット２０では、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$を抽出する機能を持つ直流成分抽出部２３と直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$をゼロに収束させる機能を持つＰＩ制御部２４とが別々に設けられているが、直流成分抽出部２３及びＰＩ制御部２４の代わりに、それらの機能をまとめて有する一体の制御ブロック（即ち、直流成分$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$をゼロに収束させる機能を持つ制御ブロック；不図示）を推定ユニット２０に設けるようにしても良い。

[0048] ＜＜第３実施形態＞＞

本発明の第３実施形態を説明する。図３には、本発明の第３実施形態に係る位相／周波数／周波数変化量推定ユニット３０（以下、推定ユニット３０と略記することがある）の内部ブロック図が示されている。図３には、更に、推定ユニット３０に接続された二相信号生成部３７が示されている。第３実施形態に係る単相信号入力装置は、推定ユニット３０及び二相信号生成部３７を備える。推定ユニット３０は、座標回転部３１、位相差算出部３２、ＰＩ制御部３３、加算部３４及び積分部３５を備える。推定ユニット３０の動作を説明するに先立ち、図８を参照してＰＱ座標系等を説明する。

[0049] 図８には、$\alpha\beta$座標系とＰＱ座標系との関係が示されている。上述したように、$\alpha\beta$座標系は、固定軸であるα及びβ軸を座標軸とする二次元固定座標系である。一方、ＰＱ座標系は、回転軸であるＰ及びＱ軸を座標軸とする二次元回転座標系である。Ｐ及びＱ軸は互いに直交しており、Ｑ軸はＰ軸から電気角で９０度だけ進んでいる。α軸から見たＰ軸の位相をθにて表す。θは、α軸を基準とするＰ軸の位相の進み角度を表している。

[0050] 図８において、符号６５０は任意の座標系上のベクトルを表している。ベクトル６５０は、任意の信号の位相及び振幅状態を表している。従って、ベ

クトル６５０によって位相及び振幅状態が表される信号を、ベクトル信号と呼ぶこともできる。今、ベクトル６５０が、ＰＱ座標系の回転に同期して回転するベクトルであるとする。そうすると、αβ座標系上においてベクトル６５０は回転するため、αβ座標系上におけるベクトル６５０は回転ベクトルとも呼べる。ベクトル６５０のＰ軸及びＱ軸成分を夫々v_p及びv_qにて表す。更に、ベクトル６５０のα軸及びβ軸成分を夫々v_α及びv_βにて表すことができる。v_α及びv_βは、αβ座標系上における回転ベクトル６５０の直交２成分（互いに直交する２つの成分）であると言え、v_p及びv_qは、ＰＱ座標系上におけるベクトル６５０の直交２成分であると言える。

[0051] 本明細書で述べる任意の部位（ユニット、ブロック、装置又はシステムを含む）において、単相信号v_{in}の周波数ωをＰＱ座標系の回転における角周波数に設定することができる。従って、ＰＱ座標系は周波数ωと同期して回転する回転座標系と言える。位相θは、単相信号ｖｉｎの位相（即ち、式（Ａ３）における“ωｔ”）を表している。推定ユニット３０では、単相信号ｖｉｎの位相θ及び周波数ωの推定値が、夫々、θ_{est}及びω_{est}として求められる。

[0052] 図７において、二相信号生成部３７は、第１又は第２実施形態で述べた方法を用いて（図１又は図６参照）、単相信号v_{in}及び基準周波数ω_nに基づき単相信号v_α及びv_βから成る二相信号を生成する。図１の構成を二相信号生成部３７に適用する場合には、フィルタ１１を二相信号生成部３７に設けておけばよい。図６の構成を二相信号生成部３７に適用する場合には、推定ユニット２０を二相信号生成部３７に設けておけばよい。

[0053] 二相信号生成部３７にて生成された単相信号v_α及びv_βは、推定ユニット３０の座標回転部３１に入力される。座標回転部３１は、後述の積分部３５から出力される位相θ_{est}に基づき信号v_α及びv_βを信号v_p及びv_qに変換する。αβ座標系上の回転ベクトル６５０を角度θだけ回転させることでＰＱ座標系上のベクトル６５０を得ることができるため、座標回転部３１は、θ_{est}をθとして用いた座標変換によって、αβ座標系上の回転ベクトル６５

０の直交２成分（v_α及びv_β）を、ＰＱ座標系上のベクトル６５０の直交２成分（v_p及びv_q）に変換することができる。

[0054] 位相差算出部３２は、座標回転部３１にて算出されたv_p及びv_qから位相差$\Delta\theta$を求める。位相差$\Delta\theta$は、単相信号v_{in}の真の位相θと、位相θの推定値θ_{est}との間の誤差を表している。位相差算出部３２は、下記式（Ｂ１）を用いて位相差$\Delta\theta$を求めることができる。座標回転部３１における座標変換演算において、“$\theta=\theta_{est}$”を満たす推定値θ_{est}を用いたならば式（Ｂ１）の右辺の値はゼロになるが、“$\theta\neq\theta_{est}$”を満たす推定値θ_{est}を用いたならば式（Ｂ１）の右辺の値はゼロにならない。

[0055] [数3]

$$\Delta\theta=\tan^{-1}\left(\frac{v_q}{v_p}\right) \qquad \cdots(B1)$$

[0056] 推定ユニット３０では、$\Delta\theta$をゼロに収束させるための下記式（Ｂ２）及び（Ｂ３）に従うＰＬＬ（Phase Locked Loop）を構成することによってθ_{est}をθに一致させる。K_P及びK_iは、夫々、ＰＩ制御部３３にて実行される比例積分制御の比例係数及び積分係数である。

[0057] [数4]

$$\omega_{est}=\omega_n+\left(K_p+\frac{K_i}{s}\right)\Delta\theta \qquad \cdots(B2)$$

$$\theta_{est}=\frac{\omega_{est}}{s} \qquad \cdots(B3)$$

[0058] 具体的には、位相差算出部３２にて算出された$\Delta\theta$と既知の角周波数として与えられた基準周波数ω_nとに基づき、ＰＩ制御部３３及び加算部３４にて、式（Ｂ２）に従い周波数ω_{est}を算出する。積分部３５は、式（Ｂ３）に従い、算出された周波数ω_{est}を積分することで位相θ_{est}を算出する。位相θ_{est}は座標回転部３１に送られ、座標回転部３１はθ_{est}をθとして用いて座

標変換を行う。推定ユニット３０では、位相差Δθがゼロに収束するようにＰＬＬが構成されているため、位相θ_{est}は、単相信号v_{in}の位相θの推定値として機能する。従って、θ_{est}の元となる周波数ω_{est}は、単相信号v_{in}の周波数ωの推定値に相当する。また、ＰＩ制御部３３の出力値に相当する、式（Ｂ２）の右辺第２項は、式（Ｂ２）及び上述の関係式“$\Delta\omega=\omega-\omega_n$”から分かるように、Δωの推定値として機能する。故に、ＰＩ制御部３３から、Δωの推定値である周波数変化量$\Delta\omega_{est2}$が出力される。推定誤差を無視すれば、$\Delta\omega=\Delta\omega_{est2}$、である。

[0059] 次に、図９（ａ）及び（ｂ）を参照して、第２実施形態で述べたフィルタ特性の調整の作用について説明する。図９（ａ）の波形６７１、６７２、６７３は、それぞれ、調整なし条件下で得られた直流成分$[v_\alpha\cdot v_\beta]_{dc}$、位相差Δθ、周波数$\omega_{est}/2\pi$の信号波形（時間変化）を表し、図９（ｂ）の波形６８１、６８２、６８３は、それぞれ、調整あり条件下で得られた直流成分［ｖα・ｖβ］ｄｃ、位相差Δθ、周波数$\omega_{est}/2\pi$の信号波形（時間変化）を表している。調整なし条件下では、図１のフィルタ１１を用いて図７の二相信号生成部３７を形成した上で、$[v_\alpha\cdot v_\beta]_{dc}$、Δθ及び$\omega_{est}/2\pi$を求めた。調整あり条件下では、図６の推定ユニット２０を用いて図７の二相信号生成部３７を形成した上で、$[v_\alpha\cdot v_\beta]_{dc}$、Δθ及び$\omega_{est}/2\pi$を求めた。

[0060] 調整なし条件及び調整あり条件の夫々のシミュレーションにおいて、周波数$\omega_n/2\pi$を５０Ｈｚ（ヘルツ）に固定し、特定のタイミングｔ０に単相信号v_{in}の周波数$\omega/2\pi$を５０Ｈｚから４６Ｈｚに急変させた。単相信号v_{in}の周波数が変化したことによって信号v_βの位相が変化し、これに伴ってΔθが大きく変動すると共に推定周波数ω_{est}の変動も大きくなる。但し、図９（ａ）と図９（ｂ）の対比から分かるように、第２実施形態の如くフィルタ特性を調整すると、単相信号v_{in}の周波数変化後の推定周波数ω_{est}の変動が改善される（変動が小さく抑えられる）。

[0061] ＜＜第４実施形態＞＞

本発明の第４実施形態を説明する。図１０は、第４実施形態に係る単相信号入力装置のブロック図である。第４実施形態に係る単相信号入力装置は、符号４１～４４によって参照される各部位を備える。

[0062] 二相信号生成部４１は、図１の推定ユニット１０又は図６の推定ユニット２０を有し、第１又は第２実施形態で述べた方法を用いて、単相信号v_{in}及び基準周波数ω_nに基づき単相信号v_α及びv_βから成る二相信号を生成すると共に周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を算出する。周波数／位相推定ユニット４２（以下、推定ユニット４２と略記することがある）は、図７の推定ユニット３０と同様の構成を有し、二相信号生成部４１からの信号v_α及びv_βに基づき単相信号v_{in}の位相θ及び周波数ωを推定することにより、推定位相θ_{est}及び推定周波数ω_{est}を算出及び出力する。位相調整部４３は、二相信号生成部４１からの周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に基づき位相調整量θ_{AJ}を設定する。加算部４４は、推定ユニット４２からの推定位相θ_{est}に対して位相調整量θ_{AJ}を加算し、加算結果を調整後の位相θ_Cとして出力する。従って、$\theta_C=\theta_{est}+\theta_{AJ}$、である。

[0063] 位相調整部４３は、“$|\Delta\omega_{est}|\leqq\Delta\omega_{TH}$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$にゼロを設定し、“$|\Delta\omega_{est}|>\Delta\omega_{TH}$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$に正又は負の値（角度量）を設定する。$\Delta\omega_{TH}$は、正の値を有する所定の変化量閾値である。但し、$\Delta\omega_{TH}$はゼロであっても良い。“$|\Delta\omega_{est}|>\Delta\omega_{TH}$”の成立時、位相調整部４３は、例えば、絶対値$|\Delta\omega_{est}|$が増大するにつれて位相調整量$\theta_{AJ}$の絶対値を増大させることができる。

[0064] 位相調整部４３のような位相調整部を設けることにより、基準周波数ω_nに対する単相信号v_{in}の周波数ずれに応じた、任意の位相特性を有する位相推定部を形成することが可能となる（後述の第５及び第６実施形態においても同様）。位相調整の有益性については、後述の他の実施形態において説明する。

[0065] ＜＜第５実施形態＞＞

本発明の第５実施形態を説明する。図１１は、第５実施形態に係る単相信

号入力装置のブロック図である。第５実施形態に係る単相信号入力装置は、符号５１～５４によって参照される各部位を備える。

[0066] 二相信号生成部５１は、図１の推定ユニット１０又は図６の推定ユニット２０を有し、第１又は第２実施形態で述べた方法を用いて、単相信号v_{in}及び基準周波数ω_nに基づき単相信号v_α及びv_βから成る二相信号を生成する。周波数／位相推定ユニット５２（以下、推定ユニット５２と略記することがある）は、図７の推定ユニット３０と同様の構成を有し、二相信号生成部５１からの信号v_α及びv_βに基づき位相θ_{est}、周波数ω_{est}及び周波数変化量$\Delta\omega_{est2}$を算出及び出力する。位相調整部５３は、推定ユニット５２からの周波数変化量$\Delta\omega_{est2}$に基づき位相調整量θ_{AJ}を設定する。加算部５４は、推定ユニット５２からの推定位相θ_{est}に対して位相調整量θＡＪを加算し、加算結果を調整後の位相θ_Cとして出力する。従って、$\theta_C=\theta_{est}+\theta_{AJ}$、である。

[0067] 位相調整部５３は、“$|\Delta\omega_{est2}|\leqq\Delta\omega_{TH}$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$にゼロを設定し、“$|\Delta\omega_{est2}|>\Delta\omega_{TH}$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$に正又は負の値（角度量）を設定する。“$|\Delta\omega_{est2}|>\Delta\omega_{TH}$”の成立時、位相調整部５３は、例えば、絶対値$|\Delta\omega_{est2}|$が増大するにつれて位相調整量$\theta_{AJ}$の絶対値を増大させることができる。

[0068] ＜＜第６実施形態＞＞

本発明の第６実施形態を説明する。図１２は、第６実施形態に係る単相信号入力装置のブロック図である。第６実施形態に係る単相信号入力装置は、符号６１～６４によって参照される各部位を備える。

[0069] 周波数変化量推定ユニット６１（以下、推定ユニット６１と略記することがある）は、単相信号v_{in}及び基準周波数ω_nに基づき周波数変化量$\Delta\omega$を推定することにより周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を算出及び出力する。図１又は図６の推定ユニット１０又は２０を推定ユニット６１に設けることで、推定ユニット６１に周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を算出させても良い。或いは、図７の二相信号生成部３７及び推定ユニット３０を推定ユニット６１に設けても良く、この

場合、推定ユニット６１内の推定ユニット３０から出力される$\Delta\omega_{est2}$を$\Delta\omega_{est}$として推定ユニット６１から出力させればよい。

[0070] ゼロクロス利用型周波数／位相推定ユニット６２（以下、推定ユニット６２と略記することがある）は、交流の単相信号v_{in}の信号値がゼロになるタイミングを検出することにより（即ち、公知のゼロクロスタイミング検出法により）、単相信号v_{in}の位相θ及び周波数ωの推定値であるθ_{est}及びω_{est}を求める。位相調整部６３は、推定ユニット６１からの周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に基づき位相調整量θ_{AJ}を設定する。加算部６４は、推定ユニット６２からの推定位相θ_{est}に対して位相調整量θ_{AJ}を加算し、加算結果を調整後の位相θCとして出力する。従って、$\theta_C=\theta_{est}+\theta_{AJ}$、である。位相調整部６３における位相調整量$\theta_{AJ}$の設定方法は、図１０の位相調整部４３におけるそれと同じである。

[0071] ＜＜第７実施形態＞＞

本発明の第７実施形態を説明する。第７実施形態では、単相信号v_{in}が電圧信号（即ち、電圧値を表す信号）であるとする。この場合、第４、第５又は第６実施形態に示された方法にて求められた位相θ_C、即ち、調整後の位相θ_Cに基づいて電流制御を成しても良い。即ち、図１３に示すような電流制御部７０を形成しても良い。

[0072] 電流制御部７０は、電流指令値ｉ*及び電流値ｉと調整後の位相θCとに基づいて電圧指令値ｖ*を算出する。電圧指令値ｖ*は、例えば、後述の第８実施形態における電圧指令値v_S*に相当する（図１４参照）。電圧指令値ｖ*は、例えば、インバータ回路の交流出力電圧の目標値を表し、該交流出力電圧の実測値そのもの又は該実測値に応じた値を信号値として有する単相信号が単相信号v_{in}である、と考えることができる。後述の図１４ではＢＰＦ１０１の出力信号v_s'が単相信号v_{in}に相当する。電流値ｉは、例えば、上記インバータ回路の出力電流値であると考えることができる。電流指令値ｉ*は電流値ｉの目標値であり、電流制御部７０は、電流誤差（ｉ*－ｉ）がゼロになるように電圧指令値ｖ*を算出する。ｉ*及びｉは、スカラー量であっても良

いし、ベクトル量であっても良い。電流制御部７０の具体的な構成例については、後述の第８実施形態の中で説明する。

[0073] ＜＜第８実施形態＞＞

本発明の第８実施形態を説明する。図１４は、第８実施形態に係るインバータシステムの概略構成図である。

[0074] 図１４のインバータシステムには、直流電力源である太陽電池１２１と、単相インバータ回路１２２と、単相インバータ回路１２２を制御する制御装置１００と、単相の交流電力を出力する電力系統１３０と、が備えられている。制御装置１００を、電力変換制御装置又は電力変換制御部と呼ぶこともできる。制御装置１００には、符号１０１～１０７によって参照される各部位が備えられている。制御装置１００のみを含む装置、又は、単相インバータ回路１２２及び制御装置１００を含む装置を、インバータ装置と捉えることが可能である。単相インバータ回路１２２及び制御装置１００以外の、図１４に示される任意の部位（例えば、電流検出センサ１２５並びに電圧検出センサ１２６及び１２７）もインバータ装置の構成要素に含まれる、と捉えることも可能である。

[0075] 図１４には、太陽電池１２１の等価回路が示されている。太陽電池１２１は、太陽エネルギーに基づく発電を行い、直流電圧を発生させる。直流電圧保持部C_dは、太陽電池１２１が発生した直流電圧に応じた電荷を蓄えることにより該直流電圧を保持する。電圧検出センサ１２７は、直流電圧保持部C_dにて保持された直流電圧E_dの電圧値を検出し、検出した電圧値を信号値として有する信号E_dを直流電圧制御部１０３に送る。

[0076] 複数のスイッチング素子を有する単相インバータ回路１２２は、各スイッチング素子のスイッチング動作を用いたパルス幅変調により、直流電圧保持部C_dからの直流電圧を電力系統１３０に同期する単相の交流電圧に変換する。単相インバータ回路１２２にて得られた交流電圧は、端子１２８の電位を基準として端子１２８及び１２９から出力される。尚、太陽電池１２１の出力電圧が低く直流電圧保持部C_dの電圧の確保が難しい場合は、太陽電池と単

相インバータ回路１２２との間に昇圧回路を配置しても良い。また、図示しないが、単相インバータ回路１２２の後段（単相インバータ回路１２２と電流検出センサ１２５との間）には単相インバータ回路１２２の出力する交流電力の高調波成分を除去するフィルタ回路が通常配置される。

[0077] 電力系統１３０は、交流電圧源を有し、端子１３１の電位を基準として端子１３１及び１３２から単相の交流電圧（例えば、いわゆる商用交流電圧）を出力する（供給している）。端子１２８及び１３１間を接続する配線上に連系点１３３が設けられていると共に端子１２９及び１３２間を接続する配線上に連系点１３４が設けられ、連系点１３３及び１３４間の交流電圧を駆動電圧として作動する負荷１３５が連系点１３３及び１３４間に接続されている。このように、図１４のインバータシステムでは、単相インバータ回路１２２により直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳されて負荷１３５へ供給される。即ち、単相インバータ回路１２２の出力交流電力と電力系統１３０の出力交流電力を用いて負荷１３５の駆動が成される。

[0078] Ｌｃは、端子１２８及び連系点１３３間の屋内配線のリアクタンス成分及び端子１２９及び連系点１３４間の屋内配線のリアクタンス成分を表し、Ｒｃは、それらの各屋内配線の抵抗成分を表している。Ｌｓは、端子１３１及び連系点１３３を接続する屋外配線のリアクタンス成分及び端子１３２及び連系点１３４を接続する屋外配線のリアクタンス成分を表し、Ｒｓは各屋外配線の抵抗成分を表している。

[0079] 電流検出センサ１２５は、単相インバータ回路１２２の出力電流の電流値を検出し、検出電流値を信号値として有する信号i_Sを電流制御部１０４に送る。尚、端子１２８及び連系点１３３間（又は端子１２９及び連系点１３４間）の電流を検出することで信号i_Sを得るのではなく、太陽電池１２１及び単相インバータ回路１２２間の電流を検出することによって或いは単相インバータ回路１２２内の電流を検出することによって信号i_Sを得てもよい。

[0080] 電圧検出センサ１２６は、単相インバータ回路１２２の出力電圧（即ち、

端子１２８の電位を基準とした端子１２８及び１２９間の電圧）の電圧値を検出し、検出電圧値を信号値として有する信号v_SをＢＰＦ（バンドパスフィルタ）１０１に送る。本実施形態において、基準周波数ω_nは、電力系統１３０の出力電圧の周波数（例えば電力系統１３０側にて定められた公称周波数）であり、例えば６０×２πまたは５０×２πである。ＢＰＦ１０１は、信号v_Sに含まれる高調波成分（ω_nの高次成分）を減衰させ、この減衰の成された信号v_Sを信号v_S'として出力する。尚、高調波成分の存在が問題とならないシステムにおいては、ＢＰＦ１０１を割愛することも可能である（この場合、$v_S = v_S'$である）。以下の説明では、記号“i_S”及び“v_S”を、夫々、単相インバータ回路１２２の出力電流及び出力電圧を表す記号としても用いる。

[0081] 推定／位相調整ユニット１０２（以下、ユニット１０２と略記することがある）に、第４、第５又は第６実施形態の単相信号入力装置を内包させることができる。即ち、図１０の各部位を備える単相信号入力装置、図１１の各部位を備える単相信号入力装置、又は、図１２の各部位を備える単相信号入力装置をユニット１０２に設けておくことができる。ユニット１０２は、ＢＰＦ１０１からの信号v_S'を単相信号v_{in}として受け、単相信号v_{in}としての信号v_S'と基準周波数ω_nとに基づき、第４、第５又は第６実施形態で述べた方法に従って、調整後の位相θ_C、周波数ω_{est}及び周波数変化量$\Delta\omega_{est}$を求める。但し、ユニット１０２において、ω_{est}及び$\Delta\omega_{est}$の内の一方の導出は割愛されても良い。また、ユニット１０２で求められる$\Delta\omega_{est}$は$\Delta\omega_{est2}$であっても良い（図１１及び図７参照）。ユニット１０２が導出した位相θ_Cは電流制御部１０４に送られ、ユニット１０２が導出したω_{est}又は$\Delta\omega_{est}$は単独運転検出部１０７に送られる。

[0082] 直流電圧制御部１０３には、信号E_dに加えて、直流電圧指令値E_d^*が与えられる。直流電圧指令値E_d^*は、直流電源としての太陽電池１２１から最大電力を得るための信号E_d（換言すれば、単相インバータ回路１２２の出力電力を最大にするための信号E_d）の値と合致する。直流電圧制御部１０３は、

比例積分制御などを用いて信号E_dの値が指令値E_d*と一致するように有効電流指令値i_p*を算出及び出力する。単相インバータ回路１２２の出力電流i_Sは有効電流と無効電流から形成される（換言すれば、有効電流成分と無効電流成分から成る）。有効電流指令値i_p*は、出力電流i_Sを形成する有効電流の目標値に相当する。尚、後に示す無効電流指令値i_q*は（図１６参照）、出力電流i_Sを形成する無効電流の目標値に相当する。

[0083] 電流制御部１０４は、出力電流i_S（インバータ回路１２２の出力電流を表す信号i_S）、有効電流指令値i_p*及び位相θ_Cに基づき、比例積分制御などを用いて指令値v_{SO}*を求める。加算部１０５は、ＢＰＦ１０１からの信号値v_S’に指令値v_{SO}*を加算することで（即ち“v_S*＝（v_{SO}*＋v_S’）”に従って）電圧指令値v_S*を求め、求めた電圧指令値v_S*をＰＷＭ回路１０６に与える。電流制御部１０４及び加算部１０５は、位相θＣを位相θとして取り扱った上で、出力電流ｉＳの有効電流成分を指令値i_p*と一致させるための指令値v_{SO}*及びv_S*を生成する。

[0084] ＰＷＭ回路１０６は、ＢＰＦ１０１から出力される単相インバータ回路１２２の出力電圧値（即ち、信号v_S’の値）が電圧指令値v_S*と一致するように、単相インバータ回路１２２内の各スイッチング素子を制御する。このように、制御装置１００は、電圧指令値v_S*に応じた各スイッチング素子の制御を通じて、単相インバータ回路１２２の出力交流電流の制御を実現する。

[0085] 単独運転検出部１０７は、ユニット１０２によって推定された周波数ω_{est}又は周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に基づき、単相インバータ回路１２２の単独運転状態を検出する（換言すれば、単独運転が発生しているか否かを検出する）。単独運転及び単独運転状態とは、単相インバータ回路１２２のみが負荷１３５に電力を供給している状態を指す。単独運転は、電力系統１３０側に停電が発生した場合に発生しうる。安全性確保等を目的として、単独運転の発生時には、速やかにこれを検知し、単相インバータ回路１２２の出力を停止させることが求められる。従って、検出部１０７によって単独運転が発生していると検出された場合、制御装置１００は、速やかにインバータ回路１２２

の出力を停止させる。

[0086] 単独運転が発生すると、単相インバータ回路１２２の出力電圧の周波数が電力系統１３０側にて定められた基準周波数ω_nから大きくずれうる。従って例えば、単独運転検出部１０７は、周波数ω_{est}と基準周波数ωｎを比較し、それらの差分絶対値｜$\omega_{est}-\omega_n$｜が所定の閾値TH_A以上であるならば単独運転が発生していると判断する一方、差分絶対値｜$\omega_{est}-\omega_n$｜が閾値TH_A未満であるならば単独運転は発生していないと判断することができる。TH_A＞０である。或いは例えば、単独運転検出部１０７は、$\Delta\omega_{est}$の絶対値を所定の閾値TH_Bと比較し、$\Delta\omega_{est}$の絶対値が閾値TH_B以上であるならば単独運転が発生していると判断する一方、$\Delta\omega_{est}$の絶対値が閾値TH_B未満であるならば単独運転は発生していないと判断しても良い。TH_B＞０である。

[0087] 図１５に、電流制御部１０４の例である電流制御部１０４Ａの内部ブロック図を示す。電流制御部１０４Ａは、符号１４１及び１４２によって参照される各部位を備える。

[0088] 電流指令生成部１４１は、ユニット１０２からの位相θ_Cに基づき、位相θ_Cを位相θとして取り扱った上で、直流電圧制御部１０３からの有効電流指令値i_p*を出力電流指令値i_S*に変換する。指令値i_S*は、インータ１２２の出力電流i_Sの目標値として機能する正弦波電流指令値である。有効電流制御部１４２は、信号i_Sの値である出力電流値i_Sが指令値i_S*と一致するように、比例積分制御などを用いて電圧指令値v_{SO}*を算出する。指令値v_{SO}*は、（i_S-i_S*）をゼロにするために出力電圧ｖＳに追加すべき電圧量を表す。従って、加算部１０５では、上述したように“v_S*＝（v_{SO}*＋v_S’）”により電圧指令値v_S*を求める。

[0089] 図１６に、電流制御部１０４の他の例である電流制御部１０４Ｂの内部ブロック図を示す。電流制御部１０４Ｂは、符号１５１～１５４によって参照される各部位を備える。

[0090] 座標変換部１５１は、ユニット１０２からの位相θ_Cに基づき、位相θ_Cを位相θとして取り扱った上で、信号i_Sによって表されるインバータ回路１２

２の出力電流を有効電流及び無効電流に座標変換し、これによって有効電流値ｉ$_{p}$及び無効電流値ｉ$_{q}$を算出する。座標変換部１５１は、図７の二相信号生成部３７及び座標回転部３１と同様の構成を有する。即ち、二相信号生成部３７及び座標回転部３１において単相の電圧信号ｖ$_{in}$から二相の電圧信号ｖ$_{p}$及びｖ$_{q}$を生成したのと同様の方法にて、座標変換部１５１は、単相の電流信号ｉＳから二相の電流信号ｉ$_{p}$及びｉ$_{q}$を生成する。出力電流ｉ$_{S}$から電流ベクトル（有効電流及び無効電流を成分として有するベクトル）を再現するため、出力電流ｉ$_{S}$はベクトル量に準ずる量であると捉えることができ、従って出力電流ｉ$_{S}$を出力電流ベクトルｉ$_{S}$と呼ぶこともできる。出力電流ベクトルｉ$_{S}$はＰＱ座標系上の電流ベクトルである。

[0091] 有効電流制御部１５２には直流電圧制御部１０３から有効電流指令値ｉ$_{p}$*が与えられ、また、無効電流制御部１５３には無効電流指令値ｉ$_{q}$*が与えられる。制御装置１００は、指令値ｉ$_{q}$*にゼロを設定しておくことができる。有効電流制御部１５２及び無効電流制御部１５３は、夫々、比例積分制御などによって有効電流値ｉ$_{p}$及び無効電流値ｉ$_{q}$が指令値ｉ$_{p}$*及びｉ$_{q}$*と一致するように電圧指定値ｖ$_{p}$*及びｖ$_{q}$*を算出する。座標変換部１５４は、ユニット１０２からの位相θ_{C}に基づき、位相θ_{C}を位相θとして取り扱った上で、電圧指定値ｖ$_{p}$*及びｖ$_{q}$*を電圧指令値ｖ$_{SO}$*に変換する。加算部１０５では、上述したように“ｖ$_{S}$*＝（ｖ$_{SO}$*＋ｖ$_{S}$’）”により電圧指令値ｖ$_{S}$*を求める。座標変換部１５４及び加算部１０５を用いて求められる電圧指令値ｖ$_{S}$*は、式（Ｃ１）によって表現される。

[0092] [数5]

$$v_S^* = \cos(\theta_C)\cdot v_p^* - \sin(\theta_C)\cdot v_q^* \qquad \cdots (C1)$$

[0093] 上述したように、図１４の推定／位相調整ユニット１０２に、図１０、図１１又は図１２の単相信号入力装置を設けておくことができる。図１０、図１１又は図１２の単相信号入力装置で実行される、位相θ_{est}から位相θ_{C}を生成する処理を位相調整と呼ぶ。位相調整の意義について説明する。

[0094] 単相インバータ回路１２２が電力系統１３０と連系しているときには、位相調整を行っても、連系点電圧（連系点１３３及び１３４間の電圧）の周波数は電力系統１３０の出力電圧の周波数から変化せず、よって電圧v_S及びv_S’の周波数も電力系統１３０の出力電圧の周波数から変化しない。しかしながら、停電等によって電力系統１３０からの電圧出力が停止すれば、制御装置１００の制御のみに従った電圧が連系点に現われると共に電圧検出センサ１２６に検出される。

[0095] 電力系統１３０からの電圧出力が停止した状態において、連系点電圧の周波数が基準周波数ω_nよりも高いとき（即ち$\Delta\omega>0$であるとき）、電圧信号v_S’の位相θが進むように（即ち$\theta_{AJ}>0$となるように）位相調整を行うと、該位相調整に従う出力電流i_Sの位相変化を介して連系点電圧の位相が進み、連系点電圧の周波数が更に高くなる。逆に、電力系統１３０からの電圧出力が停止した状態において、連系点電圧の周波数が基準周波数ω_nよりも低いとき（即ち$\Delta\omega<0$であるとき）、電圧信号v_S’の位相θが遅れるように（即ち$\theta_{AJ}<0$となるように）位相調整を行うと、該位相調整に従う出力電流i_Sの位相変化を介して連系点電圧の位相が遅れ、連系点電圧の周波数が更に低くなる。

[0096] 電力系統１３０からの電圧出力が停止した状態において（即ち単独運転状態において）、このような連系点電圧の周波数の増大又は減少が生じるように、ユニット１０２内の位相調整部４３、５３又は６３を形成しておくとよい（図１０、図１１又は図１２参照）。即ち例えば、ユニット１０２内の位相調整部４３、５３又は６３は、“$|\Delta\omega_{est}|\leqq\Delta\omega_{TH}$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$にゼロを設定し、“$|\Delta\omega_{est}|>\Delta\omega_{TH}$”及び“$\Delta\omega_{est}>0$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$に正の値を設定し、“$|\Delta\omega_{est}|>\Delta\omega_{TH}$”及び“$\Delta\omega_{est}<0$”が成立するときには位相調整量$\theta_{AJ}$に負の値を設定すると良く（第４実施形態で述べたように$\Delta\omega_{TH}\geqq0$）、更に“$|\Delta\omega_{est}|>\Delta\omega_{TH}$”の成立時、絶対値$|\Delta\omega_{est}|$が増大するにつれて位相調整量$\theta_{AJ}$の絶対値を増大させてもよい。但し、ユニット１０２内に図１１

の位相調整部５３が設けられる場合には、$\Delta\omega_{est2}$が$\Delta\omega_{est}$として用いられる。

[0097] 上記のような位相調整により、電力系統１３０からの電圧出力が停止した場合には（即ち単独運転が発生した場合には）、時間の経過と共に連系点電圧の周波数（即ち、電圧信号v_S及びv_S'の周波数ω）が基準周波数ω_nからずれてゆくようになる。従って、単独運転検出部１０７は、ユニット１０２によって推定された周波数ω_{est}又は周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に基づき単独運転が発生しているか否かを検出することができ、位相調整によって、その検出に必要な時間（単独運転が発生した時点から単独運転が検出されるまでに必要な時間）を短縮することができる。即ち、単独運転検出を高速化することができる。

[0098] ＜＜第９実施形態＞＞

本発明の第９実施形態を説明する。第８実施形態において位相調整の有益性を説明したが、位相調整の実行は必須ではない。第９実施形態では、位相調整を行わないインバータシステムを説明する。

[0099] 第９実施形態のインバータシステムは、第８実施形態のインバータシステム（図１４）における推定／位相調整ユニット１０２が、次に示す推定／位相調整ユニット１０２Ａとして動作する点で相違する。

[0100] 推定／位相調整ユニット１０２Ａは、図１０の二相信号生成部４１及び周波数／位相推定ユニット４２、又は、図１１の二相信号生成部５１及び周波数／位相推定ユニット５２、又は、図１２の周波数変化量推定ユニット６１及び周波数／位相推定ユニット６２を備え、ＢＰＦ１０１から単相信号v_{in}として入力される電圧信号v_S'と基準周波数ω_nとに基づき、θ_{est}、ω_{est}及び$\Delta\omega_{est}$を算出及び出力する。但し、ユニット１０２Ａに図１１の二相信号生成部５１及び周波数／位相推定ユニット５２を設ける場合には、$\Delta\omega_{est2}$を$\Delta\omega_{est}$として取り扱うものとする。

[0101] 制御装置１００の電流制御部１０４は、ユニット１０２Ａからの推定位相θ_{est}をθ_Cとして用いた上で、第８実施形態で述べた動作を行う。従って、

制御装置１００では、位相調整の影響を受けていない電圧指令値v_S^*が生成され、結果、位相調整の影響を受けていない電流が単相インバータ回路１２２から出力される。

[0102] 位相調整を行わない場合においても、位相調整を行った場合と同様に単独運転の検出は可能である。但し、位相調整の作用から理解されるように、単独運転の検出速度は位相調整を行った方が速い。また、インバータ回路１２２の出力電力と負荷１３５の消費電力が釣り合っていて電力系統１３０から負荷１３５への電力供給が無い状態（以下、バランス状態という）では、単独運転が発生しても一般にその検出が困難であるが、位相調整を行えばバランス状態においても確実に単独運転の検出が可能になる。

[0103] 図１７（ａ）及び（ｂ）を参照し、バランス状態において単独運転が発生したときの各信号波形を示す。図１７（ａ）の波形７１１、７１２及び７１３は、夫々、位相調整を行わない第９実施形態のインバータシステムおける出力電圧v_S、推定周波数$\omega_{est}/2\pi$及び位相調整量θ_{AJ}の信号波形（時間変化）を表している。第９実施形態のインバータシステムでは、θ_{AJ}は常にゼロであると考えることができる。図１７（ｂ）の波形７２１、７２２及び７２３は、夫々、位相調整を行う第８実施形態のインバータシステムおける出力電圧v_S、推定周波数$\omega_{est}/2\pi$及び位相調整量θ_{AJ}の信号波形（時間変化）を表している。図１７（ａ）及び（ｂ）のシミュレーションでは、特定のタイミングt_A以前において$\omega_n/2\pi=50$（Ｈｚ）の交流電圧を電力系統１３０から出力させており、且つ、特定のタイミングt_Aに電力系統１３０の電圧出力を停止させることでタイミングt_A以降において単独運転状態を実現させた。図１７（ａ）及び（ｂ）の比較から分かるように、位相調整を行えばバランス状態においても速やかに推定周波数ω_{est}が基準周波数ω_nからずれてゆくため、高速且つ確実に単独運転の発生を検出することができる。

[0104] ＜＜第１０実施形態＞＞

本発明の第１０実施形態を説明する。図１６の電流制御部１０４Ｂを用い

る場合、位相θ_Cに基づいてインバータ回路１２２の出力電流ベクトルi_Sが制御されるが、出力電流ベクトルi_Sの制御を介してインバータ回路１２２を制御する場合には、第８実施形態で述べた位相調整の代わりに、出力電流i_Sの無効電流成分を調整しても良い。即ち例えば、第９実施形態のインバータシステムにおいて、電流制御部１０４を図１８の電流制御部１０４Ｃに置き換えても良い。第９実施形態のインバータシステムに、この置き換えを施したインバータシステムが、第１０実施形態に係るインバータシステムである。

[0105] 電流制御部１０４Ｃは、符号１５１～１５６によって参照される各部位を備える。無効電流調整部１５５は、第９実施形態のユニット１０２Ａにて推定された$\Delta\omega_{est}$に基づき、無効電流調整量i_{qAG}を設定する。加算部１５６は、無効電流指令値i_q^*に対して無効電流調整量i_{qAG}を加算し、加算結果を、調整後の無効電流指令値$i_q^{*'}$として無効電流制御部１５３に供給する。従って、$i_q^{*'} = i_q^* + i_{qAG}$、である。

[0106] 電流制御部１０４Ｃにおいて、座標変換部１５１は、第９実施形態のユニット１０２Ａからの位相θ_{est}に基づき、位相θ_{est}を位相θとして取り扱った上でインバータ回路１２２の出力電流i_Sを有効電流及び無効電流に分解し、これによって有効電流値i_p及び無効電流値i_qを算出する。$\theta_{est}=\theta$である場合、i_p及びi_qは、インバータ回路１２２の出力電流ベクトルi_SのＰ軸及びＱ軸成分に一致する。

[0107] 電流制御部１０４Ｃにおいて、有効電流制御部１５２及び無効電流制御部１５３は、夫々、有効電流値i_p及び無効電流値i_qが指令値i_p^*及び$i_q^{*'}$と一致するように比例積分制御などを用いて電圧指定値v_p^*及びv_q^*を算出し、座標変換部１５４は、第９実施形態のユニット１０２Ａからの位相θ_{est}に基づき、位相θ_{est}を位相θとして取り扱った上で電圧指定値v_p^*及びv_q^*を電圧指令値v_{SO}^*に変換する。加算部１０５では、上述したように“$v_S^* = (v_{SO}^* + v_S')$”により電圧指令値$v_S^*$を求める。電流制御部１０４Ｃを用いた場合、座標変換部１５４及び加算部１０５を用いて求められる電圧

指令値v_S*は、式（Ｄ１）によって表現される。

[0108] [数6]

$$v_S^* = \cos(\theta_{est}) \cdot v_p^* - \sin(\theta_{est}) \cdot v_q^* \quad \cdots（D1）$$

[0109] 図１６の電流制御部１０４Ｂを用いる場合、調整後の位相θ_Cを座標変換部１５１及び１５４の演算に利用することで、図１９（ａ）に示す如く、周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に応じた位相調整量θ_{AJ}だけ単相インバータ回路１２２の出力電流ベクトルi_Sの位相が進められる（又は遅らされる）。一方、図１８の電流制御部１０４Ｃを用いる場合には、図１９（ｂ）に示す如く、周波数変化量$\Delta\omega_{est}$に応じた電流指令値i_q*’を無効電流制御部１５３に入力することで、出力電流ベクトルi_Sの位相が進められる（又は遅らされる）。従って、第１０実施形態においても（即ち電流制御部１０４Ｃを用いた場合においても）、第８実施形態の位相調整を行った場合と同様の作用が得られ、単独運転検出の高速化等が図られる。

[0110] 無効電流調整部１５５は、“$|\Delta\omega_{est}| \leqq \Delta\omega_{TH}$”が成立するときには無効電流調整量$i_{qAG}$にゼロを設定し、“$|\Delta\omega_{est}| > \Delta\omega_{TH}$”が成立するときには無効電流調整量$i_{qAG}$に正又は負の値を設定する（第４実施形態で述べたように$\Delta\omega_{TH} \geqq 0$）。より具体的には例えば、無効電流調整部１５５は、“$|\Delta\omega_{est}| > \Delta\omega_{TH}$”及び“$\Delta\omega_{est} > 0$”が成立するときには調整量$i_{qAG}$に正の値を設定し、“$|\Delta\omega_{est}| > \Delta\omega_{TH}$”及び“$\Delta\omega_{est} < 0$”が成立するときには調整量$i_{qAG}$に負の値を設定すると良い。更に、“$|\Delta\omega_{est}| > \Delta\omega_{TH}$”の成立時、無効電流調整部１５５は、絶対値$|\Delta\omega_{est}|$が増大するにつれて調整量$i_{qAG}$の絶対値を増大させてもよい。

[0111] 尚、無効電流調整部１５５及び加算部１５６によって出力電流i_Sの無効電流成分が調整されるが（換言すれば、無効電流指令値が調整されるが）、無効電流成分の調整は無効電力の調整と同義である。

[0112] ［総括作用・効果］

上述の各実施形態に係るユニット、装置、システムの作用及び効果につい

て考察する。

[0113] 上述の各実施形態に係る単相入力信号装置では、単相信号v_{in}（$=v_{\alpha}$）と、単相信号v_{in}にフィルタ処理を施すことで得られた単相信号v_{β}とに基づき、基準周波数ω_nから見た単相信号v_{in}の周波数変化量$\Delta\omega$を推定することができる。単相信号のゼロクロスタイミングから単相信号の周波数及び位相を検出する従来方法では、原理上、単相信号の半周期ごとしか周波数を検出することができない。また、信号に含まれるノイズや高調波成分によってゼロクロスタイミングが容易に変化するため、ゼロクロスタイミングを利用する方法は、ノイズや高調波成分に対して脆弱である。結果、ゼロクロスタイミングを利用して$\Delta\omega$を検出しようとした場合には、実質的に有効な精度の$\Delta\omega$を得るために単相信号の複数周期分の時間が必要になる。これに対し、上述の各実施形態に係る単相入力信号装置では、単相信号の半周期ごとではなく、常時、周波数変化量$\Delta\omega$の推定を行うことができるため、基準周波数ω_nからの周波数ωの変動を素早く検出することができる。また、周波数ωの変動を素早く検出することができるため、単相入力信号装置による周波数変化量$\Delta\omega$の推定値を単独運転の検出に利用すれば（図１４参照）、ゼロクロスタイミングを用いて単独運転検出を行う場合よりも、高速に単独運転検出が可能である。

[0114] また、図６に示す如く、周波数変化量$\Delta\omega$の推定値に基づきフィルタ係数（ω_n'）を適応的に調整することで、周波数ωや位相θの推定精度を向上させることができる（図９（ａ）及び（ｂ）参照）。尚、特開２００３－１４３８６０号公報及び特開２００６－１２９６８１号公報に記載の方法では、瞬時且つ連続的に単相信号の位相を推定することができるかもしれないが、フィルタの係数が固定されているために周波数の変動には対応できない。また、特開２００８－１４１９３５号公報に記載の方法では、位相同期器の推定周波数を利用して二相信号生成器のフィルタ係数を調整しているため、位相同期器と二相信号生成器の設計を独立して行うことができず、設計が煩雑になる。

[0115] また、図１０、図１１又は図１２に示す構成を用いて周波数変化量Δωの推定値に基づく位相調整を実行し、調整後の位相θ_Cを用いて電流制御を行えば（図１４、図１５及び図１６参照）、周波数ωに対して任意の位相特性を実現できる。第１０実施形態の如く（図１８参照）、無効電流成分を調整する場合も同様である。この位相特性をインバータ装置に利用すれば、単独運転時に周波数ωを能動的に基準周波数ω_nからシフトさせることが可能となる。即ち、単独運転の発生後、短時間で周波数ωを基準周波数ω_nからシフトさせることが可能となるため、単独運転の検出を高速化できる。

[0116] ゼロクロスタイミングを利用して周波数検出を行う場合でも、Δωに基づいて電流指令の位相を調整する方法が採用されうるが、この場合、ゼロクロスのタイミングでしか位相調整量を変更できないので高速な周波数シフトは困難である。これに対し、本発明の実施形態に係るインバータシステムでは、位相推定及び周波数変化量推定を常時行うことができるため、高速な周波数シフトが可能である（周波数ωを短時間で大きく基準周波数ω_nからずらすことができる）。この際、図１２に示す如く、位相推定にゼロクロスタイミングを利用する方式を用いても、位相調整を常時行うようにすれば高速な周波数シフトが可能である（即ち、本発明に係る周波数変化量推定方式は、ゼロクロスタイミングを利用する方式と組み合わせて用いることが可能である）。

[0117] ＜＜変形等＞＞

本発明の実施形態は、特許請求の範囲に示された技術的思想の範囲内において、適宜、種々の変更が可能である。以上の実施形態は、あくまでも、本発明の実施形態の例であって、本発明ないし各構成要件の用語の意義は、以上の実施形態に記載されたものに制限されるものではない。上述の説明文中に示した具体的な数値は、単なる例示であって、当然の如く、それらを様々な数値に変更することができる。上述の実施形態に適用可能な注釈事項として、以下に、注釈１～注釈５を記す。各注釈に記載した内容は、矛盾なき限り、任意に組み合わせることが可能である。

[0118] ［注釈１］

第８～第１０実施形態では、単相の電力系統と系統連系を行う単相のインバータ装置に対して本発明の技術が適用されているが、上述の各実施形態の技術を包含する本発明の技術を、複数相の電力系統（例えば三相の電力系統）と系統連系を行う複数相のインバータ装置（例えば三相のインバータ装置）に適用しても良い。この場合、複数相の電力系統に接続される複数相のインバータ回路からの複数相の出力電圧の内、一相分の電圧（即ち、相電圧又は線間電圧）の信号を単相信号v_{in}と捉えて、上述の各実施形態と同様の処理を行っても良い。

[0119] ［注釈２］

各実施形態において、導出されるべき全ての値の導出方法は任意である。即ち例えば、それらを、演算によって導出するようにしてもよいし、予め設定しておいたテーブルデータから導出するようにしてもよい。

[0120] ［注釈３］

各実施形態における演算動作を行う任意の部位を、ソフトウェアによって、或いは、ハードウェアによって、或いは、ソフトウェアとハードウェアの組み合わせによって形成することができる。

[0121] ［注釈４］

例えば、以下のように考えることができる。上述の各実施形態において、任意の推定ユニットを推定部又は推定装置と呼ぶこともでき（例えば、周波数変化量推定ユニットを周波数変化量推定部と呼ぶこともでき）、フィルタをフィルタ部と呼ぶこともできる。上述の単相信号入力装置の幾つかには、単相信号v_{in}に基づいて周波数変化量$\Delta\omega$を推定する周波数変化量推定部、単相信号v_{in}に基づいて位相θを推定する位相推定部、及び／又は、単相信号v_{in}に基づいて周波数ωを推定する周波数推定部が内在している。周波数変化量推定部は、周波数変化量$\Delta\omega_{est}$又は$\Delta\omega_{est2}$を求める部位に相当し、位相推定部は位相θ_{est}を求める部位に相当し、周波数推定部は周波数ω_{est}を求める部位に相当する。従って、例えば、推定ユニット４２、５２又は６

２（図１０、図１１又は図１２参照）は、周波数変化量推定部、位相推定部及び周波数推定部を内包しており、ユニット１０２又は１０２Ａ（図１４参照）も、周波数変化量推定部、位相推定部及び周波数推定部を内包している。

[0122] ［注釈５］

本明細書及び図面において下記の点に留意すべきである。上記の数と表記した墨付きかっこ内の式（式（Ａ３）等）の記述又は図面において、所謂下付き文字として表現されているギリシャ文字（α、βを含む）は、それらの墨付きかっこ外において、下付き文字でない標準文字として表記されうる。このようなギリシャ文字における下付き文字と標準文字との相違は、電子出願用ソフトウェアが実行したフォント変換によって生じたものであり、本明細書を読むに当たり、その相違は適宜無視されるべきである。

[0123] [数7]

即ち、例えば、v_{α}は$v\alpha$と同じものを表し、v_{β}は$v\beta$と同じものを表す。

符号の説明

[0124] １０、２０　周波数変化量推定ユニット

１１、２１　フィルタ

１２、２２　乗算部

１３、２３　直流成分抽出部

１４　係数乗算部

３０　位相／周波数／周波数変化量推定ユニット

３７、４１、５１　二相信号生成部

４３、５３、６３　位相調整部

１００、１００Ａ　制御装置

１２１　太陽電池

１２２　単相インバータ回路

１２５　電流検出センサ

１２６、１２７　電圧検出センサ

１３０　電力系統

請求の範囲

［請求項1］ 直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳するインバータ回路を備えたインバータ装置において、

前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、

前記電力系統の出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、

前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記基準周波数に対する前記第１単相信号の周波数の変化量と、前記第１単相信号に基づいて推定される前記第１単相信号の推定位相とに基づいて前記推定位相の位相調整を行い、

この位相調整を行った推定位相を用いて直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換することを特徴とするインバータ装置。

［請求項2］ 前記第１及び第２単相信号の積に基づき前記周波数の変化量を推定することを特徴とする請求項１に記載のインバータ装置。

［請求項3］ 推定した前記周波数の変化量に基づいて前記基準周波数を調整し、調整した基準周波数を用いて前記第２単相信号を生成することを特徴とする請求項１又は請求項２に記載のインバータ装置。

［請求項4］ 前記周波数の変化量が所定の閾値よりも大きい場合、前記インバータ回路の単独運転が発生していると検出して前記インバータ回路の出力を停止することを特徴とする請求項１乃至請求項３の何れかに記載のインバータ装置。

［請求項5］ 前記周波数の変化量に基づき、前記電力変換回路の出力交流電流における無効電流成分を調整することを特徴とする請求項１乃至請求項４に記載のインバータ装置。

［請求項6］ 直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前

記電力系統に重畳するインバータ回路を備え、前記インバータ回路の単独運転を検出した場合に前記インバータ回路を停止する前記インバータ装置において、

前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、

前記電力系統の出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、

前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記基準周波数に対する前記第１単相信号の周波数の変化量が所定の閾値よりも大きい場合、前記単独運転が発生していると検出することを特徴とするインバータ装置。

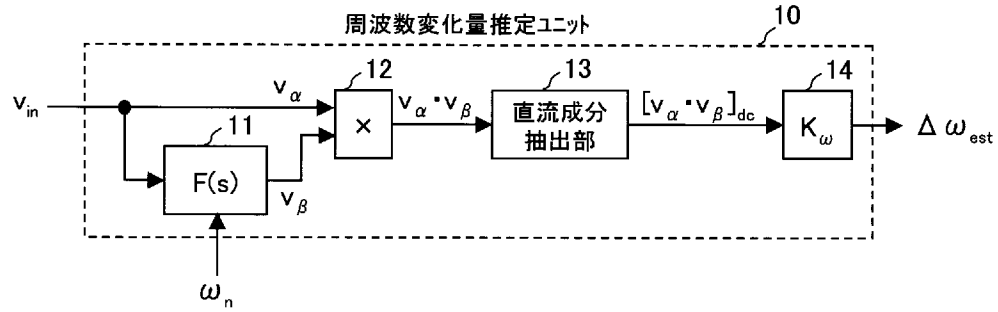
［請求項7］ 直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換し、該交流電力を前記電力系統に重畳するインバータ回路を備えたインバータ装置において、

前記電力系統及前記インバータ回路間の交流電圧を示す第１単相信号を検出する電圧検出センサを備え、

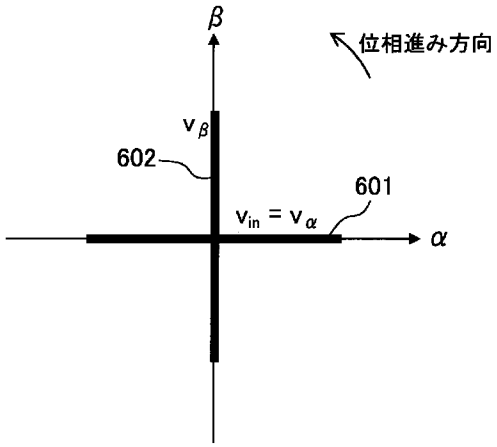
前記電力系統の出力電圧の周波数の基準値である基準周波数を用いて、前記第１単相信号との間で所定の位相差を有する第２単相信号を前記第１単相信号から生成し、

前記第１単相信号及び前記第２単相信号に基づいて推定される前記第１単相信号の推定位相を用いて直流電力を電力系統に同期した交流電力に変換することを特徴とするインバータ装置。

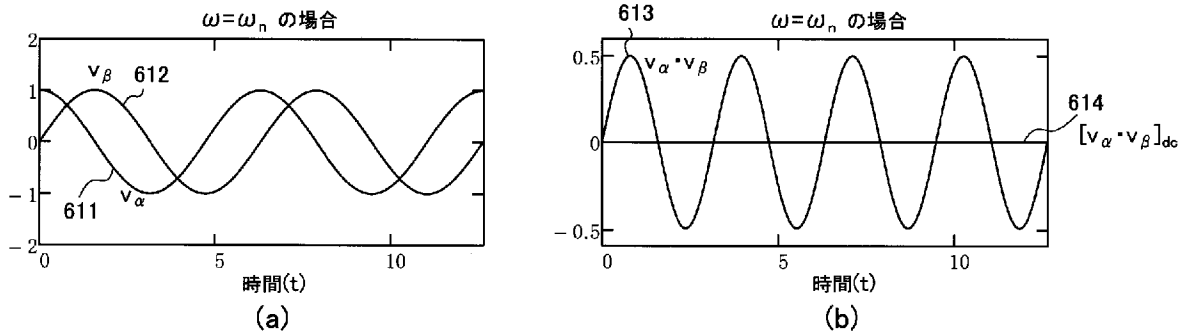
[図1]


周波数変化量推定ユニット
10
12
13
14
11
v_{in}
v_α
×
$v_\alpha \cdot v_\beta$
直流成分
抽出部
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$
K_ω
$\Delta\omega_{est}$
F(s)
v_β
ω_n

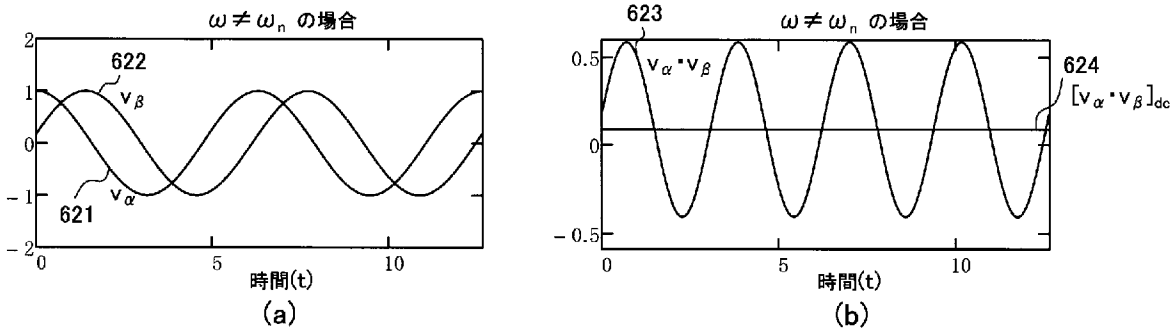
[図2]


β
位相進み方向
v_β
602
601
$v_{in} = v_\alpha$
α

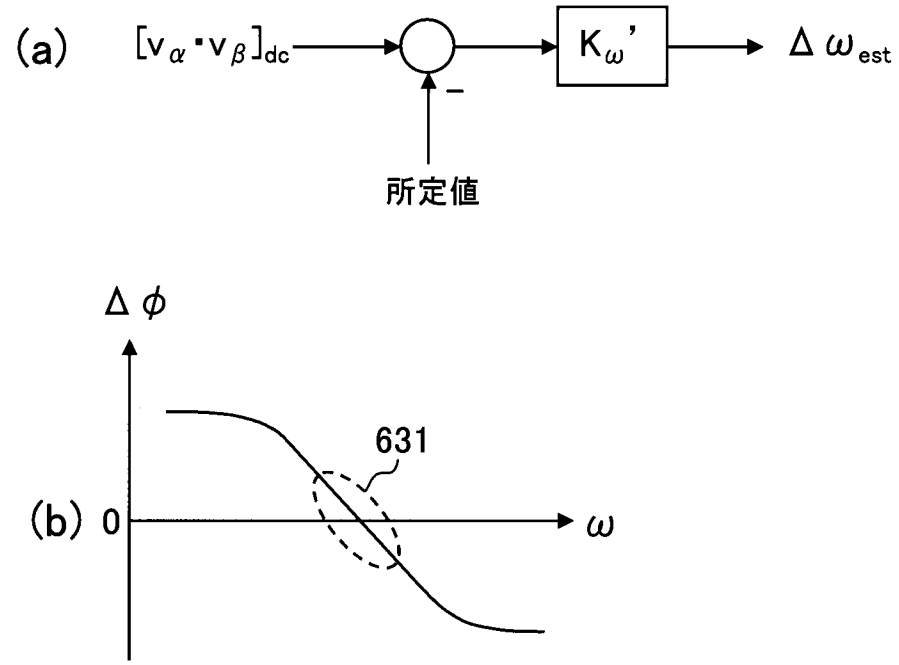
[図3]


$\omega=\omega_n$ の場合
v_β
612
611
v_α
時間(t)
(a)
613
$\omega=\omega_n$ の場合
$v_\alpha \cdot v_\beta$
614
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$
時間(t)
(b)

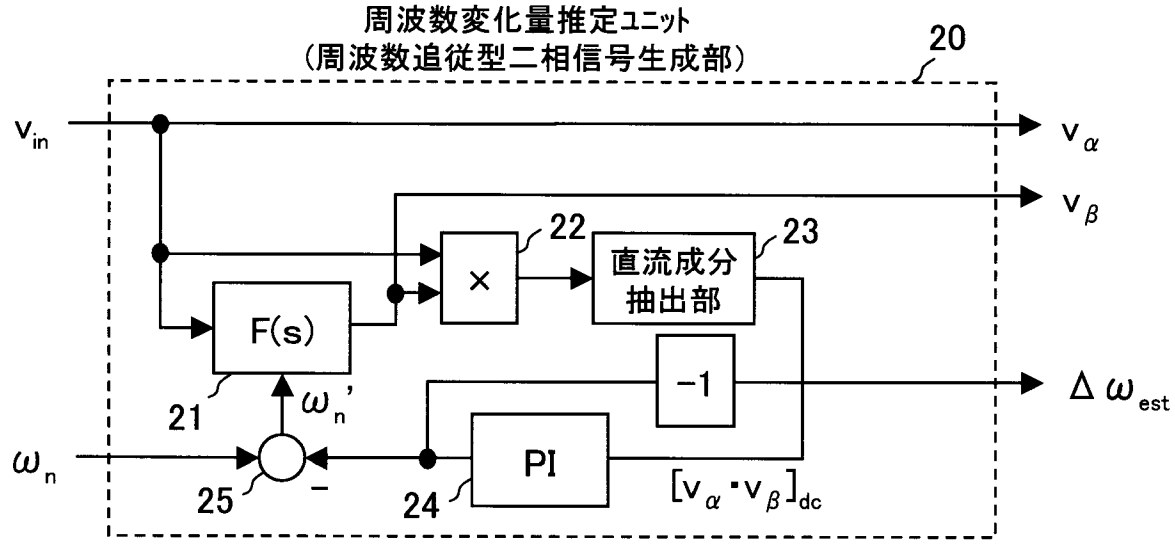
[図4]


$\omega \neq \omega_n$ の場合
622
v_β
621
v_α
時間(t)
(a)
623
$\omega \neq \omega_n$ の場合
$v_\alpha \cdot v_\beta$
624
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$
時間(t)
(b)

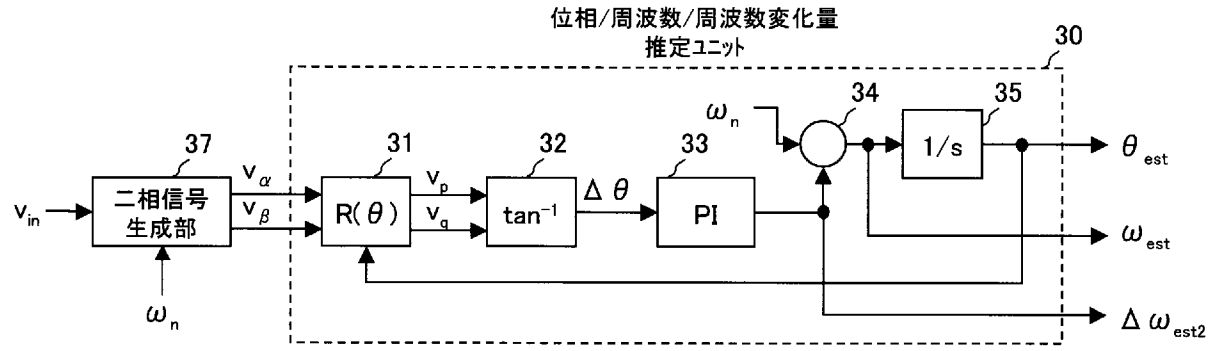
[図5]


(a)
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$
K_ω'
$\Delta\omega_{est}$
−
所定値
$\Delta\phi$
631
(b) 0
ω

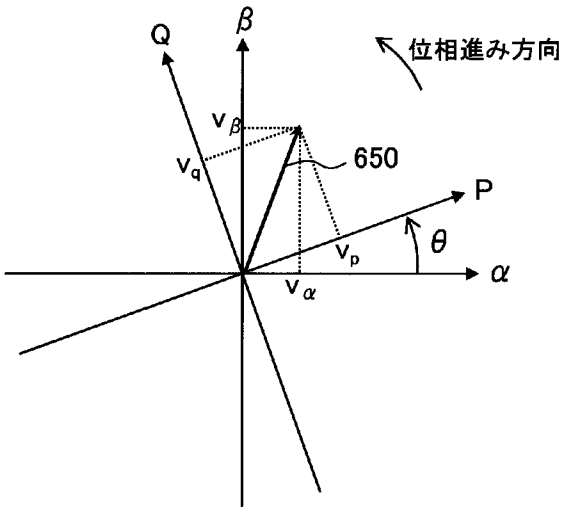
[図6]


周波数変化量推定ユニット
(周波数追従型二相信号生成部)
20
v_{in}
v_α
v_β
22
23
×
直流成分
抽出部
F(s)
21
ω_n'
−1
$\Delta\omega_{est}$
ω_n
25
−
24
PI
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$

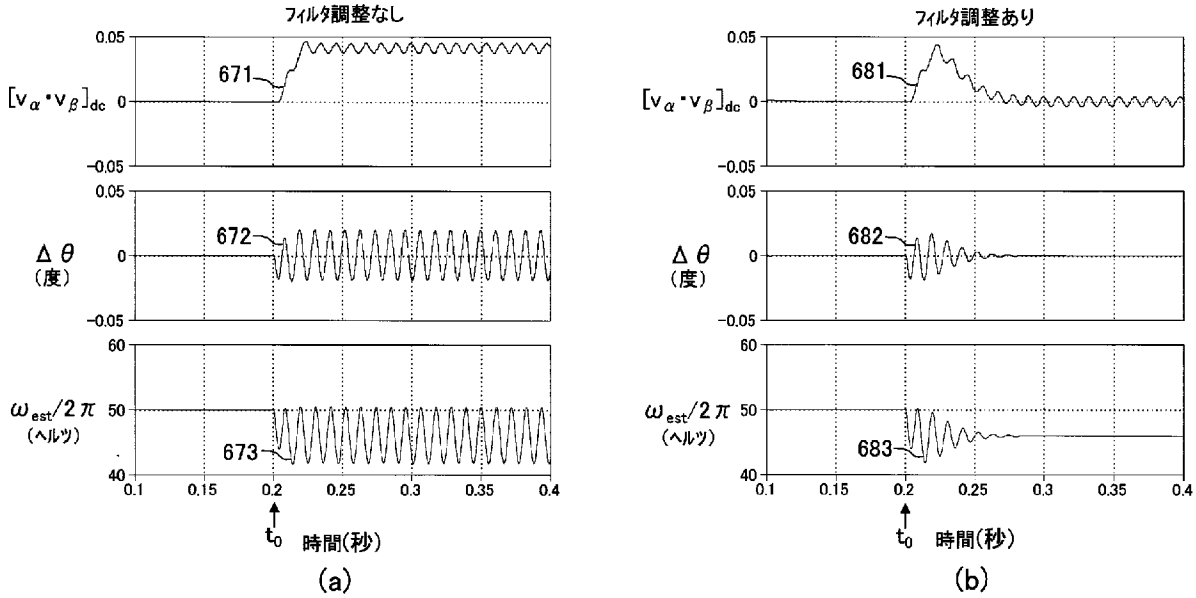
[図7]


位相/周波数/周波数変化量
推定ユニット
30
v_{in}
37
二相信号
生成部
v_α
v_β
ω_n
31
R(θ)
v_p
v_q
32
$\tan^{-1}$
$\Delta\theta$
33
PI
ω_n
34
35
1/s
θ_{est}
ω_{est}
$\Delta\omega_{est2}$

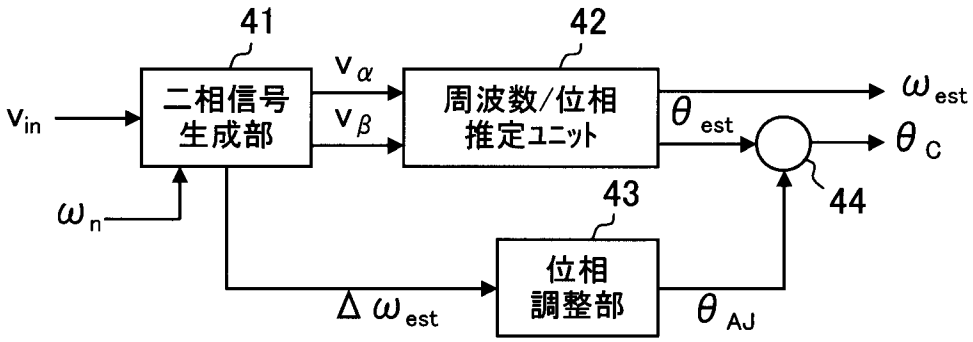
[図8]


Q
β
位相進み方向
v_β
v_q
650
P
θ
v_p
α
v_α

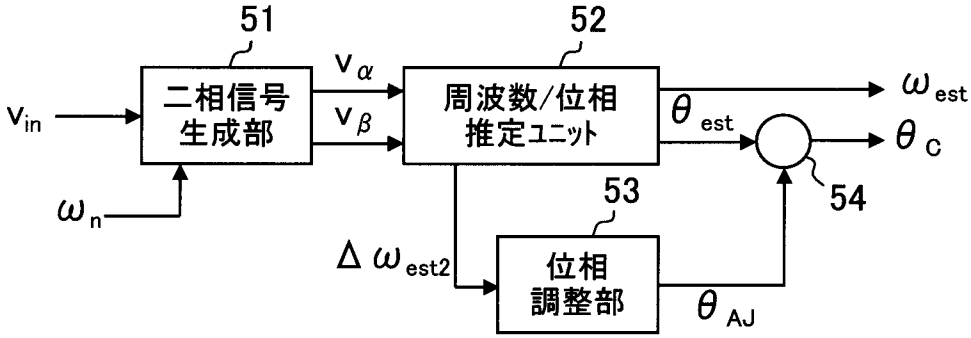
[図9]


フィルタ調整なし
フィルタ調整あり
$[v_\alpha \cdot v_\beta]_{dc}$
Δθ (度)
$\omega_{est}/2\pi$ (ヘルツ)
671
672
673
681
682
683
0.05
0
-0.05
60
50
40
0.1
0.15
0.2
0.25
0.3
0.35
0.4
t_0
時間(秒)
(a)
(b)

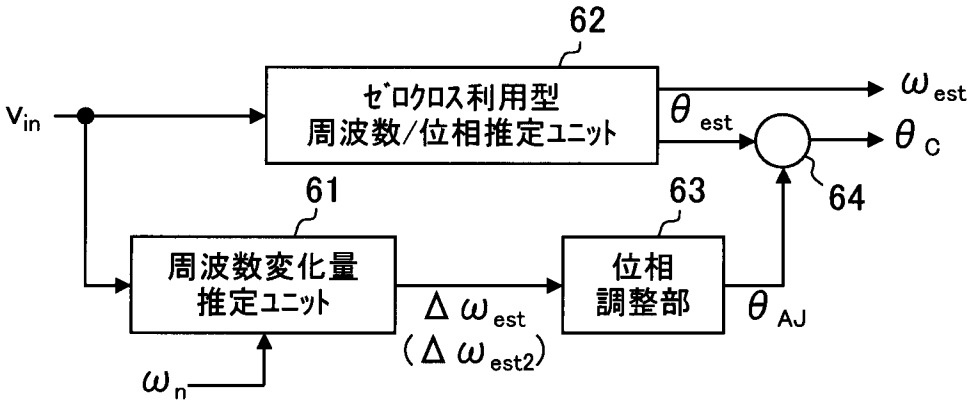
[図10]


41
42
43
44
二相信号生成部
周波数/位相推定ユニット
位相調整部
v_{in}
v_α
v_β
ω_n
ω_{est}
θ_{est}
θ_C
$\Delta\omega_{est}$
θ_{AJ}

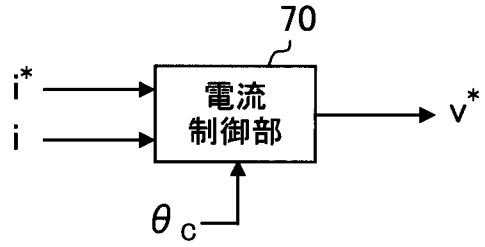
[図11]


51
52
二相信号
生成部
周波数/位相
推定ユニット
v_α
v_β
v_{in}
ω_n
ω_{est}
θ_{est}
θ_C
54
53
$\Delta\omega_{est2}$
位相
調整部
θ_{AJ}

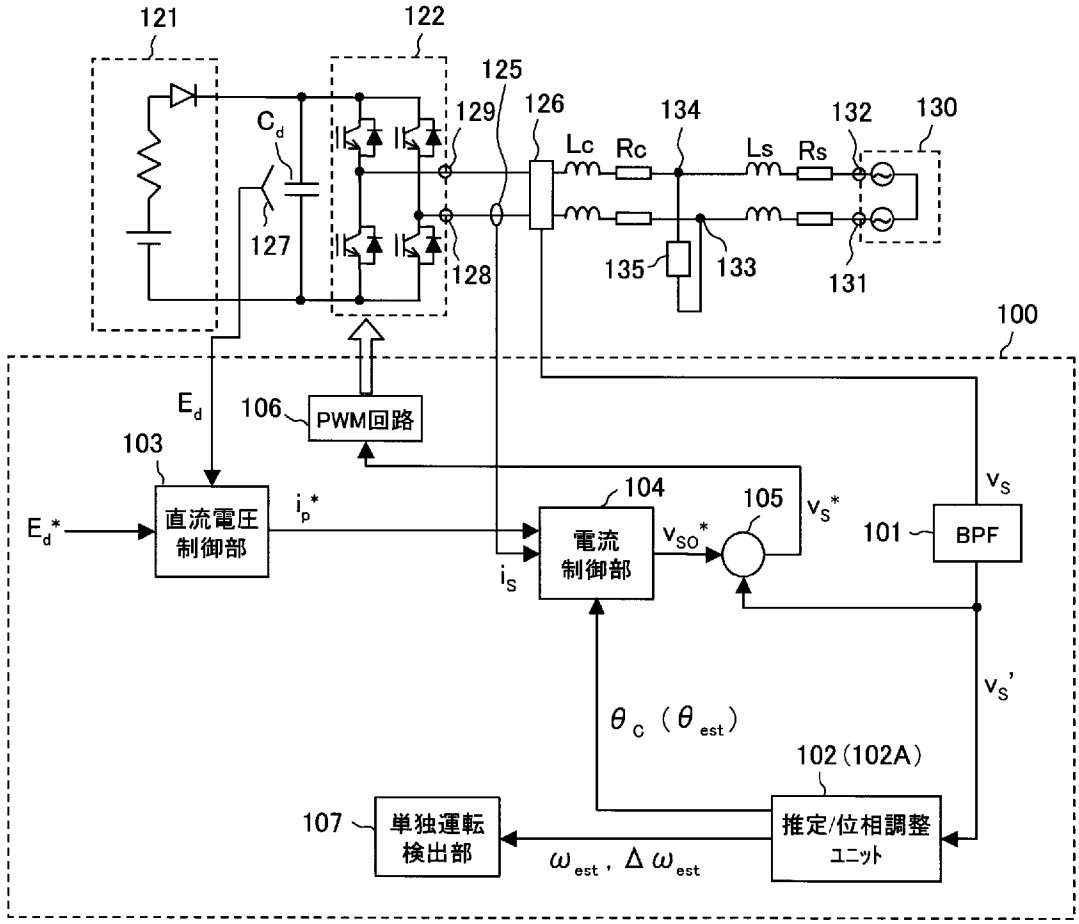
[図12]


62
v_{in}
ゼロクロス利用型
周波数/位相推定ユニット
ω_{est}
θ_{est}
θ_C
64
61
63
周波数変化量
推定ユニット
位相
調整部
$\Delta\omega_{est}$
$(\Delta\omega_{est2})$
θ_{AJ}
ω_n

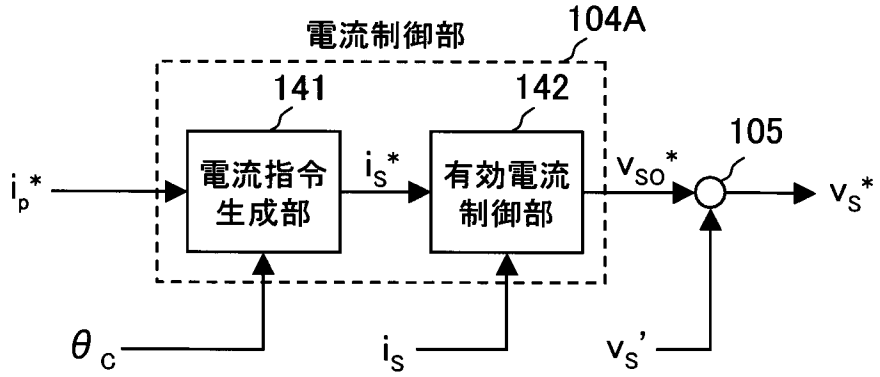
[図13]


70
i^*
i
電流
制御部
v^*
θ_C

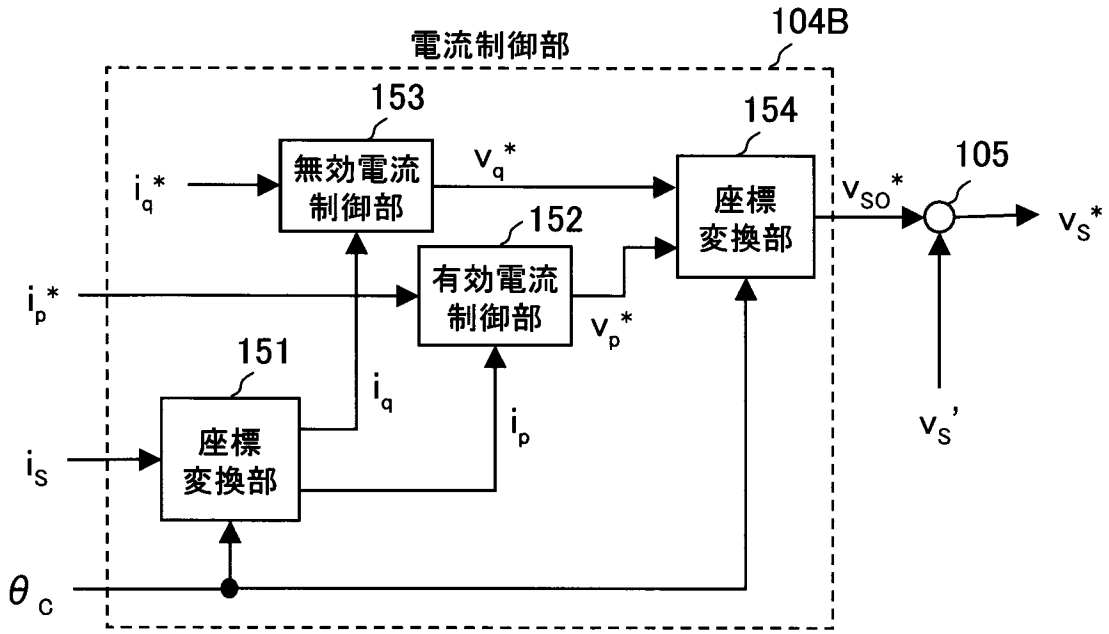
[図14]


121
122
125
129
126
134
132
130
Cd
Lc
Rc
Ls
Rs
127
128
135
133
131
100
Ed
106
PWM回路
103
104
105
vS
101
BPF
Ed*
直流電圧
制御部
ip*
電流
制御部
vSO*
vS*
is
vS'
θc（θest）
102（102A）
107
単独運転
検出部
推定/位相調整
ユニット
ωest，Δωest

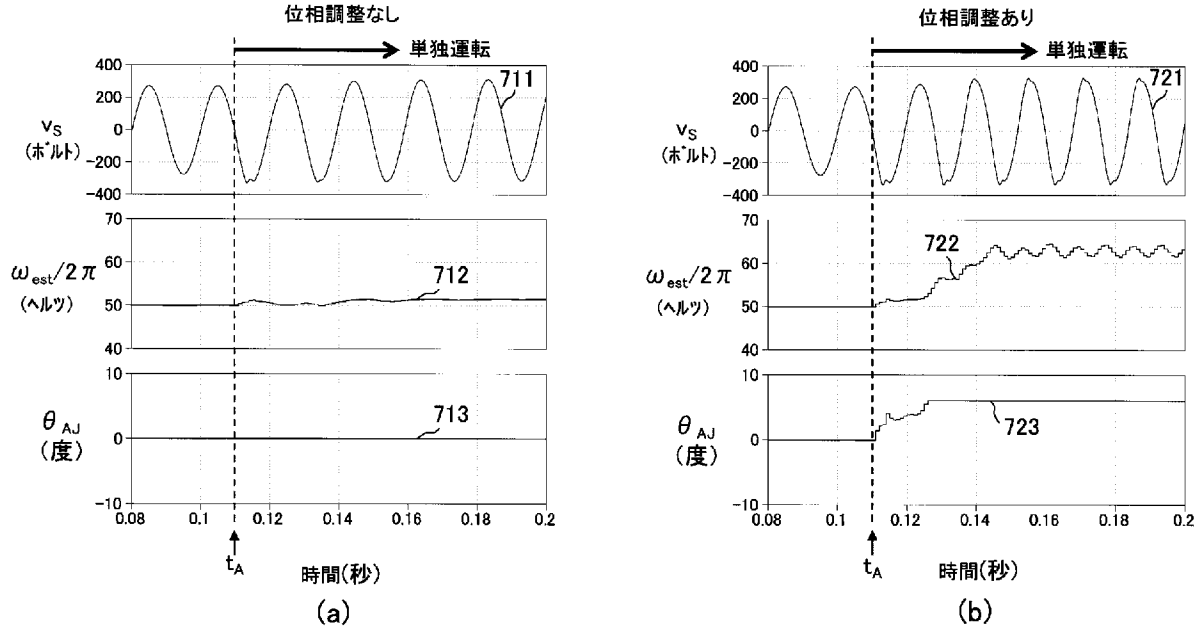
[図15]


電流制御部
104A
141
142
105
ip*
電流指令
生成部
is*
有効電流
制御部
vSO*
vS*
θc
is
vS'

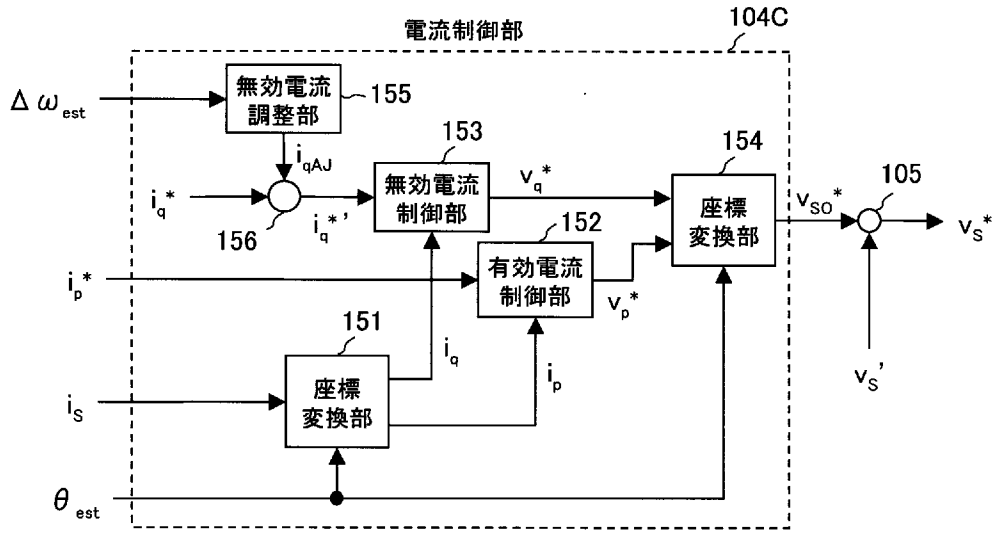
[図16]


104B
電流制御部
153
無効電流
制御部
i_q*
v_q*
154
座標
変換部
105
v_{SO}*
v_S*
152
有効電流
制御部
i_p*
v_p*
151
座標
変換部
i_q
i_p
i_S
θ_C
v_S'

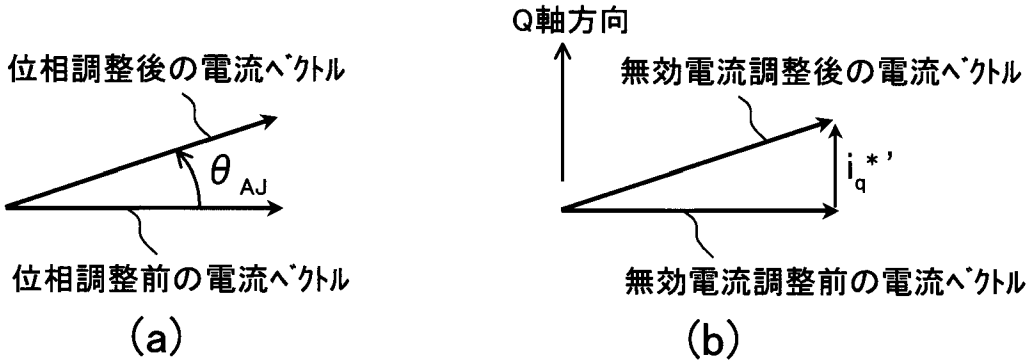
[図17]


位相調整なし
単独運転
711
712
713
v_S (ボルト)
$\omega_{est}/2\pi$ (ヘルツ)
θ_{AJ} (度)
t_A
時間(秒)
(a)
位相調整あり
単独運転
721
722
723
v_S (ボルト)
$\omega_{est}/2\pi$ (ヘルツ)
θ_{AJ} (度)
t_A
時間(秒)
(b)

[図18]


電流制御部
104C
Δ ω est
無効電流
調整部
155
i qAJ
153
無効電流
制御部
v q*
154
座標
変換部
105
v SO*
v S*
i q*
156
i q*'
152
有効電流
制御部
i p*
v p*
151
座標
変換部
i q
i p
i S
v S'
θ est

[図19]


位相調整後の電流ﾍﾞｸﾄﾙ
θ AJ
位相調整前の電流ﾍﾞｸﾄﾙ
(a)
Q軸方向
無効電流調整後の電流ﾍﾞｸﾄﾙ
i q*'
無効電流調整前の電流ﾍﾞｸﾄﾙ
(b)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2012/065803

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/48(2007.01)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

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-354815 A (Yaskawa Electric Corp.), 06 December 2002 (06.12.2002), entire text (Family: none)	1-7
A	JP 2007-300780 A (The University of Tokushima), 15 November 2007 (15.11.2007), entire text & US 2010/0226157 A1 & WO 2007/001007 A1 & DE 112006001604 T & CN 101204003 A	1-7
A	JP 2001-224133 A (Nissin Electric Co., Ltd.), 17 August 2001 (17.08.2001), entire text (Family: none)	1-7

☐ 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	Date of mailing of the international search report
11 September, 2012 (11.09.12)	18 September, 2012 (18.09.12)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１２／０６５８０３

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48(2007.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１２年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１２年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１２年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	JP 2002-354815 A（株式会社安川電機）2002.12.06、全文（ファミリーなし）	１－７
A	JP 2007-300780 A（国立大学法人徳島大学）2007.11.15、全文 & US 2010/0226157 A1 & WO 2007/001007 A1 & DE 112006001604 T & CN 101204003 A	１－７
A	JP 2001-224133 A（日新電機株式会社）2001.08.17、全文（ファミリーなし）	１－７

☐　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー
「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日
１１．０９．２０１２	１８．０９．２０１２

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
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）　３Ｖ　３７３６
服部　俊樹
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３３５７