

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5711954号
(P5711954)

(45) 発行日 平成27年5月7日(2015.5.7)

(24) 登録日 平成27年3月13日(2015.3.13)

(51) Int.Cl.

H02M 7/48 (2007.01)

F 1

H02M 7/48
H02M 7/48E
R

請求項の数 9 (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2010-280303 (P2010-280303)
 (22) 出願日 平成22年12月16日 (2010.12.16)
 (65) 公開番号 特開2011-229361 (P2011-229361A)
 (43) 公開日 平成23年11月10日 (2011.11.10)
 審査請求日 平成25年11月14日 (2013.11.14)
 (31) 優先権主張番号 特願2010-82170 (P2010-82170)
 (32) 優先日 平成22年3月31日 (2010.3.31)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(73) 特許権者 000000262
 株式会社ダイヘン
 大阪府大阪市淀川区田川2丁目1番11号
 (74) 代理人 100086380
 弁理士 吉田 稔
 (74) 代理人 100103078
 弁理士 田中 達也
 (74) 代理人 100115369
 弁理士 仙波 司
 (74) 代理人 100130650
 弁理士 鈴木 泰光
 (74) 代理人 100135389
 弁理士 白井 尚

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】位相検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

位相を生成する位相生成手段と、所定のサンプリング周期で交流信号が入力される毎に、前記位相生成手段で生成された位相と入力される交流信号の位相との位相差を算出し、その位相差がゼロでなければ、当該位相差に基づき前記位相生成手段で生成された位相を当該位相差が減少する方向に変更し、前記位相差がゼロであれば前記位相生成手段で生成された位相を保持する制御を行う位相制御手段とを有する位相同期手段を備えた位相検出装置において、

前記位相同期手段の前段に、前記交流信号に含まれる高調波成分を除去し、かつ、不平衡成分も除去する複素係数フィルタからなるフィルタ手段を備えたことを特徴とする、位相検出装置。

10

【請求項 2】

前記複素係数フィルタは、前記交流信号に含まれる基本波を通過帯域の中心周波数とするバンドパスフィルタである、請求項 1 に記載の位相検出装置。

【請求項 3】

前記複素係数フィルタは、前記不平衡成分と所定次数の高調波成分を阻止するノッチフィルタである、請求項 1 に記載の位相検出装置。

【請求項 4】

前記複素係数フィルタは、前記交流信号に含まれる基本波を通過帯域の中心周波数とするバンドパスフィルタと前記不平衡成分と所定次数の高調波成分を阻止するノッチフィル

20

タとを組み合わせた多段フィルタである、請求項 1 に記載の位相検出装置。

【請求項 5】

前記交流信号は、電力系統を流れる単相の交流電圧を検出した検出信号であり、

前記検出信号を複素信号の実数部の信号とし、常にゼロである信号を前記複素信号の虚数部の信号として前記フィルタ手段に入力する、請求項 1 乃至 4 にいずれかに記載の位相検出装置。

【請求項 6】

前記交流信号は、電力系統を流れる三相の交流電圧を検出した検出信号であり、

前記フィルタ手段の前段に、前記三相の検出信号を互いに直交する二つの信号に変換し、一方の信号を複素信号の実数部の信号とし、他方の信号を前記複素信号の虚数部の信号として前記フィルタ手段に入力する三相二相変換手段を更に備える、請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の位相検出装置。 10

【請求項 7】

前記フィルタ手段は、前記交流信号に含まれる基本波の位相の正弦値と余弦値とを出力し、

前記位相制御手段は、前記位相差を算出するために、

前記位相生成手段で生成された位相の正弦値を演算する第 1 の正弦値演算手段と、

前記位相生成手段で生成された位相の余弦値を演算する余弦値演算手段と、

前記フィルタ手段から出力される正弦値及び余弦値と前記第 1 の正弦値演算手段で算出される前記正弦値と前記余弦値演算手段で算出される前記余弦値とを用いて、所定の三角関数の乗算式で表わされる前記位相差の正弦値を演算する第 2 の正弦値演算手段と、 20
を有する、請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の位相検出装置。

【請求項 8】

前記三角関数の乗算式は、

$$\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \cos(\theta) \cdot \sin(\phi) = \sin(\theta - \phi)$$

但し、 θ : 前記交流信号に含まれる基本波の位相

ϕ : 前記位相生成手段で生成される位相

$\sin(\theta)$: 前記フィルタ手段から出力される正弦値

$\cos(\theta)$: 前記フィルタ手段から出力される余弦値

$- \sin(\phi)$: 前記第 1 の正弦値演算手段で算出される正弦値 30

$\cos(\phi)$: 前記余弦値演算手段で算出される余弦値

である、請求項 7 に記載の位相検出装置。

【請求項 9】

前記フィルタ手段は、前記交流信号に含まれる基本波の位相の正弦値を出力し、

前記位相制御手段は、前記位相差を算出するために、

前記位相生成手段で生成された位相の正弦値を演算する正弦値演算手段と、

前記フィルタ手段から出力される正弦値がゼロレベルを交差するタイミングを検出する第 1 のゼロクロス検出手段と、

前記正弦値演算手段で算出される正弦値がゼロレベルを交差するタイミングを検出する第 2 のゼロクロス検出手段と、 40

前記第 1 のゼロクロス検出手段の検出タイミングと前記第 2 のゼロクロス検出手段の検出タイミングとのずれ時間を計時する計時手段と、

前記計時手段で計時されたずれ時間に基づいて前記位相差を演算する位相差演算手段と、

を有する、請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の位相検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力系統の三相電圧信号の位相を検出する位相検出装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電力系統の三相電圧の一つを $v = A_m \cdot \sin(\omega \cdot t) = A_m \cdot \sin(\phi)$ (A_m : 振幅、 ϕ : 位相、 ω : 角周波数、 t : 基準時からの経過時間) とし、この三相電圧 v をベクトル記号法で表すと、電圧ベクトル V は、 $V = A_m \cdot \exp(j\omega t) = A_m \cdot \exp(j\phi + j\omega t)$ で表される。この電圧ベクトル V は、図 2 3 に示すように、基準時を実軸 R の方向として反時計回りに角周波数 ω で回転する回転ベクトルを示し、時刻 t における電圧ベクトル V の虚軸 J への投影値が三相電圧 v の瞬時値となる。なお、以下の説明では、原則として電圧ベクトルを示す符号は大文字で表記し、三相電圧の瞬時値を示す符号は小文字で表記する。

【0003】

10

従来、電力系統の三相電圧信号の位相を検出する方法として PLL (Phase Locked Loop) 法が知られている。PLL 法は、PLL 回路で算出される位相 ϕ' を有する電圧ベクトル V' を $A_m \cdot \exp(j\phi') = A_m \cdot \exp(j\phi' + j\omega t)$ とすると、所定のサンプリング周期で電圧ベクトル V' と電力系統の電圧ベクトル V との間の位相差 $\phi - \phi'$ を算出し、その位相差 $\phi - \phi'$ に基づいて電圧ベクトル V' の位相 ϕ' を変化させ、電圧ベクトル V' を電圧ベクトル V に一致させるように位相 ϕ' を制御する方式である。

【0004】

非特許文献 1 には、図 2 4 に示す乗算式 PLL 法を用いた位相検出装置の構成図が示されている。乗算式 PLL 法は、三角関数の公式より、

$$\sin(\phi - \phi') = \sin(\phi - \phi') = \sin(\phi) \cdot \cos(\phi') - \cos(\phi) \cdot \sin(\phi') \dots (1)$$

20

で、 $|\phi - \phi'| [rad]$ が微小であれば、 $\sin(\phi - \phi') \approx \phi - \phi'$ であることから、電圧ベクトル V' の角周波数 ω を変化させるための位相差 $\phi - \phi'$ を上記 (1) 式の演算処理により算出する方式である。

【0005】

図 2 4 に示す位相検出装置 100 では、電力系統の三相の電圧信号 v_u, v_v, v_w を $v_u = A_m \cdot \sin(\phi), v_v = A_m \cdot \sin(\phi - 2\pi/3), v_w = A_m \cdot \sin(\phi - 4\pi/3)$ とすると、三相二相変換部 101 で互いに直交する電圧信号 v_u, v_v は $v_u = A_m \cdot \sin(\phi), v_v = -A_m \cdot \cos(\phi)$ に変換し、正規化部 102 で電圧信号 v_u, v_v の振幅をそれぞれ「1」に正規化して上記 (1) 式内の $\sin(\phi)$ と $-\cos(\phi)$ の値を算出している。そして、PLL 处理部 103 で上記 (1) 式の演算処理をして位相差 $\phi - \phi'$ を算出し、その算出値に基づき PLL 处理部 103 から出力される位相 ϕ' を変化させている。

30

【0006】

位相検出装置 100 では、電力系統の三相電圧信号 v_u, v_v, v_w の検出値 (所定のサンプリング周期で検出される瞬時値) が入力される毎に、位相差 $\phi - \phi'$ を算出し、その位相差 $\phi - \phi'$ に基づいて位相 ϕ' を変化させるとともに、その位相 ϕ' を $\sin(\phi - \phi')$ の演算処理にフィードバックするループ処理を繰り返し、PLL 处理部 103 から出力される位相 ϕ' を位相差 $\phi - \phi'$ がゼロとなる値、すなわち、実際の電力系統の電圧信号 v_u, v_v, v_w の位相 ϕ に収束させる動作が行われる。

【0007】

40

PLL 处理部 103 の位相 ϕ' のフィードバック経路には余弦値演算部 103a と正弦値演算部 103b とが設けられ、余弦値演算部 103a で上記 (1) 式内の $\cos(\phi')$ が演算され、正弦値演算部 103b で上記 (1) 式内の $\sin(\phi')$ が演算される。余弦値演算部 103a の演算値は乗算器 103c で正規化部 102 からの $\sin(\phi)$ に乗算され、正弦値演算部 103b の演算値は乗算器 103d で正規化部 102 からの $-cos(\phi)$ に乗算され、両乗算値が加算器 103e で加算される。

【0008】

従って、位相検出装置 100 では、三相二相変換部 101 から PLL 处理部 103 の加算器 103e までが上記 (1) 式の演算を行う演算部を構成し、加算器 103e から後段の部分が位相差 $\phi - \phi'$ に基づき PLL 处理部 103 で算出される位相 ϕ' を変化させ、当該位相 ϕ' を電力系統の電圧ベクトル V の位相 ϕ に収束させる演算部を構成している。

50

【0009】

図24に示す乗算式PLL法を用いた位相検出装置100は、至近端で地落事故が発生したり、位相が欠落したりした場合、異常な電圧不足や電圧不平衡が生じ、PLL処理部103に入力される三相の電圧信号 v_u, v_v, v_w も同様に異常電圧となるため、位相差の算出精度が低下し、これに伴い位相'を電力系統の位相に収束させる速度も低下するという問題がある。

【0010】

そこで、非特許文献1や特許文献1には、電力系統の事故により電圧信号 v_u, v_v, v_w が不平衡になった場合でも各相の電圧信号 v_u, v_v, v_w は正相分が支配的であることに着目し、図25に示す、PLL処理部103'から出力される位相'が電圧信号 v_u, v_v, v_w の正相分の位相に追従するPLL法が提案されている。10

【0011】

図25に示す位相検出装置100'は、図24に示す位相検出装置100に対して三相二相変換部101を対称座標変換部104に変え、余弦値演算部103aを $\sin(\phi + 2\pi/3)$ の正弦値を演算する正弦値演算部103a'に変えたものである。

【0012】

対称座標変換部104では下記の演算式によりU相、V相、W相の電圧信号 v_u, v_v, v_w が各相の正相分の電圧信号 v_{up}, v_{vp}, v_{wp} に変換され、正規化部102では各相の正相分の電圧信号 v_{up}, v_{vp}, v_{wp} からそれぞれ正規化した電圧信号 $v_{up}' = \sin(\phi), v_{vp}' = \sin(\phi - 2\pi/3), v_{wp}' = \sin(\phi - 4\pi/3)$ が算出される。20

【0013】

【数1】

$$v_{up} = \frac{(v_u + a \cdot v_v + a^2 \cdot v_w)}{3}$$

$$v_{vp} = \frac{(a^2 \cdot v_u + v_v + a \cdot v_w)}{3}$$

$$v_{wp} = \frac{(a \cdot v_u + a^2 \cdot v_v + v_w)}{3}$$
30

$$a = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

【0014】

位相の異なる2つの $\sin(\phi), \sin(\phi + 2\pi/3)$ と位相'を用いて位相差 $\phi - \phi'$ を求める場合、40

$$\sin(\phi) \cdot \sin(\phi + 2\pi/3) = \sin(\phi) \cdot \{\sin(\phi') \cdot \cos(2\pi/3) + \cos(\phi') \cdot \sin(2\pi/3)\}$$

$$\sin(\phi') \cdot \sin(\phi + 2\pi/3) = \sin(\phi') \cdot \{\sin(\phi) \cdot \cos(2\pi/3) + \cos(\phi) \cdot \sin(2\pi/3)\}$$

の三角関数の公式より、 $\sin(\phi) \cdot \sin(\phi + 2\pi/3) - \sin(\phi') \cdot \sin(\phi + 2\pi/3)$
 $= \sin(\phi) \cdot \{\sin(\phi) \cdot \cos(2\pi/3) - \cos(\phi) \cdot \sin(2\pi/3)\}$
 $= \sin(\phi) \cdot \sin(\phi - 2\pi/3) \dots (2)$

の関係式が成立し、(2)式より $\sin(\phi - \phi')$ を求めることができる。

【0015】

図25に示す位相検出装置100'では、 $\phi = -4\pi/3$ とし、正規化部102からPLL処理部103'に電圧信号 $v_{up}' = \sin(\phi), v_{wp}' = \sin(\phi - 4\pi/3)$ を入力し、50

正弦値演算部 103a' で(2)式の $\sin(\theta + \phi) = \sin(\theta - 4\pi/3) = \sin(\theta + 2\pi/3)$ を演算するようにしている。そして、乗算器 103c で $\sin(\phi) \cdot \sin(\theta + \phi) = \sin(\phi) \cdot \sin(\theta + 2\pi/3)$ を演算するとともに、乗算器 103d で $\sin(\phi) \cdot \sin(\theta') = \sin(-4\pi/3) \cdot \sin(\theta') = \sin(\theta + 2\pi/3) \cdot \sin(\theta')$ を演算し、加算器 103e で両演算値の差分を演算して $\sin(-4\pi/3) \cdot \sin(\theta - \theta') = \{(\pi/3)/2\} \cdot \sin(\theta - \theta')$ を算出している。

【0016】

$|\theta - \theta'| = |\phi|$ [rad] が微小であれば、 $\{(\pi/3)/2\} \cdot \sin(\theta - \theta')$ であるから、加算器 103e からは位相差 ϕ の情報 ($0.866 \times$) が ¹⁰ 出力される。従って、加算器 103e の後段では加算器 103e の演算結果に基づいて制御値 ω (角速度の微分値に相当) を生成し、その制御値 ω_0 に所定の基準値 ω_0 を加算して角周波数に相当する値 ω' を生成し、その角周波数 ω' に積分処理を行って位相 θ' を算出している。

【0017】

図 23 のベクトル図に示すように、電力系統の電圧ベクトル V が PLL 处理部 103' で生成される電圧ベクトル V' に対して ϕ だけ進んだ場合、加算器 103e の後段では当該加算器 103e の演算値に基づいて角周波数 ω' が ω だけ増加され、PLL 处理部 103' で生成される電圧ベクトル V' の角速度 ω' を電力系統の電圧ベクトル V の角速度 ω よりも高くして電圧ベクトル V' を電圧ベクトル V に一致させる PLL 動作が行われる。そして、電圧ベクトル V' が電圧ベクトル V に一致すると、PLL 处理部 103' は ²⁰ その状態を維持するように動作し、位相検出装置 100' からは電力系統の電圧ベクトル V と同一の位相 θ が出力されることになる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0018】

【特許文献 1】特開 2000-116148 号公報

【非特許文献】

【0019】

【非特許文献 1】「電力系統事故時の異常電圧に対処した PLL および周波数検出方式」 電学論 B, 118巻9号, 平成 10 年

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0020】

非特許文献 1 によれば、図 25 に示される位相検出装置 100' は、電力系統の三相の電圧信号 v_u, v_v, v_w の検出値に対して対称座標変換を行うことにより各相の正相分の電圧信号 v_{up}, v_{vp}, v_{wp} を算出するようにしているので、不平衡成分や 3 次、5 次、7 次の高調波成分が除去され、PLL 处理部 103' の演算処理でこれらの成分の悪影響を排除することはできるが、11 次や 13 次の高調波成分は除去できないという特長がある。

【0021】

40

従って、従来の乗算式 PLL 法を用いた位相検出装置は、PLL の演算処理に悪影響を与える不平衡成分や高調波成分を完全に排除することができず、精度の面で改善の余地がある。また、図 25 に示す位相検出装置 100' では、三相の電圧信号 v_u, v_v, v_w に対して対称座標変換処理を行うので、少なくとも各相の電圧信号 v_u, v_v, v_w の $1/4$ 周期 (周波数が 60 Hz の場合、約 4 ミリ秒) 分のデータについて対称座標変換処理を必要とするから、位相検出の処理速度の面でも不利である。

【0022】

本発明は、上記した事情のもとで考え出されたものであって、PLL 处理部の前段に複素係数フィルタを用いたフィルタ回路を設けることによって不平衡成分や高調波成分及びノイズ成分を除去し、これらの影響を受けることなく高い精度で高速に位相を検出するこ

50

とができる位相検出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】

【0023】

請求項1に記載の発明は、位相を生成する位相生成手段と、所定のサンプリング周期で交流信号が入力される毎に、前記位相生成手段で生成された位相と入力される交流信号の位相との位相差を算出し、その位相差がゼロでなければ、当該位相差に基づき前記位相生成手段で生成された位相を当該位相差が減少する方向に変更し、前記位相差がゼロであれば前記位相生成手段で生成された位相を保持する制御を行う位相制御手段とを有する位相同期手段を備えた位相検出装置において、

前記位相同期手段の前段に、前記交流信号に含まれる高調波成分を除去し、かつ、不平衡成分も除去する複素係数フィルタからなるフィルタ手段を備えたことを特徴とする。

【0024】

好ましい実施の形態によれば、前記複素係数フィルタは、前記交流信号に含まれる基本波を通過帯域の中心周波数とするバンドパスフィルタ若しくは前記不平衡成分と所定次数の高調波成分を阻止するノッチフィルタ又は前記バンドパスフィルタと前記ノッチフィルタを組み合わせた多段フィルタであるとよい(請求項2~4)。

【0025】

また、他の好ましい実施の形態によれば、前記交流信号は、電力系統を流れる単相の交流電圧を検出した検出信号であり、前記検出信号を複素信号の実数部の信号とし、常にゼロである信号を前記複素信号の虚数部の信号として前記フィルタ手段に入力する(請求項5)。また、前記交流信号は、電力系統を流れる三相の交流電圧を検出した検出信号であり、前記フィルタ手段の前段に、前記三相の検出信号を互いに直交する二つの信号に変換し、一方の信号を複素信号の実数部の信号とし、他方の信号を前記複素信号の虚数部の信号として前記フィルタ手段に入力する三相二相変換手段を更に備えるとよい(請求項6)。

【0026】

また、他の好ましい実施の形態によれば、前記フィルタ手段は、前記交流信号に含まれる基本波成分の位相の正弦値と余弦値とを出力し、前記位相制御手段は、前記位相差を算出するために、前記位相生成手段で生成された位相の正弦値を演算する第1の正弦値演算手段と、前記位相生成手段で生成された位相の余弦値を演算する余弦値演算手段と、前記フィルタ手段から出力される正弦値及び余弦値と前記第1の正弦値演算手段で算出される前記正弦値と前記余弦値演算手段で算出される前記余弦値とを用いて、所定の三角関数の乗算式で表わされる前記位相差の正弦値を演算する第2の正弦値演算手段と、を有する(請求項7)。

【0027】

なお、請求項7に記載の位相検出装置において、前記三角関数の乗算式は、

$$\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \cos(\theta) \cdot \sin(\phi) = \sin(\theta - \phi)$$

但し、 θ : 前記交流信号に含まれる基本波成分の位相

ϕ : 前記位相生成手段で生成される位相

$\sin(\theta)$: 前記フィルタ手段から出力される正弦値

$\cos(\theta)$: 前記フィルタ手段から出力される余弦値

$-\sin(\phi)$: 前記第1の正弦値演算手段で算出される正弦値

$\cos(\phi)$: 前記余弦値演算手段で算出される余弦値

である(請求項8)。

【0028】

また、他の好ましい実施の形態によれば、前記フィルタ手段は、前記交流信号に含まれる基本波成分の位相の正弦値を出力し、前記位相制御手段は、前記位相差を算出するために、前記位相生成手段で生成された位相の正弦値を演算する正弦値演算手段と、前記フィルタ手段から出力される正弦値がゼロレベルを交差するタイミングを検出する第1のゼロクロス検出手段と、前記正弦値演算手段で算出される正弦値がゼロレベルを交差するタイ

10

20

30

40

50

ミングを検出する第2のゼロクロス検出手段と、前記第1のゼロクロス検出手段の検出タイミングと前記第2のゼロクロス検出手段の検出タイミングとのずれ時間を計時する計時手段と、前記計時手段で計時されたずれ時間に基づいて前記位相差を演算する位相差演算手段と、を有する（請求項9）。

【発明の効果】

【0029】

本発明によれば、所定のサンプリング周期で入力される交流信号に不平衡成分や高調波成分が含まれている場合、それらの成分が複素係数フィルタによって除去されるので、位相同期手段には、交流信号の基本波だけが入力される。従って、位相同期手段では位相生成手段で生成される位相を位相制御手段によるPLL処理により、入力される交流信号の基本波の位相に正確かつ迅速に一致させることができる。10

【0030】

本発明に係る位相検出装置を、例えば、系統周波数 f_s （例えば、60 Hz）の電力系統の電圧信号の位相を検出する装置に適用した場合、電力系統の電圧信号を検出した信号には、系統周波数 f_s の基本波以外に不平衡成分（ $-f_s$ の周波数成分）や高調波成分（主として $-5 \times f_s$ 、 $+7 \times f_s$ 、 $-11 \times f_s$ の高調波成分）が含まれるが、例えば、系統周波数 f_s を中心周波数とする帯域通過型の複素係数フィルタ（Band Pass Filter）によって不平衡成分や高調波成分は除去され、位相同期手段には基本波と同位相の同相信号と、基本波と位相が $\pi/2$ だけ異なる矩相信号だけが入力される。例えば、基本波成分を $\cos(\theta)$ （ θ は基本波の位相）とすると、位相同期手段には $\cos(\theta)$ で表わされる同相信号と $\sin(\theta)$ で表わされる矩相信号の瞬時値が入力される。20

【0031】

位相同期手段では、位相制御手段で前回の信号入力時に位相生成手段で生成された位相 ' θ ' に対して $-\sin(\theta)$ で表わされる正弦値と $\cos(\theta)$ で表わされる余弦値が演算され、更にこれらの演算値とフィルタ手段から出力される $\sin(\theta)$ で表わされる正弦値と $\cos(\theta)$ で表される余弦値を用いて、例えば、 $\sin(\theta) \cdot \cos(\theta) - \cos(\theta) \cdot \sin(\theta) = \sin(-\theta)$ で表わされる三角関数の乗算式の演算処理が行われる。 $|\sin(-\theta)| = |\sin(\theta)|$ が微小であれば、 $\sin(-\theta) = -\sin(\theta)$ であるから、位相制御手段によって乘算結果の位相差 θ をループフィルタに通して制御値 ω （角周波数に相当）が求められ、更にその制御値 ω を基準値 ω_0 に加算した後、積分処理が行われて位相 ' θ ' の更新が行われる。この更新処理により、 $|\theta| < \omega_0$ であれば、 $|\theta|$ が減少するように位相 ' θ ' が更新され、 $|\theta| = \omega_0$ になると、その位相 ' θ ' が保持される。30

【0032】

従って、電力系統の電圧信号に系統周波数 f_s の基本波以外に不平衡成分や高調波成分が含まれっていても、それらの成分が位相同期手段のPLL演算処理に影響を与えることがなく、電力系統の電圧信号の位相 ' θ ' を高速かつ正確に算出することができる。

【図面の簡単な説明】

【0033】

【図1】本発明に係る位相検出装置が適用される系統連系インバータの基本構成を示す図である。40

【図2】系統連系インバータから出力される電圧ベクトルを説明するための図である。

【図3】本発明に係る位相検出装置のブロック構成の一例を示す図である。

【図4】三相二相変換部の演算回路を示すブロック図である。

【図5】複素係数バンドパスフィルタを用いた複素係数フィルタ部の周波数特性を示す図である。

【図6】正の周波数を有する対称三相電圧ベクトルと負の周波数を有する対称三相電圧ベクトルを示す図である。

【図7】複素係数バンドパスフィルタを用いた複素係数フィルタ部の演算処理を示すブロック図である。

【図8】複素係数バンドパスフィルタを用いた複素係数フィルタ部の複素演算処理を行う

50

回路構成を示す図である。

【図9】位相差演算部の演算処理を行う回路構成を示す図である。

【図10】他の位相差演算部の回路構成を示す図である。

【図11】図10に示す位相差演算部における位相差の演算処理を説明するための波形図である。

【図12】複素係数フィルタ部を複素係数バンドパスフィルタとし、位相差演算部を三角関数の乗算式で位相差を算出する方式とした位相検出装置の位相検出の応答特性（位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態）をシミュレーションした結果を示す図である。

【図13】図12に示すシミュレーション結果のシミュレーション開始から0.3秒後における位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態を拡大した図である。
10

【図14】複素係数ノッチフィルタを用いた複素係数フィルタ部の周波数特性を示す図である。

【図15】複素係数ノッチフィルタを用いた複素係数フィルタ部の演算処理を示すプロック図である。

【図16】複素係数ノッチフィルタを用いた複素係数フィルタ部の複素演算処理を行う回路構成を示す図である。

【図17】複素係数フィルタ部に設けられる複素係数ノッチフィルタの多段構成を示す図である。
20

【図18】複素係数フィルタ部を複素係数ノッチフィルタとし、位相差演算部を三角関数の乗算式で位相差を算出する方式とした位相検出装置の位相検出の応答特性（位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態）をシミュレーションした結果を示す図である。

【図19】図18に示すシミュレーション結果のシミュレーション開始から0.3秒後における位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態を拡大した図である。

【図20】複素係数フィルタ部を複素係数ノッチフィルタとし、位相差演算部を直接、位相差をカウントする方式とした位相検出装置の位相検出の応答特性（位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態）をシミュレーションした結果を示す図である。
30

【図21】図20に示すシミュレーション結果のシミュレーション開始から4.9秒後における位相検出装置から出力される位相を有する電圧ベクトルの周波数の変動状態を拡大した図である。

【図22】単相の系統連系インバータに適用される位相検出装置のプロック構成を示す図である。

【図23】PLL法による位相検出の原理を説明するためのベクトル図である。

【図24】従来の乗算式PLL法を用いた位相検出装置の構成図である。

【図25】従来の乗算式PLL法を用いた他の位相検出装置の構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0034】

以下、本発明の実施の形態を、本発明に係る位相検出装置を系統連系インバータに適用した場合を例に、添付図面を参照して具体的に説明する。なお、以下の説明では、説明の便宜上、電力系統の三相の電圧信号 v_u , v_v , v_w の基本波成分を $v_u = A_m \cdot \cos(\theta)$ (A_m :振幅、 θ :系統電圧の位相)、 $v_v = A_m \cdot \cos(\theta - 2\pi/3)$ 、 $v_w = A_m \cdot \cos(\theta - 4\pi/3)$ として説明する。

【0035】

まず、系統連系インバータについて、図1を用いて説明する。図1は、本発明に係る位相検出装置が適用される系統連系インバータの基本構成を示す図である。

【0036】

図1に示す系統連系インバータ1は、直流電力を交流電力に変換して商用電力系統に供給する三相の系統連系インバータである。

【0037】

系統連系インバータ1は、直流電力を出力する直流電源2、直流電源2から出力される直流電力を交流電力に変換するインバータ回路3、このインバータ回路3内のスイッチング素子TR1～TR6のオン・オフ動作を制御するインバータ制御部4、インバータ回路3から出力される交流電圧に含まれるスイッチングノイズを除去するフィルタ回路5、フィルタ回路5から出力される交流電圧のレベルを系統電圧に合わせて電力系統9に出力するための変圧器6、変圧器6から電力系統9に出力される出力電流を検出する電流検出器7及び電力系統9の電圧を検出する電圧検出器8を備える。

10

【0038】

直流電源2は、太陽光エネルギーを電気エネルギーに変換する太陽電池211で構成される。なお、燃料電池などの他の直流電源で構成されていてもよい。インバータ回路3は、6個のスイッチング素子TR1～TR6をブリッジ接続した、周知の電圧制御型インバータ回路で構成される。スイッチング素子としては、例えば、バイポーラトランジスタ、電界効果型トランジスタ、サイリスタ、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)等の半導体スイッチング素子が用いられるが、図1は、トランジスタを用いた例である。各トランジスタTR1～TR6には帰還ダイオードD1～D6が並列に接続されている。

【0039】

6個のトランジスタTR1～TR6は、インバータ制御部4から出力されるPWM信号によってそれぞれオン・オフ動作が制御される。インバータ制御部4からは相互にレベルが逆になっている2つのPWM信号S_{pwm1}、/S_{pwm1}を1組として、周期は同一でオン期間(パルス幅)の異なる3組のPWM信号(S_{pwm1i}、/S_{pwm1i}) (iは組の番号を示し、i=1, 2, 3である。)が出力される。第1の組のPWM信号(S_{pwm11}、/S_{pwm11})はトランジスタTR1とトランジスタTR2のベースに入力され、第2の組のPWM信号(S_{pwm12}、/S_{pwm12})はトランジスタTR3とトランジスタTR4のベースに入力され、第3の組のPWM信号(S_{pwm13}、/S_{pwm13})はトランジスタTR5とトランジスタTR6のベースに入力される。トランジスタTR1～TR6はPWM信号S_{pwm1i}、/S_{pwm1i}がハイレベルのときにオン(ON)状態(導通状態)となり、ローレベルのときにオフ(OFF)状態(遮断状態)となる。

20

【0040】

インバータ制御部4は、マイクロコンピュータによって構成され、そのマイクロコンピュータが予め設定されたプログラムによって所定の演算処理を実行することにより3組のPWM信号(S_{pwm1i}、/S_{pwm1i}) (i=1, 2, 3)を生成する制御を行う。なお、インバータ制御部4をFPGA(Field Programmable Gate Array)で実現することも可能である。

30

【0041】

フィルタ回路5は、等価的にインバータ回路3の3本の出力ラインにそれぞれインダクタL_Fを直列に接続し、3個の出力ライン間にキャパシタC_Fを並列に接続した回路構成のローパスフィルタである。インバータ回路3内の接続点a～cからは階段状にレベルが変化する波形の三相の電圧信号v_{a'}、v_{b'}、v_{c'}が出力される。電圧信号v_{a'}、v_{b'}、v_{c'}にはPWM信号S_{pwm1i}、/S_{pwm1i}によるトランジスタTR1～TR6のスイッチングノイズが含まれるが、フィルタ回路5を通すことによって、そのスイッチングノイズが除去され、正弦波状の波形の電圧信号v_a、v_b、v_cが出力される。フィルタ回路5から出力される三相の電圧信号(相電圧信号)v_a、v_b、v_cは、変圧器6によってその振幅が系統電圧とほぼ同一のレベルに調整されて電力系統9に出力される。

40

【0042】

インバータ制御部4は、例えば、系統連系インバータ1から電力系統9のU相に出力させる電圧信号v_aの場合、図2に示すように、電力系統9のU相の電圧ベクトルと同一の

50

電圧ベクトル V_{ar} と電圧ベクトル V_{aL} を合成した電圧ベクトル V_a を生成する制御を行。

【 0 0 4 3 】

電圧ベクトル V_{aL} は、系統連系インバータ 1 から電力系統 9 に電流 I_{aL} を流したとき（電力を供給したとき）に、系統連系インバータ 1 と電力系統 9 との間の負荷 L_a に生じる電圧降下分の電圧ベクトルである。負荷 L_a は厳密には抵抗分を含んでいるが、その値はリアクタンス分に比べて小さいので、図 2 では抵抗分を無視し、負荷 L_a をインダクタンス回路として記載している。電圧ベクトル V_{ar} は系統連系インバータ 1 を電力系統 9 に連系させるための電圧ベクトルである。負荷 L_a はインダクタンスであるから、力率 1 の運転をするために電圧ベクトル V_{aL} の位相は、電圧ベクトル V_{ar} に対してほぼ $\pi/2$ だけ進めている。10

【 0 0 4 4 】

インバータ制御部 4 は、最大電力点追従制御により電力系統 9 に供給する電流 I_{aL} , I_{bL} , I_{cL} を制御することで、系統連系インバータ 1 から電力系統 9 の U, V, W の各相に出力される電圧信号 v_a , v_b , v_c （電圧ベクトル V_{aL} に対応する電圧信号）を制御する。なお、インバータ制御部 4 は、電圧検出器 212 から入力される太陽電池 211 の出力電圧 V_{dc} によって太陽電池 211 の最大電力点を監視するとともに、変圧器 6 の出力ラインに設けられた電流検出器 7 から入力される U, V, W の各相の出力電流 I_{aL} , I_{bL} , I_{cL} を監視し、電流マイナーループによって各相の出力電流 I_{aL} , I_{bL} , I_{cL} が最大電力点追従制御で設定される目標値となるように制御する。20

【 0 0 4 5 】

また、インバータ制御部 4 は、変圧器 6 の出力ライン間に設けられた電圧検出器 8 から入力される電力系統 9 の U, V, W の各相の電圧信号 v_u , v_v , v_w を用いて電力系統 9 の電圧信号の基本波成分の振幅 A_m と位相（電圧ベクトル V_{ar} の振幅と位相に相当）を算出する。この位相を算出するために、インバータ制御部 4 には本発明に係る位相検出装置 10（図 3 参照）が設けられる。位相検出装置 10 は、後述するようにデジタル演算処理によって位相を算出するから、インバータ制御部 4 にはマイクロコンピュータに実行させる位相算出プログラムとして搭載される。

【 0 0 4 6 】

インバータ制御部 4 は、電流マイナーループで算出される電流 I_{aL} の制御値に基づき電圧ベクトル V_{aL} の振幅 A_L を算出し、この振幅 A_L と電力系統 9 の電圧信号の基本波成分の振幅 A_m 及び位相とを用いて系統連系インバータ 1 から出力させる U 相の電圧信号 v_a の目標値を算出する。また、インバータ制御部 4 は、同様の方法で、V 相, W 相の電圧信号 v_b , v_c の目標値を算出する。30

【 0 0 4 7 】

そして、インバータ制御部 4 は、電圧信号 v_a に基づいて PWM 信号 S_{pwm1} , / S_{pwm1} を生成し、電圧信号 v_b に基づいて PWM 信号 S_{pwm2} , / S_{pwm2} を生成し、電圧信号 v_c に基づいて PWM 信号 S_{pwm3} , / S_{pwm3} を生成する。

【 0 0 4 8 】

次に、インバータ制御部 4 に設けられる位相検出装置について説明する。図 3 は、本発明に係る位相検出装置のブロック構成を示す図である。40

【 0 0 4 9 】

図 3 に示す位相検出装置 10 は、電力系統 9 の三相の電圧信号（相電圧信号） v_u , v_v , v_w を検出した信号に含まれる不平衡成分や高調波成分を除去し、正規化した電圧信号の基本波成分（正弦波信号）とその基本波成分に直交する信号（余弦波信号）を算出する基本波直交成分算出部 10A と、基本波直交成分算出部 10A から出力される正弦波信号（瞬時値）及び余弦波信号（瞬時値）と位相検出装置 10 から出力される位相とを用いて PLL 演算処理により電力系統 9 の電圧信号の位相（）を出力する PLL 処理部 10B と、を有している。

【 0 0 5 0 】

基本波直交成分算出部 10 A は、電圧検出器 8 から入力される三相の電圧信号 v_u , v_v , v_w (所定のサンプリング周期で入力される瞬時値) を互いに直交する 2 相 (一相と相) の電圧信号 v_α , v_β に変換する三相 / 二相変換部 11 と、三相 / 二相変換部 11 から出力される電圧信号 v_α , v_β に含まれる不平衡成分と所定次数の高調波成分を除去する複素係数フィルタを用いた複素係数フィルタ部 12 と、複素係数フィルタ部 12 から出力される電圧信号 v_r , v_j を正規化する正規化部 13 と、を含む。なお、複素係数フィルタ部 12 のゲインを調整することにより正規化部 13 を省略することができる。

【0051】

三相 / 二相変換部 11 は、電圧検出器 8 から入力される三相の電圧信号 v_u , v_v , v_w を下記の(3)式、(4)式の演算を行うことにより互いに直交する電圧信号 v_α , v_β に変換する。
10

【0052】

【数2】

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (v_u - \frac{1}{2} \cdot v_v - \frac{1}{2} \cdot v_w) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_u - \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot v_v - \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot v_w \quad \cdots (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_w) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot v_v - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot v_w \quad \cdots (4) \end{aligned}$$

10

20

【0053】

図4は、三相二相変換部 11 の演算回路を示すブロック図である。同図に示すように、三相二相変換部 11 は、5 個の乗算器 11 a ~ 11 e と 2 個の加算器 11 f, 11 g で構成される。乗算器 11 a, 11 b, 11 d は、それぞれ(3)式の各項を演算する演算器であり、乗算器 11 c, 11 e は、それぞれ(4)式の各項を演算する演算器である。また、加算器 11 f は(3)式の各項を加算する演算器であり、加算器 11 g は(4)式の各項を加算する演算器である。
30

【0054】

電圧検出器 8 で検出される三相の電圧信号 v_u , v_v , v_w は、一般に、基本波成分以外に不平衡成分や 3 次、5 次、7 次、11 次などの奇数次の高調波成分(図5の周波数成分参照)が含まれる不平衡三相信号である。従って、三相二相変換部 11 からはこれらの成分についても三相二相変換した電圧信号が出力される。

【0055】

電圧信号 v_u , v_v , v_w の基本波成分 v_{su} , v_{sv} , v_{sw} を、

$$\begin{aligned} v_{su} &= A_{sm} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \\ v_{sv} &= A_{sm} \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 2\pi/3) \\ v_{sw} &= A_{sm} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

40

但し、 A_{sm} : 基本波成分の振幅、 ω_s : 系統電圧の角周波数、 $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$ とすると、基本波成分の電圧ベクトル V_{su} , V_{sv} , V_{sw} は、 $V_s = A_{sm} \cdot \exp(j \cdot \omega_s \cdot t)$ 、 $a = \exp(j \cdot 2\pi/3)$ として、

$$\begin{aligned} V_{su} &= V_s \quad \cdots (3A) \\ V_{sv} &= \exp(-j \cdot 2\pi/3) \cdot V_s \\ &= a^{-1} \cdot \underline{V_s} = a^2 \cdot V_s \quad \cdots (3B) \\ V_{sw} &= \exp(j \cdot 2\pi/3) \cdot V_s \\ &= a^{-2} \cdot \underline{V_s} = a \cdot V_s \quad \cdots (3C) \end{aligned}$$

で表わされる。

【0056】

50

また、不平衡成分 V_{su}' , V_{sv}' , V_{sw}' は、

$$V_{su}' = A_{sm}' \cdot \cos(\omega_s \cdot t)$$

$$V_{sv}' = A_{sm}' \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 4\pi/3)$$

$$V_{sw}' = A_{sm}' \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 2\pi/3)$$

但し、 A_{sm}' ：不平衡成分の振幅、

で表わされ、不平衡成分の電圧ベクトル V_{su}' , V_{sv}' , V_{sw}' は、 $V_s' = A_{sm}' \cdot \exp(j\omega_s \cdot t)$ として、

$$V_{su}' = V_s' \quad \dots \dots \dots (4A)$$

$$\begin{aligned} V_{sv}' &= \exp(-j\omega_s \cdot 4\pi/3) \cdot V_s' \\ &= a^{-2} \cdot V_s' = a \cdot V_s' \quad \dots (4B) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{sw}' &= \exp(-j\omega_s \cdot 2\pi/3) \cdot V_s' \\ &= a^{-1} \cdot V_s' = a^2 \cdot V_s' \quad \dots (4C) \end{aligned}$$

で表わされる。

【0057】

基本波成分の電圧ベクトル V_{su} , V_{sv} , V_{sw} は、図 6(a) に示すように、U, V, W の各相の電圧ベクトル V_{su} , V_{sv} , V_{sw} が反時計回り（左回り）に U, W, V の相順で均等に配置され、角周波数 $\omega_s = 2\pi f / t$ で反時計回りに回転するベクトルである。一方、不平衡成分は、U 相に対する V 相と W 相の位相差が基本波成分の U 相に対する V 相と W 相の位相差と逆になっているから、不平衡成分の相順は基本波成分の相順に対して逆になっている。従って、不平衡成分の電圧ベクトル V_{su}' , V_{sv}' , V_{sw}' は、図 6(b) に示すように、U, V, W の各相の電圧ベクトル V_{su}' , V_{sv}' , V_{sw}' が時計回りに U, W, V の相順で均等に配置され、角周波数 $\omega_s = 2\pi f / t$ で反時計回りに回転するベクトルとなっている。
20

【0058】

(3A) 式～(3C) 式で表わされる基本波成分の電圧ベクトル V_{su} , V_{sv} , V_{sw} を(3)式と(4)式に代入すると、電圧ベクトル V_s , V_s' は、

【数3】

$$V_{s\alpha} = \frac{(2 - a^2 - a)}{\sqrt{6}} \cdot V_s$$

$$= \frac{3}{\sqrt{6}} \cdot V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_s \quad \dots (5)$$

$$V_{s\beta} = \frac{(a^2 - a)}{\sqrt{2}} \cdot V_s$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot j(-\sqrt{3}) \cdot V_s$$

$$= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_s \quad \dots (6)$$

となる。

【0059】

基本波成分の二相電圧信号 v_s , v_s' は、電圧ベクトル V_s , V_s' の実軸上への投影値で与えられるから、三相 / 二相変換部 11 から出力される基本波成分の二相電圧信号 v_s , v_s' は、

$$v_s = (3/2) \cdot A_{sm} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad \dots (7)$$

$$v_s' = (3/2) \cdot A_{sm} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \quad \dots (8)$$

となる。
40

【0060】

同様に、(4A)式～(4C)式を(5)式と(6)式に代入すると、電圧ベクトル V_s' 、 V_s'' は、 $V_s' = (3/2) \cdot V_s$ 、 $V_s'' = j \cdot (3/2) \cdot V_s$ となるから、三相／二相変換部11から出力される不平衡成分の相電圧信号 v_s' 、 v_s'' は、

$$v_s' = (3/2) \cdot A_{sm}' \cdot \cos(\omega_s t) \dots (9)$$

$$v_s'' = - (3/2) \cdot A_{sm}' \cdot \sin(\omega_s t) \dots (10)$$

となる。また、 $\cos(\omega_s t) = \cos(-\omega_s t)$ 、 $\sin(\omega_s t) = -\sin(-\omega_s t)$ であるから、これらを(9)式、(10)式に代入すると、

$$v_s' = (3/2) \cdot A_{sm}' \cdot \cos(-\omega_s t) \dots (9')$$

$$v_s'' = (3/2) \cdot A_{sm}' \cdot \sin(-\omega_s t) \dots (10')$$

となる。

【0061】

(9')式及び(10')式と(7)式及び(8)式を比較すると、基本波成分の角周波数が「 ω_s 」であるのに対し、不平衡成分の角周波数が「 $-\omega_s$ 」である点が相違する。すなわち、三相／二相変換部11から出力される基本波成分の二相電圧信号 v_s 、 v_s の周波数を「正の周波数」とすると、不平衡成分の二相電圧信号 v_s' 、 v_s'' は、三相／二相変換部11から「負の周波数」で出力されるということができる。

【0062】

図5において、基本波成分を正の周波数領域の周波数「 f_s 」の位置に表示し、不平衡成分の周波数を「 $-f_s$ 」として不平衡成分を負の周波数領域の周波数「 $-f_s$ 」の位置に表示しているのは上記の周波数の関係を示している。なお、図5には、位相検出に影響のある5次、7次、11次の高調波成分のみを描いている。3の整数倍の高調波成分は線間電圧には表れず、相電圧でも結線のトランスで除去され、11次よりも大きい奇数次の高調波成分はレベルが小さく、無視し得るからである。

【0063】

不平衡成分が負の周波数になるのは、不平衡成分の相順が基本波成分の相順に対して逆になるからであるから、基本波成分の周波数 f_s をn倍(n:2以上の整数)したn次高調波成分についても同様で、n次高調波成分の相順が基本波成分と同一になる場合は、その周波数 f_{ns} (添え字nは次数)は正の周波数となり、n次高調波成分の相順が基本波成分と逆になる場合は、その周波数 f_{ns} は負の周波数となる。

【0064】

5次、7次、11次の高調波成分は、U、V、Wの各相の電圧ベクトルを V_{nu} 、 V_{nv} 、 V_{nw} (添え字のnは次数)と表記し、電圧ベクトル V_n を $V_n = A_{nm} \cdot \exp(j \cdot n \cdot \omega_s t)$ (A_{nm} :n次高調波成分の振幅)とすると、

$$V_{nu} = V_n$$

$$V_{nv} = V_n \cdot \exp(-j \cdot 2n / 3)$$

$$V_{nw} = V_n \cdot \exp(-j \cdot 4n / 3)$$

但し、 $n = 5, 7, 11$

で表わされる。 $\exp(-j \cdot 2n / 3) = \{\exp(-j \cdot 2 / 3)\}^n = a^{2n}$ 、 $\exp(-j \cdot 4n / 3) = \{\exp(-j \cdot 4 / 3)\}^n = a^n$ であるから、電圧ベクトル V_{nu} 、 V_{nv} 、 V_{nw} は、

$$V_{nu} = V_n$$

$$V_{nv} = a^{2n} \cdot V_n$$

$$V_{nw} = a^n \cdot V_n$$

と表わされる。

【0065】

5次高調波成分の電圧ベクトル V_{5u} 、 V_{5v} 、 V_{5w} と11次高調波成分の電圧ベクトル V_{11u} 、 V_{11v} 、 V_{11w} は、

$$(V_{5u}, V_{5v}, V_{5w}) = (V_5, a^{10} \cdot V_5, a^5 \cdot V_5)$$

$$\begin{aligned}
 &= (V_5, a \cdot V_5, a^2 \cdot V_5) \\
 (V_{11u}, V_{11v}, V_{11w}) &= (V_{11}, a^{22} \cdot V_{11}, a^{11} \cdot V_{11}) \\
 &= (V_{11}, a \cdot V_{11}, a^2 \cdot V_{11})
 \end{aligned}$$

となり、U, V, Wの相順は基本波成分に対して逆になるので、5次高調波成分及び11次高調波成分の周波数は負の周波数となる。

【0066】

一方、7次高調波成分の電圧ベクトル V_{7u} , V_{7v} , V_{7w} は、

$$\begin{aligned}
 (V_{7u}, V_{7v}, V_{7w}) &= (V_7, a^{14} \cdot V_7, a^7 \cdot V_7) \\
 &= (V_7, a^2 \cdot V_7, a \cdot V_7)
 \end{aligned}$$

となり、U, V, Wの相順は基本波成分に対して同じになるので、7次高調波成分の周波数は正の周波数となる。 10

【0067】

従って、図5では、5次高調波成分と11次高調波成分は、負の周波数領域の周波数「 $-5f_s$ 」と「 $-11f_s$ 」の位置にそれぞれ表示され、7次高調波成分は正の周波数領域の周波数「 $7f_s$ 」の位置に表示されている。

【0068】

また、5次高調波成分を三相二相変換した電圧信号 (v_5 , v_5) は、不平衡成分を三相二相変換した電圧信号 (v_s' , v_s') の周波数を5倍したものとなり、11次高調波成分を三相二相変換した電圧信号 (v_{11} , v_{11}) は、同電圧信号 (v_s' , v_s') の周波数を11倍したものとなり、7次高調波成分を三相二相変換した電圧信号 (v_7 , v_7) は、基本波成分を三相二相変換した電圧信号 (v_s , v_s) の周波数を7倍したものとなるから、 20

$$\begin{aligned}
 v_5 &= (3/2) \cdot A_{5m} \cdot \cos(-5 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (11) \\
 v_5' &= (3/2) \cdot A_{5m} \cdot \sin(-5 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (12) \\
 v_7 &= (3/2) \cdot A_{7m} \cdot \cos(7 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (13) \\
 v_7' &= (3/2) \cdot A_{7m} \cdot \sin(7 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (14) \\
 v_{11} &= (3/2) \cdot A_{11m} \cdot \cos(-11 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (15) \\
 v_{11}' &= (3/2) \cdot A_{11m} \cdot \sin(-11 \frac{2\pi}{f_s} t) \dots (16)
 \end{aligned}$$

で表わされる。

【0069】

従って、三相 / 二相変換部11から複素係数フィルタ部12には、(7)式～(16)式で表わされる基本波成分、不平衡成分及び5次、7次、11次の高調波成分の二相電圧信号 (v_s , v_s), (v_s' , v_s'), (v_n , v_n) ($n = 5, 7, 11$) を含む二相電圧信号 (v , v) が outputされる。 30

【0070】

複素係数フィルタ部12は、z変換表現による伝達関数 $H(z)$ が下記の(17)式で表される1次のIIRフィルタからなる複素係数バンドパスフィルタ(BPF)で構成される。(17)式において、複素係数 a_1 における f_d [Hz] は、通過帯域の中心周波数 f_0 をサンプリングレートで正規化した正規化周波数、 ω_d [rad/s] は正規化角周波数である。例えば、中心周波数 f_0 を系統周波数 f_s に設定し、サンプリング周波数を「 f_{sr} 」とすると、 f_d は f_s / f_{sr} 、 ω_d は $2\pi \cdot f_d = 2\pi \cdot (f_s / f_{sr})$ となる。なお、正規化した角周波数 ω_d は、 $-\pi < \omega_d < \pi$ である。また、 r は、通過帯域の帯域幅を決めるパラメータ ($0 < r < 1$) である。 40

【0071】

【数4】

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{b_0}{1 - a_1 \cdot z^{-1}} \\ &= \frac{1 - r}{1 - r \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_d) \cdot z^{-1}} = \frac{1 - r}{1 - r \cdot \exp(j \cdot \Omega_d) \cdot z^{-1}} \quad \dots (17) \end{aligned}$$

【0072】

図7は、上記(17)式の演算処理を行う処理回路を示すブロック図である。同図に示すように、複素係数フィルタ部12は、(17)式の分母の演算処理がフィードバック回路で構成され、そのフィードバック回路の出力に分子の係数**₀**を乗算する回路によって構成される。

【0073】

図7に示すブロック図において、 $u[k]$ (k :離散時間を表すインデックス番号)は入力データ、 $x[k]$ は複素係数フィルタ部12の状態データ、 $y[k]$ は複素係数フィルタ部12の出力データである。入力データ $u[k]$ 、状態データ $x[k]$ 及び出力データ $y[k]$ の間に

$$\begin{aligned} x[k] &= r \cdot \exp(j \cdot \Omega_d) \cdot x[k-1] + u[k] \dots (18) \\ y[k] &= (1 - r) \cdot x[k] \dots (19) \end{aligned}$$

が成立する。

【0074】

複素係数フィルタ部12は複素係数フィルタで構成されるので、入力データ $u[k]$ が複素データか実データ(複素データの虚数部が「0」のデータ)かに関わらず、状態データ $x[k]$ 及び出力データ $y[k]$ が複素信号のデータとなる。従って、入力データ $u[k]$ 、状態データ $x[k]$ 及び出力データ $y[k]$ をそれぞれ $u[k] = u_r[k] + j \cdot u_j[k]$ 、 $x[k] = x_r[k] + j \cdot x_j[k]$ 、 $y[k] = y_r[k] + j \cdot y_j[k]$ 、複素係数 a_1 を $a_1 = r \cdot \exp(j \cdot \Omega_d) = r \cdot \cos(\Omega_d) + j \cdot \{r \cdot \sin(\Omega_d)\}$ として(18)式と(19)式に代入し、実数部と虚数部の関係式に分けると、

$$x_r[k] = r \cdot \cos(\Omega_d) \cdot x_r[k-1] - r \cdot \sin(\Omega_d) \cdot x_j[k-1] + u_r[k] \dots (20)$$

$$x_j[k] = r \cdot \cos(\Omega_d) \cdot x_j[k-1] + r \cdot \sin(\Omega_d) \cdot x_r[k-1] + u_j[k] \dots (21)$$

$$y_r[k] = (1 - r) \cdot x_r[k] \dots (22)$$

$$y_j[k] = (1 - r) \cdot x_j[k] \dots (23)$$

となる。

【0075】

バンドパスフィルタを実係数の2次IIRフィルタで構成した場合、その2次IIRフィルタの伝達関数 $H(z)$ ($z = \exp(j \cdot \Omega_d)$)は、

$$H(z) = (1 - r^2 + 2(r - 1) \cdot r \cdot \cos(\Omega_d) \cdot z^{-1}) / (1 - 2r \cdot \cos(\Omega_d) \cdot z^{-1} + r^2 \cdot z^{-2})$$

で表わされる。この伝達関数 $H(z)$ の振幅特性 $M(\omega)$ を求めるとき、 $(1 - 2r \cdot \cos(\Omega_d \pm \Omega_d)) + r^2 = 0$ を満たすで極が表れるから、2次IIRフィルタはその極の周波数を通過させる特性を有する。 $r = 1$ とすると、 $\cos(\Omega_d \pm \Omega_d) = 1$ より、2次IIRフィルタを通過させる正規化周波数 f_d は $f_d = \pm \Omega_d / 2$ となり、正規化角周波数 Ω_d を基本波成分の角周波数に設定した実係数の2次IIRフィルタでは、不平衡成分も通過されることになる。

【0076】

実係数の2次IIRフィルタに対し、(17)式に示す伝達関数 $H(z)$ の振幅特性 $M(\omega)$ を求めるとき、 $M(\omega) = (1 - r) / \sqrt{1 - 2r \cdot \cos(\Omega_d - \omega) + r^2}$ となり、 $(1 - 2r \cdot \cos(\Omega_d - \omega) + r^2) = 0$ を満たすだけに極が表れるから、正規化角周波数 Ω_d を基本波成分の角周波数に設定した複素係数の1次IIRフィルタでは、基本波成分だけを通過させ、不平衡成分や高調波成分を通過させることはない。従って、複素係数フィルタ部12は、図5に示す周波数特性を有することになるから、中心周波数 f_0 を系統周波数

10

20

40

50

f_s に設定することにより、複素係数フィルタ部12によって電圧信号 v_r, v_j に含まれる不平衡成分と高調波成分((9)式~(16)式に示す成分)を好適に除去することができる。

【0077】

図8は、(20)式~(23)式に基づき複素係数フィルタ部12の複素演算処理を行う回路構成を示す図である。同図において、係数 a_r と係数 a_j はそれぞれ複素係数 $a_1 = r \cdot e^{j\theta}$ の実数部と虚数部であり、 $a_r = r \cdot \cos(\theta)$ 、 $a_j = r \cdot \sin(\theta)$ である。

【0078】

同図に示すように、複素係数フィルタ部12は、6個の乗算器12a~12fと、2個の加算器12g, 12hと、2個の遅延回路12i, 12jで構成される。遅延回路12iは、状態データの実数部 $x_r[k-1]$ を生成する回路であり、遅延回路12jは、状態データの虚数部 $x_j[k-1]$ を生成する回路である。乗算器12a, 12bはそれぞれ(20)式の第1項と第2項(負の符号を含む)を演算する演算器であり、加算器12gは(20)式の第1項と第2項と第3項を加算する演算器である。従って、加算器12gから(20)式で示す状態データの実数部 $x_r[k]$ が出力される。

【0079】

一方、乗算器12d, 12cはそれぞれ(21)式の第1項と第2項を演算する演算器であり、加算器12hは(21)式の第1項と第2項と第3項を加算する演算器である。従って、加算器12hから(21)式で示す状態データの虚数部 $x_j[k]$ が出力される。また、乗算器12e, 12fはそれぞれ(22)式と(23)式を演算する演算器である。

【0080】

本実施形態では、三相二相変換部11を設け、三相の電圧信号 v_u, v_v, v_w を互いに直交する電圧信号 v_r, v_j に変換しているが、電圧信号 v_r, v_j は、それぞれ複素データ $u_r + j u_j$ の実数部と虚数部に対応させることができるので、電圧信号 v_r のサンプリングデータを入力データの実数部 $u_r[k]$ として加算器12gに入力し、電圧信号 v_j のサンプリングデータを入力データの虚数部 $u_j[k]$ として加算器12hに入力している。

【0081】

電圧信号 v_r のサンプリングデータが複素係数フィルタ部12に入力される毎に、遅延回路12i、乗算器12a, 12b, 12e及び加算器12gで(20)式及び(22)式の演算処理が繰り返され、これにより、乗算器12eから(7)式で示される基本波成分の三相二相変換信号 v_s のみの出力データ $y_r[k]$ が出力される。また、電圧信号 v_j のサンプリングデータが複素係数フィルタ部12に入力される毎に、遅延回路12j、乗算器12c, 12d, 12f及び加算器12hで(21)式及び(23)式の演算処理が繰り返され、これにより、乗算器12fから(8)式で示される基本波成分の三相二相変換信号 v_s のみの出力データ $y_j[k]$ が出力される。

【0082】

なお、図3では、第1複素係数フィルタ部12から出力データ $y_r[k], y_j[k]$ によって出力される電圧信号を電圧信号 v_r, v_j と区別するため、それぞれ「 v_r 」、「 v_j 」と表記している。

【0083】

なお、複素係数フィルタ部12から出力される、(7), (8)式で表わされる電圧信号 v_r, v_j は、電力系統9のU相の電圧ベクトル V_u の回転基準を実軸R方向とし、U相の電圧信号 v_u の位相角 θ を「0」とした場合であるが、電力系統9のU相の電圧信号 v_u の位相がずれ、位相角 θ の場合は、複素係数フィルタ部12から出力される電圧信号 v_r, v_j は、 $v_r = A_{sm} \cdot \cos(\theta_s + \phi)$ 、 $v_j = A_{sm} \cdot \sin(\theta_s + \phi)$ となる。

【0084】

正規化部13は、複素係数フィルタ部12から出力される電圧信号 v_r, v_j のレベルを「1」に正規化する演算処理を行う。複素係数フィルタ部12から出力される電圧信号 v_r, v_j は振幅が同一の正弦波信号と余弦波信号で、 $(v_r^2 + v_j^2)$ を演算することにより振幅が求められるから、正規化部13では、出力データ $y_r[k], y_j[k]$ に対してそれぞ

10

20

30

40

50

れ $y_r[k] / (\sqrt{y_r[k]^2 + y_j[k]^2})$ と $y_j[k] / (\sqrt{y_r[k]^2 + y_j[k]^2})$ の演算処理を行つて電圧信号 v_r, v_j の正規化処理が行われる。従つて、正規化部 13 からは、 $v_r' = \cos(\theta)$ と $v_j' = \sin(\theta) (\theta = \omega t)$ で表わされる信号のデータが出力される。

【0085】

P L L 处理部 10B は、基本波直交成分算出部 10A から出力される正規化された電圧信号 v_r', v_j' と、当該 P L L 处理部 10B から出力される位相 θ' (以下、「出力位相 θ' 」という。) とを用いて電圧信号 v_r, v_j の位相 ϕ (以下、「入力位相 ϕ 」という。) と出力位相 θ' の位相差 $\phi - \theta' (= \phi')$ を算出する位相差演算部 14 と、位相差に基づいて出力位相 θ' を更新する位相更新部 15 とを含む。

【0086】

位相差演算部 14 は、 $\sin(\phi) \cdot \cos(\theta') - \cos(\phi) \cdot \sin(\theta')$ の三角関数の乗算式で表わされる演算を行うものである。位相差演算部 14 は、図 9 に示すように、出力位相 θ' に対し正弦値 $\sin(\theta')$ を演算する正弦値演算器 14a と、出力位相 θ' に対して余弦値 $\cos(\theta')$ を演算する余弦値演算器 14b と、正弦値 $\sin(\phi)$ と基本波直交成分算出部 10A から出力される正規化された電圧信号 v_r' (余弦値 $\cos(\phi)$) とを乗算する乗算器 14c と、余弦値 $\cos(\phi)$ と基本波直交成分算出部 10A から出力される正規化された電圧信号 v_j' (正弦値 $\sin(\phi)$) とを乗算する乗算器 14d と、乗算器 14c の乗算結果と乗算器 14d の乗算結果を加算する加算器 14e で構成されている。

【0087】

$\sin(\phi) \cdot \cos(\theta') - \cos(\phi) \cdot \sin(\theta') = \sin(\phi - \theta')$ で、 $|\phi - \theta'| = |\phi|$ が微小であれば、 $\sin(\phi - \theta')$ であるから、位相差演算部 14 は実質的に位相差を演算している。なお、正規化された互いに直交する電圧信号 v_r', v_j' に対して d q 変換処理を行い、d 軸上の電圧信号 v_d と q 軸上の電圧信号 v_q を算出する場合、その d q 変換処理は、

【数 5】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta' & \sin \theta' \\ -\sin \theta' & \cos \theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r' \\ v_j' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta' & \sin \theta' \\ -\sin \theta' & \cos \theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{bmatrix}$$

より、 $v_q = -\cos(\phi) \cdot \sin(\theta') + \sin(\phi) \cdot \cos(\theta') = \sin(\phi - \theta')$ であるから、位相差演算部 14 における演算処理は、基本波直交成分算出部 10A から出力される正規化された互いに直交する相電圧信号 v_r', v_j' に対して d q 変換処理を行い、q 軸上の電圧信号 v_q を算出する処理と言つてもできる。

【0088】

位相更新部 15 は、位相差演算部 14 から出力される位相差 ϕ' をループフィルタ 15a に通した後、その出力 (位相差 ϕ' の微分値で角周波数 ω に相当する値) に加算器 15b で所定の基準値 ω_0 (本実施形態では系統周波数 f_s の角周波数 $\omega_s = 2\pi f_s$ に設定) を加算し、その加算値 $\phi' = \omega_0 + \omega$ に積分器 15c で積分処理を行つて位相 θ' を算出する。

【0089】

例えれば、電力系統 9 の位相 $\phi = 2\pi f_s \cdot t$ が安定していれば、位相更新部 15 から出力される出力位相 θ' は入力位相 ϕ に収束し、位相差演算部 14 から出力される位相差 ϕ' は「0」になるから、位相更新部 15 から出力される出力位相 θ' は、 $\theta' = \phi = 2\pi f_s \cdot t$ に保持されている。この状態で、電力系統 9 の位相 ϕ が瞬間にだけ増加すると、位相差演算部 14 からは $(\phi + \omega) - \theta' = \omega$ の位相差 ω が出力されるから、位相更新部 15 では θ' が位相差 ω に基づく ω だけ増加し、位相更新部 15 における電圧ベクトル V' (図 23 に示した電圧ベクトル V' 参照) の角速度が増加して電力系統 9 の電圧ベクトル V (図 23 に示した電圧ベクトル V 参照) の位相 ϕ の変動に追従するようになる。従つて、P L L 处理部 10B で出力位相 θ' の更新処理が繰り返されることにより位相差 ω が減少し、 $\theta' = 0$ になると、すなわち、出力位相 θ' が $\theta' = 2\pi f_s \cdot t + \phi$ になると、位相更新部 15 から出力される出力位相 θ' はその値に保持され

10

20

30

40

50

ることになる。

【0090】

図10は、位相差 ϕ を求める他の方法の位相差演算部14'を示すブロック図である。図9は、三角関数の乗算式を用いて位相差 ϕ の正弦値 $\sin(\phi)$ を演算する方法であったが、図10に示す方法は、図11に示すように、出力位相 ϕ' の正弦波信号 $\sin(\phi')$ を生成し、この正弦波信号 $\sin(\phi')$ と基本波直交成分算出部10Aから出力される正規化された電圧信号 $v_{j'} = \sin(\phi)$ の位相差 ϕ を直接カウントする方法である。具体的には、電圧信号 $v_{j'} = \sin(\phi)$ が負側から正側にゼロレベルを交差するタイミング t_1 を検出するとともに、正弦波信号 $\sin(\phi')$ が負側から正側にゼロレベルを交差するタイミング t_1' を検出し、 t_1 と t_1' の間の時間 T を求め、その時間 T から位相差 ϕ を求める方法である。なお、 $\sin(\phi)$ の周期を T とすると、 $T / T = 1 / 2$ であるから、位相差 ϕ は $\phi = 2\pi \cdot T / T$ を演算することにより求められる。
10

【0091】

図10に示す位相差演算部14'は、基本波直交成分算出部10Aから出力される正規化された電圧信号 $\sin(\phi)$ のレベルをゼロレベルと比較する比較器14fと、比較器14fの出力信号を用いて電圧信号 $\sin(\phi')$ のレベルがゼロレベルを交差するタイミングを検出する第1のゼロクロス検出器14gと、出力位相 ϕ' に対して正弦値 $\sin(\phi')$ を演算する正弦値演算器14hと、正弦値演算器14hから出力される正弦値 $\sin(\phi')$ のレベルをゼロレベルと比較する比較器14iと、比較器14iの出力信号を用いて正弦値 $\sin(\phi')$ のレベルがゼロレベルを交差するタイミングを検出する第2のゼロクロス検出器14jと、電圧信号 $\sin(\phi)$ の周波数よりも高周波のクロックCLKを発生するクロック発生器14kと、第1のゼロクロス検出器14gと第2のゼロクロス検出器14jから出力される検出信号を用いてクロックCLKのパルス数をカウントするカウンタ14lと、カウンタ14lでカウントされるカウント数Nから位相差 ϕ を算出する位相差演算器14mで構成されている。
20

【0092】

比較器14f, 14iは、例えば、電圧信号 $\sin(\phi), \sin(\phi')$ のレベルがゼロレベルより小さいと、ローレベルを出力し、ゼロレベル以上になると、ハイレベルを出力する。従って、図11に示すように、比較器14fからは電圧信号 $\sin(\phi)$ のレベルが負レベルから正レベルに交差するタイミング t_1 でハイレベルになり、正レベルから負レベルに交差するタイミング t_2 でローレベルになるゼロクロス検出信号 S_{z1} が出力され、比較器14iからは電圧信号 $\sin(\phi')$ のレベルが負レベルから正レベルに交差するタイミング t_1' でハイレベルになり、正レベルから負レベルに交差するタイミング t_2' でローレベルになるゼロクロス検出信号 S_{z2} が出力される。
30

【0093】

カウンタ14lは、正弦波信号 $\sin(\phi')$ が基本波直交成分算出部10Aから出力される電圧信号 $v_{j'} = \sin(\phi)$ より遅れている場合は、図11に示すように、ゼロクロス検出信号 S_{z1} の立ち上がり信号でカウント値をゼロにリセットしてクロックCLKのパルスのカウントを開始し、ゼロクロス検出信号 S_{z2} の立ち上がり信号でクロックCLKのパルスのカウントを停止し、そのカウント数Nを位相差演算器14mに出力する。一方、正弦波信号 $\sin(\phi')$ が電圧信号 $v_{j'} = \sin(\phi)$ より進んでいる場合は、ゼロクロス検出信号 S_{z2} の立ち上がり信号でカウント値をゼロにリセットしてクロックCLKのパルスのカウントを開始し、ゼロクロス検出信号 S_{z1} の立ち上がり信号でクロックCLKのパルスのカウントを停止し、そのカウント数Nを位相差演算器14mに出力する。すなわち、カウンタ14lは、 $|t_1 - t_1'|$ の期間を示すカウント数Nを算出する。
40

【0094】

位相差演算器14mは、カウント数Nと係数 $K = 2\pi / N_T$ (N_T : 周期TにおけるクロックCLKのパルスカウント数)の乗算を行い、位相差 ϕ を算出する。なお、クロックCLKの周期を T とすると、周期 $T = N_T \cdot T$ である。上記のように $\phi = 2\pi \cdot N \cdot T / N_T = 2\pi \cdot (N / N_T)$ となる。
50

【0095】

図12は、本発明に係る位相検出装置10（複素係数フィルタ部12を複素係数バンドパスフィルタとし、位相差演算部14を三角関数の乗算式 $\sin(\theta - \phi)$ で位相差を算出する方式としたもの）から出力される出力位相 θ' を有する電圧ベクトル V' の周波数 f' の応答特性をシミュレーションした結果である。また、図13は、シミュレーション開始から0.3秒後の電圧ベクトル V' の周波数 f' の変動状態を拡大した図である。なお、位相検出装置10の位相差演算部14は、図9に示す構成のものである。また、図12、図13では、縦軸に電圧ベクトル V' の周波数 $f' = \theta' / (2\pi) [Hz]$ を取っている。

【0096】

図12は、電力系統の電圧信号の位相（周波数 $f =$ 系統周波数 $f_s = 60 Hz$ 。位相角 $\theta = 0$ ）が安定している状態でシミュレーションを開始し、シミュレーション開始から0.2秒後に電力系統9の位相 θ を瞬時に90度進ませた場合（ $\theta = 2f_s \cdot t + \pi/2$ とした場合）の位相検出装置10の応答特性を示している。電圧検出器8の検出電圧信号 v_u, v_v, v_w に含まれる不平衡成分の含有条件を5%とし、5次、7次、11次の高調波成分の含有条件をそれぞれ5%としている。また、複素係数フィルタ部12の通過帯域の中心周波数 f_0 は系統周波数 $f_s = 60 Hz$ に設定している。

【0097】

図12に示すように、シミュレーション開始から0.2秒後に電力系統の位相 θ を瞬時に「 $2f_s \cdot t$ 」から「 $2f_s \cdot t + \pi/2$ 」に変化させると、位相検出装置10は、位相差演算部14から出力される位相差 θ' が「0」から「 $\pi/2$ 」に急変するので、その位相差 θ' の急変に基づいて出力位相 θ' を増加させる。位相急変時（時刻0.2秒）は、位相差 θ' が大きいので、位相検出装置10は、PLL処理部10Bにおける電圧ベクトル V' の周波数 f' を急上昇させて電圧ベクトル V' を電力系統9の電圧ベクトル V に合わせるようにPLL動作をするが、その後は上昇させた周波数 f' を減少させて電圧ベクトル V' を電力系統9の電圧ベクトル V に一致させるようにPLL動作をする。

【0098】

位相急変時（時刻0.2秒）から0.05秒が経過するまでの間にPLL処理部10Bにおける電圧ベクトル V' の周波数 f' が凡そ75Hzをピークにパルス状に変化しているのは、その様子を示している。また、位相急変時（時刻0.2秒）から0.1秒経過した時（時刻0.3秒）には、図13に示すように、位相検出装置10におけるPLL動作は、周波数 f' のリップルが±0.012Hz程度（系統周波数 $f_s = 60 Hz$ に対して変動幅0.04%程度）となるので、位相検出装置10の出力位相 θ' は、位相急変時（時刻0.2秒）から0.1秒以内に電力系統の変化後の位相 θ に整定することができる。

【0099】

図12、図13のシミュレーション結果より、本発明に係る位相検出装置10によれば、電力系統9の位相 θ が急峻に変動した場合でも十分にその変動に追従し、高い応答精度で電力系統9の位相 θ を検出することができる効果を奏する。

【0100】

上記実施形態では、複素係数フィルタ部12をバンドパスフィルタで構成したが、抑制したい不平衡成分や高調波成分が分かっているのであれば、それらの成分を抑制する複素係数ノッチフィルタ（BEF）で構成してもよい。例えば、抑制したい周波数が不平衡成分（- f_s ）と5次、7次、11次の高調波成分（-5 f_s , +7 f_s , -11 f_s ）の場合、それらの周波数毎にz変換表現による伝達関数 $H(z)$ が下記の(24)式で表される複素係数ノッチフィルタを設け、それらを多段に接続することによって図14に示す周波数特性を有するノッチフィルタを構成するとよい。

【0101】

10

20

30

40

【数6】

$$H(z) = \frac{r \cdot (1 - \exp(j \cdot \Omega_d) \cdot z^{-1})}{1 - r \cdot \exp(j \cdot \Omega_d) \cdot z^{-1}} \quad \dots (24)$$

【0102】

なお、 Ω_d は、 $\Omega_d = 2 \pi \cdot (f / f_{sr})$ であり、 $f = -f_s$ に設定すると、不平衡成分 $(-f_s)$ に対する複素係数ノッチフィルタとなる。また、 $f = -5f_s$ 、 $f = +7f_s$ 、 $f = -11f_s$ に設定すると、それぞれ5次、7次、11次の高調波成分に対する複素係数ノッチフィルタとなる。従って、図17に示すように、 $-f_s$ 、 $-5f_s$ 、 $+7f_s$ 、 $-11f_s$ を阻止周波数とする複素係数ノッチフィルタ121, 122, 123, 124を10
継続接続することにより、図14に示す周波数特性を有するノッチフィルタが構成される。

【0103】

また、上記(24)式の演算処理を行う処理回路のブロック図は、図15に示す構成となり、複素係数ノッチフィルタ(BEF)を用いた複素係数フィルタ部12の複素演算処理を行う回路は、図16に示す構成となる。図15は、図7に示すブロック図に対して、入力データ $u[k]$ から出力データ $y[k]$ を減算し、その減算値を偏差出力データ $e[k]$ として出力する回路を追加したものである。また、図16は、図8に示すブロック図に対して、実数部の乗算器12eの後段に加算器12kを追加し、当該加算器12kで入力データの実数部 $u_r[k]$ から出力データ $y[k]$ の実数部 $y_r[k]$ を減算して偏差出力データの実数部 $e_r[k]$ を出力し、虚数部の乗算器12fの後段に加算器12lを追加し、当該加算器12lで入力データの虚数部 $u_j[k]$ から出力データ $y[k]$ の虚数部 $y_j[k]$ を減算して偏差出力データの虚数部 $e_j[k]$ を出力する構成としたものである。
20

【0104】

図16に示す回路は、図8に示す回路に対して、上述した加算器12k, 12lでの減算処理が追加された点が異なるだけであるから、図16に示す回路の演算処理の詳細説明は省略する。

【0105】

図18は、複素係数フィルタ部を図14に示す周波数特性を有する複素係数ノッチフィルタとし、位相差演算部14を三角関数の乗算式 $\sin(\theta - \phi)$ で位相差を算出する方式とした位相検出装置10の位相検出の応答特性(位相検出装置から出力される位相 θ を有する電圧ベクトル V の周波数の変動状態)をシミュレーションした結果である。また、図19は、シミュレーション開始から0.3秒後に位相検出装置10から出力される電圧ベクトル V の周波数 f の変動状態を拡大した図である。シミュレーションの条件やグラフの表示様子は、図12, 図13の場合と同一である。
30

【0106】

複素係数ノッチフィルタを用いた場合は、図18に示すように、位相急変時(時刻0.2秒)の直後からPLL処理部10Bにおける電圧ベクトル V の周波数 f が急上昇し、凡そ110Hzをピークにパルス状に変化した後、位相急変時から凡そ0.02秒経過後(時刻0.22秒)には位相検出装置10の出力位相 θ が電力系統の変化後の位相に整定することが確認できた。また、図19に示すように、位相急変時から0.1秒経過後(時刻0.3秒)における周波数 f のリップルはほぼゼロであることも確認できた。従って、複素係数ノッチフィルタを用いた場合は、応答速度及び検出精度のいずれも複素係数バンドパスフィルタを用いた場合よりも高い性能であることが確認できた。
40

【0107】

図20は、複素係数フィルタ部を複素係数ノッチパスフィルタとし、位相差演算部を $\sin(\theta - \phi)$ と $\sin(\theta')$ の位相差 ϕ を直接カウントする方式(図10に示す位相差演算部14'を用いたもの)とした位相検出装置10の位相検出の応答特性(位相検出装置から出力される位相 θ' を有する電圧ベクトル V の周波数の変動状態)をシミュレーションした結果である。また、図21は、シミュレーション開始から4.9秒後に位相検出装置10
50

から出力される電圧ベクトル V' の周波数 f' の変動状態を拡大した図である。シミュレーションの条件やグラフの表示様は、図12、図13の場合と同一である。

【0108】

図10に示す位相差演算部14'を用いた場合は、図20に示すように、位相急変時(時刻0.2秒)の直後にPLL処理部103における電圧ベクトル V' の周波数 f' が凡そ60.48Hzに上昇するが、その後は徐々に減少して位相急変時から凡そ2.8秒経過後(時刻3.0秒)に位相検出装置10の出力位相 ϕ' が電力系統の変化後の位相 ϕ に整定する。また、図21に示すように、位相急変時から4.7秒経過後(時刻4.9秒)における周波数 f' のリップルはほぼゼロになる。

【0109】

図10に示す位相差演算部14'を用いた場合は、図9に示す相差演算部14を用いた場合よりも出力位相 ϕ' が位相急変時から変化後の位相 ϕ に整定するまでに時間を要しているが、これは $\sin(\phi)$ の瞬時値と $\sin(\phi')$ の瞬時値を比較して位相差 $\phi - \phi'$ を算出するからであると考えられる。位相差演算部14'を用いることによる速応性の低下は、ループフィルタの値を調整することにより改善することができる。また、整定時のリップルがほぼゼロになっているのは、複素係数ノッチフィルタを用いていることによるものと考えられる。

10

【0110】

以上より、本実施形態に係る位相検出装置10を用いると、PLL法を用いて位相を検出するPLL処理部10Bの前段で複素係数フィルタを用いて不平衡成分や所定次数の高調波成分を除去する構成であるので、不平衡成分や高調波成分の影響を受けない位相検出を高速で行うことができる。また、電圧検出器8などで混入するノイズを除去する複素係数バンドパスフィルタを組み合わせれば、不平衡成分や高調波成分以外の位相検出に悪影響を与えるノイズも除去できるので、このノイズを除去するためのフィルタを新たに設ける必要がない。更に、複素係数バンドパスフィルタや複素係数ノッチフィルタを用いているので、複素係数フィルタ部12の入出力間で位相差が生じないというメリットもある。

20

【0111】

なお、複素係数フィルタ部12のフィルタには複素係数バンドパスフィルタ又は複素係数ノッチフィルタを用いればよいが、好ましくは複素係数バンドパスフィルタよりも複素係数ノッチフィルタを用いたほうが高速かつ高精度の位相検出特性を得ることができる。また、複素係数ノッチフィルタと複素係数バンドパスフィルタとを組み合わせれば、両者の特性の相乗効果を期待することができ、より高速かつ高精度の位相検出特性を得ることができる。

30

【0112】

また、周知のように、複素係数ノッチフィルタ及び複素係数バンドパスフィルタを多段構成とすれば、急峻なフィルタ特性とすると共に、不平衡成分や高調波成分の除去特性や応答性を容易に調整できるので、実装する場合は適当な段数の多段構成にするとよい。例えば、系統連系インバータ1を連系させる電力系統9が2次の高調波成分を多く含む系統の場合は、2次高調波を除去する複素係数ノッチフィルタと複素係数バンドパスフィルタを組み合わせればよく、不平衡成分や高調波成分をあまり多く含まない系統であれば、応答速度の速いフィルタ構成にすればよい。

40

【0113】

上記実施形態では、三相の系統連系インバータ1について説明したが、本発明に係る位相検出装置は、単相の系統連系インバータにも適用することができる。図22は、単相の系統連系インバータに適用される位相検出装置10'のブロック図であるが、図3の位相検出装置10に対して三相/二相変換部11が設けられていない点が異なるだけである。単相の場合は、電圧信号 v が1つしかないので、その電圧信号 v のサンプリングデータが入力データの実数部 $u_r[k]$ として複素係数フィルタ部12に入力され、入力データの虚数部 $u_j[k]$ には「0」が入力される。なお、図3の位相検出装置10において、三相/二相変換部11を除去し、U, V, Wのいずれかの相の電圧信号 v のサンプリングデータを入

50

カデータの実数部 $u_r[k]$ として複素係数フィルタ部 12 に入力し、入力データの虚数部 $u_j[k]$ には「0」を入力するようにしてもよい。

【0114】

複素係数フィルタを用いた複素係数フィルタ部 12 では、単相の電圧信号が入力された場合でも三相の場合と同様に互いに直交する電圧信号 v_r, v_j (正弦波と余弦波の信号) が出力されるので、複素係数フィルタ部 12, 正規化部 13 及び PLL 处理部 10B は、図 3 に示す三相用の位相検出装置 10 と同様の構成で実現することができる。また、単相の場合は、一般に不平衡成分の対策が困難であるが、本発明を適用することにより単相の場合でも容易に不平衡成分と高調波成分を除去できるので、不平衡成分の対策を効果的に行うことができ利点がある。

10

【0115】

従って、本発明は、簡単な構成で種々の系統連系インバータの位相検出装置に広く適用することができる。

【符号の説明】

【0116】

1 系統連系インバータ

20

2 直流電源

3 インバータ回路

4 インバータ制御部

5 フィルタ回路

6 変圧器

7 電流検出器

8 電圧検出器

9 電力系統

10, 10' 位相検出装置

10A 基本波直交成分算出部

10B PLL 处理部 (位同期手段)

11 三相 / 二相変換部 (三相二相変換手段)

12, 12' 複素係数フィルタ部 (複素係数フィルタ手段)

121, 122, 123, 124 複素係数ノッチフィルタ

30

13 正規化部

14, 14' 位相差演算部 (位相制御手段の要素)

14a 正弦値演算器 (第1の正弦値演算手段)

14b 余弦値演算器 (余弦値演算手段)

14c, 14d 乗算器 (第2の正弦値演算手段の要素)

14e 加算器 (第2の正弦値演算手段の要素)

14f 比較器 (第1のゼロクロス検出手段の要素)

14g ゼロクロス検出器 (第1のゼロクロス検出手段の要素)

14h 正弦値演算器 (正弦値演算手段)

14i 比較器 (第2のゼロクロス検出手段の要素)

40

14j ゼロクロス検出器 (第2のゼロクロス検出手段の要素)

14k クロック発生器 (計時手段の要素)

14l カウンタ (計時手段の要素)

14m 位相差演算器 (位相差演算手段)

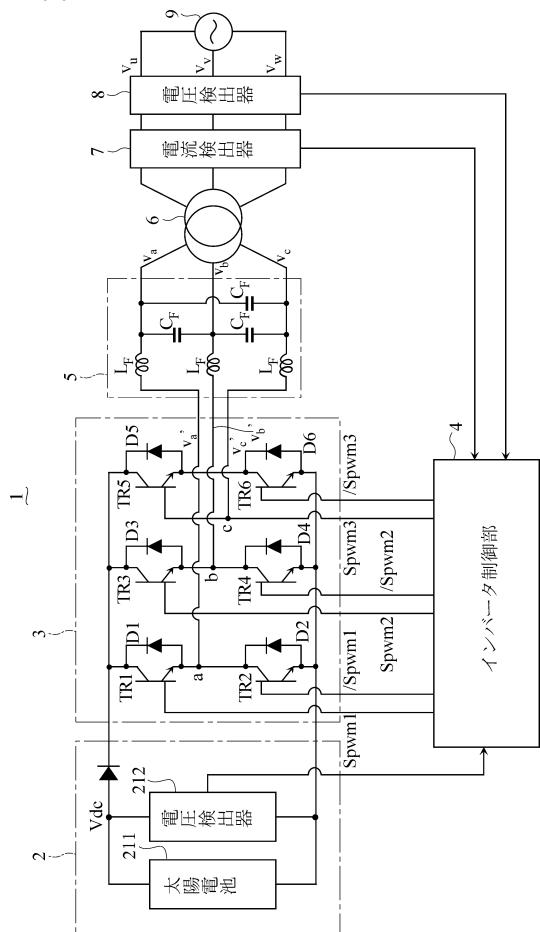
15 位相更新部

15a ループフィルタ (位相制御手段の要素)

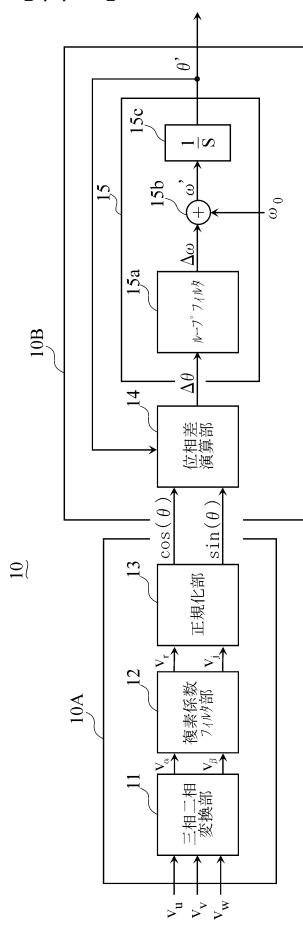
15b 加算器 (位相生成手段の要素)

15c 積分器 (位相生成手段の要素)

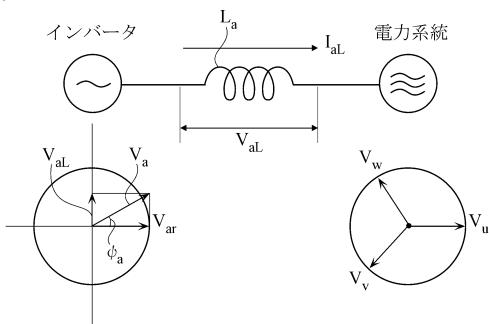
【図1】



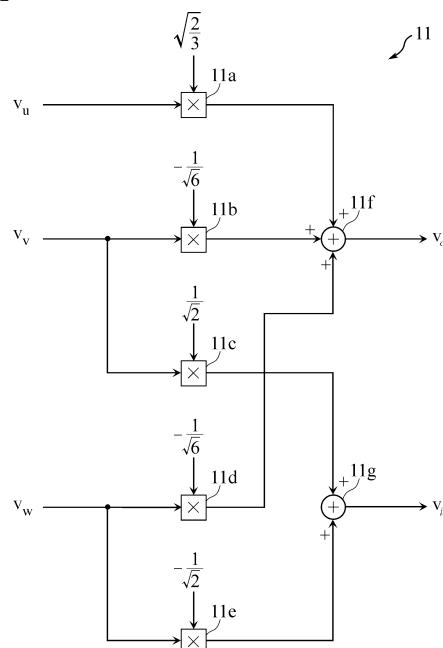
【図3】



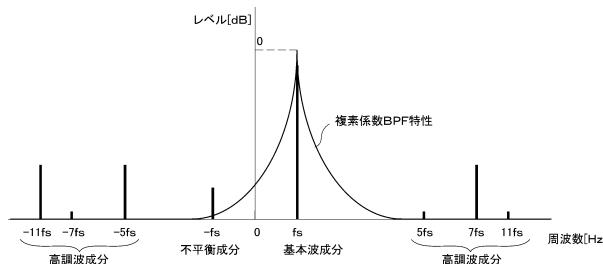
【図2】



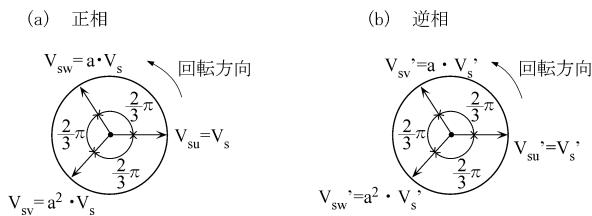
【図4】



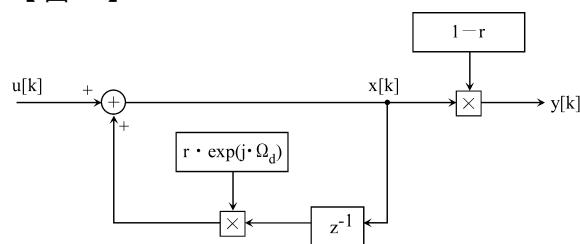
【図5】



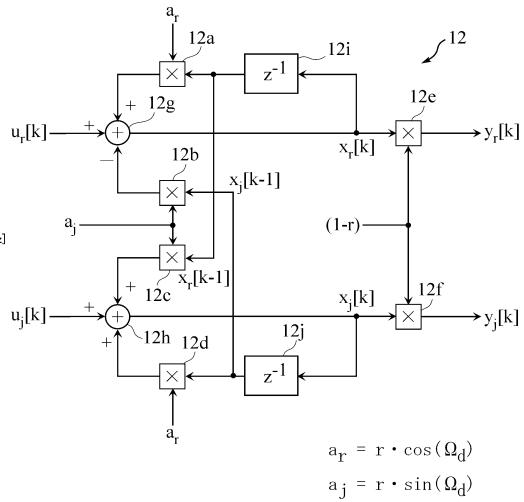
【図6】



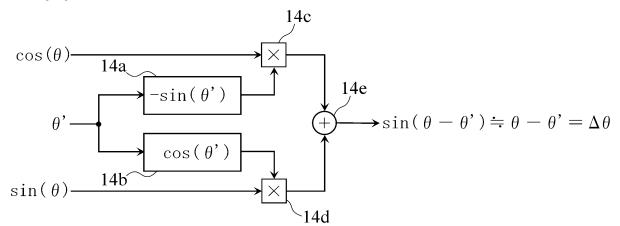
【図7】



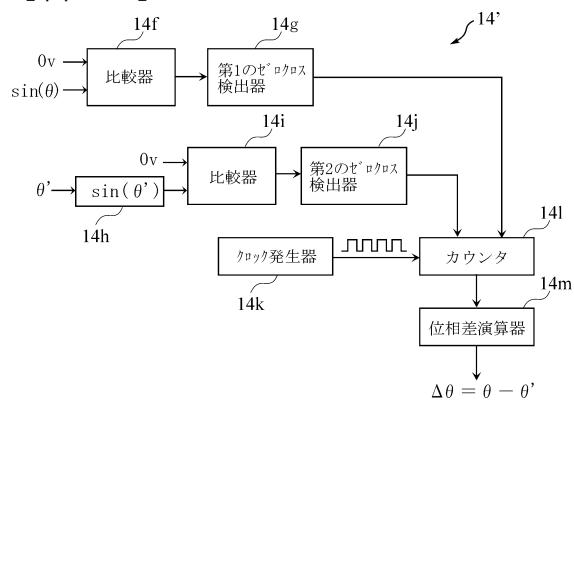
【図8】



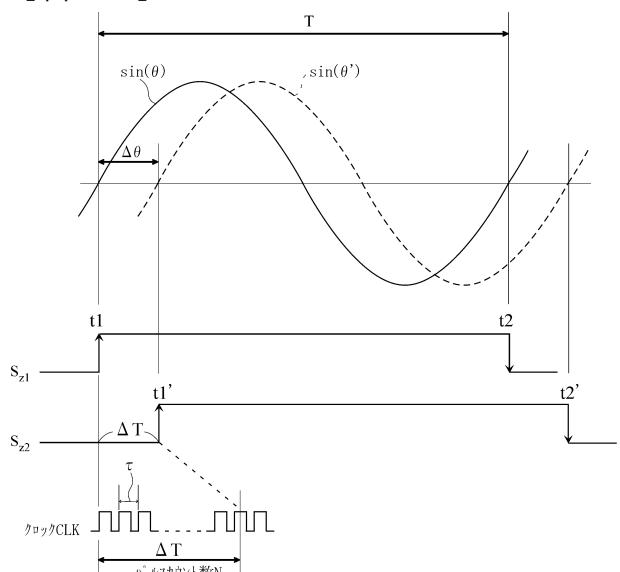
【図9】



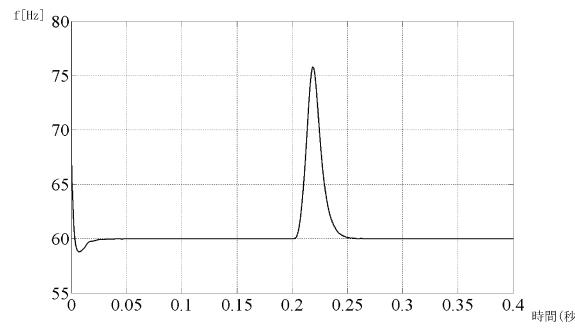
【図10】



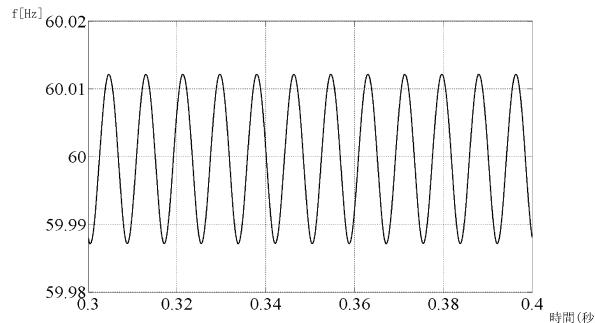
【図11】



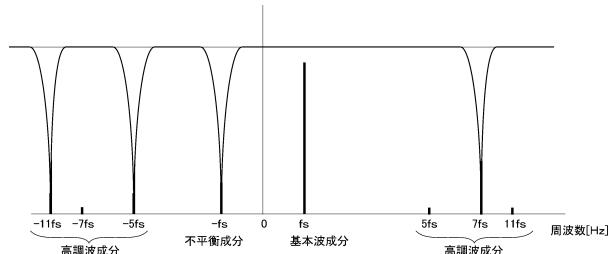
【図 1 2】



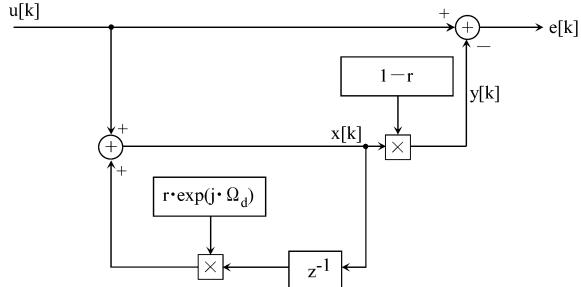
【図 1 3】



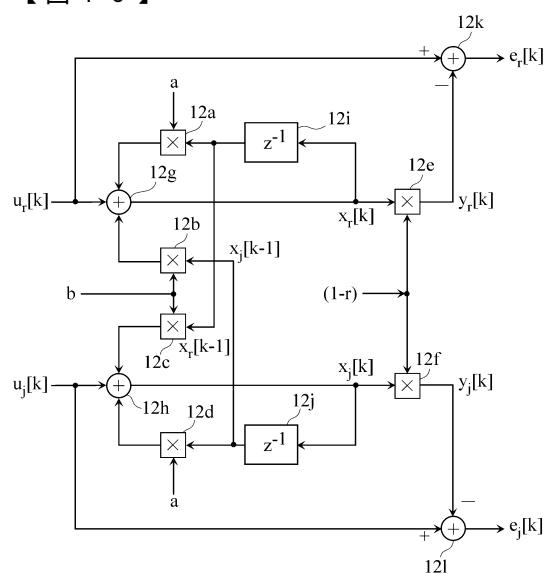
【図 1 4】



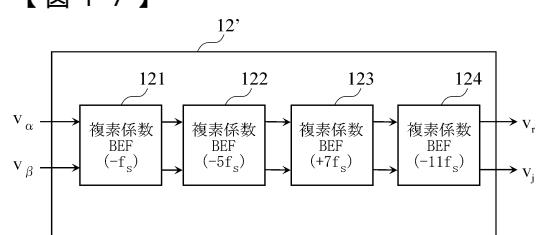
【図 1 5】



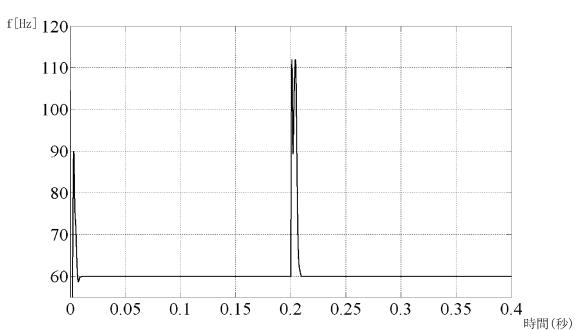
【図 1 6】



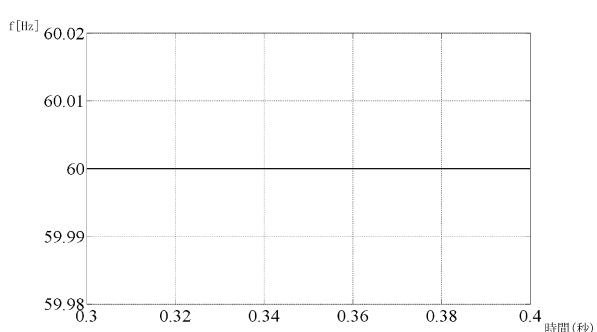
【図 1 7】



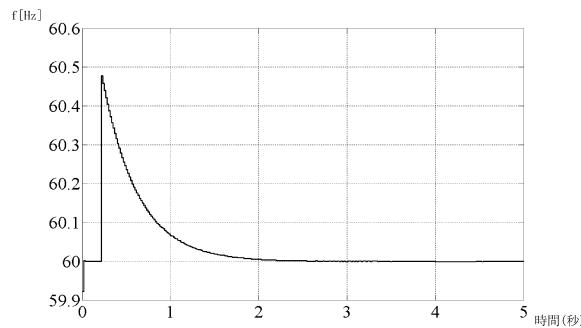
【図 1 8】



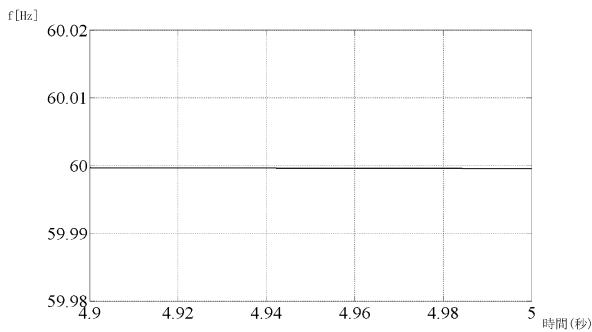
【図 1 9】



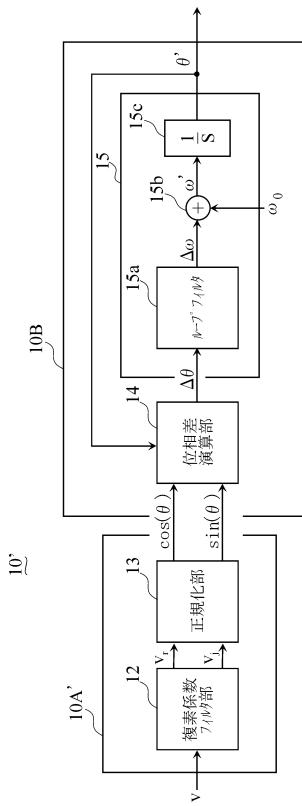
【図20】



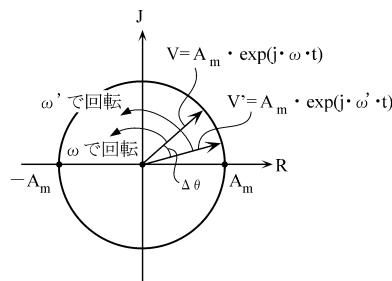
【図21】



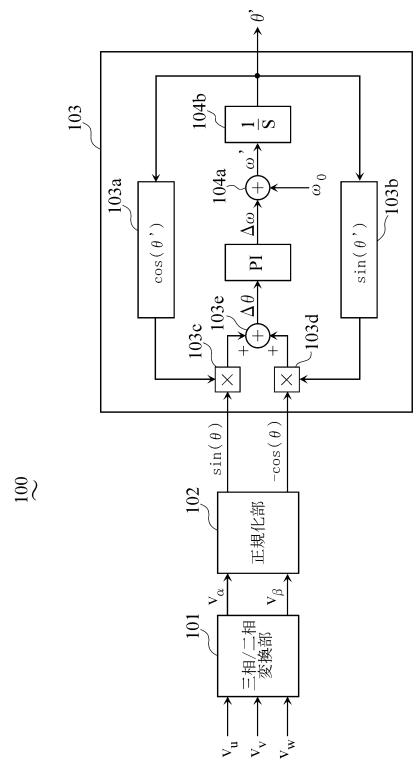
【図22】



【図23】

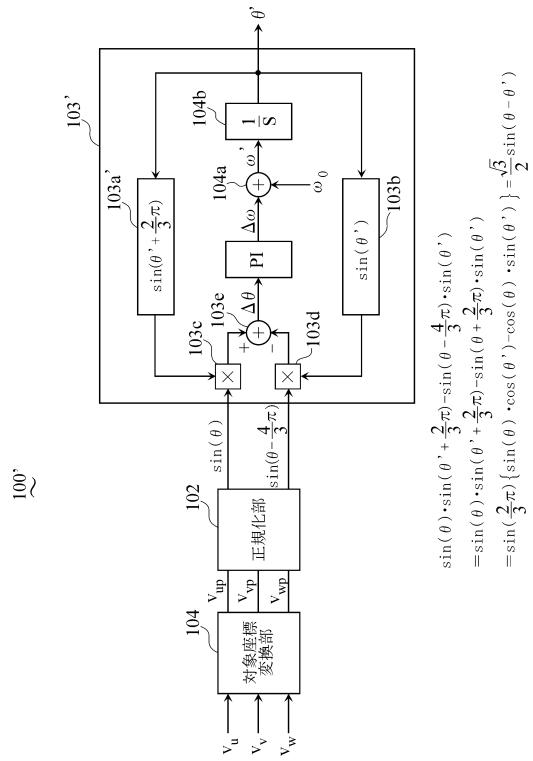


【図24】



$$\sin(\theta) \cdot \cos(\theta') - \cos(\theta) \cdot \sin(\theta') = \sin(\theta - \theta') \approx \theta - \theta' = \Delta\theta$$

【図 2 5】



$$\begin{aligned}
 & \sin(\theta) \cdot \sin(\theta' + \frac{2}{3}\pi) - \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \cdot \sin(\theta') \\
 &= \sin(\theta) \cdot \sin(\theta' + \frac{2}{3}\pi) - \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \cdot \sin(\theta') \\
 &= \sin(\frac{2}{3}\pi) \{ \sin(\theta) \cdot \cos(\theta') - \cos(\theta) \cdot \sin(\theta') \} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta - \theta')
 \end{aligned}$$

フロントページの続き

(72)発明者 大堀 彰大
大阪市淀川区田川2丁目1番11号 株式会社ダイヘン内
(72)発明者 服部 将之
大阪市淀川区田川2丁目1番11号 株式会社ダイヘン内

審査官 安池 一貴

(56)参考文献 特開平10-178741(JP,A)
特開平10-163811(JP,A)
特開平07-079571(JP,A)
特開平11-089217(JP,A)
特開平02-262845(JP,A)
赤松 昌彦,塚田 路治,伊藤 大介, 電力系統事故時の異常電圧に対処したPLLおよび周波数検出
方式, 電気学会論文誌. B, 電力・エネルギー部門誌, 日本, 電気学会, 1998年 9月 1
日, P.955-961

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 02 M 7 / 48