A New “D-Estimation Method” for Estimating Phase, Frequency, and Amplitude of Frequency-Varying Single-Phase Signals

Shinji Shinnaka Member (Kanagawa University, shinnaka@kanagawa-u.ac.jp)

Keywords: single phase, phase estimation, frequency estimation, amplitude estimation, frequency-varying, D matrix

The phase, frequency, and amplitude of single-phase voltages are the most important and basic information required for single-phase grid connected applications. This paper proposes a new “D-estimation method” for instantly and adaptively estimating the phase, frequency, and amplitude of frequency-varying single-phase signals in such applications. The D-estimation method has the following attractive features: 1) it is a new filtering method using the D-filters; 2) it involves the use of only filters and can be easily designed; 3) even in hostile envelopments caused by a frequency variation, a phase jump, amplitude sag/swell, harmonic distortion, and/or contaminated noise, good instant estimates of the phase, frequency, and amplitude can be obtained; 4) it is simple, but can exhibit high performance similar to the “robust PLL method”. This paper presents the D-estimation method together with the design rules in detail; the usefulness of the method is verified by performing extensive numerical experiments.

Fig. 1 shows an estimation system configuration based on the D-estimation method. The system consists of three sub-systems—“D-filter block”, “estimate producer”, and “low-pass filter”. The D-filter block, which consists of two D-filters, plays the most important role in producing two 2x1 vector signals v_2 and sv_2 . The first component of the vector signal v_2 is the fundamental component of the input scalar signal and the second one is $\pi/2$ -rad phase lead signal of the first component. The vector signal sv_2 is a derivative of v_2 . Using the vector signals v_2 and sv_2 , instant estimates of the phase, frequency, and amplitude of the scalar signal are obtained in a simple manner. The frequency estimate $\hat{\omega}_\alpha$ is processed by the low-pass filter $F_\ell(s)$ and is fed back to the D-filter block. This feedback loop provides the estimation system with the ability to track varying frequency.

Fig. 2 shows the estimation result for the case of a single-phase signal with an amplitude of unity and a frequency variation given by

$$\omega_\alpha = 100\pi(1 + 0.1 \sin(20t))$$

The waveform data in (a) indicate, from the top, the actual phase (dash line), its estimate (solid line), and the value of phase errors multiplied by 20; and the data in (b) indicate the actual and estimated frequencies, and the estimated amplitude. It is observed that good estimates are obtained even for the varying frequency.

It is experimentally confirmed that even in hostile envelopments caused by a frequency variation, a phase jump, amplitude sag/swell, harmonic distortion, and/or contaminated noise, the proposed method can provides good instant estimates of the phase, frequency, and amplitude of single-phase signals. A detailed explanation of the D-estimation method and extensive experiment results are given in the paper.

Fig. 1. Basic configuration of the proposed D-estimation system

(a) Actual and estimated phases.

(b) Actual and estimated frequencies and estimated amplitude.

Fig. 2. Responses to a frequency-varying signal

単相交流信号の基本波成分推定ための D 因子フィルタを用いた周波数追従形推定法

正 員 新中 新二*

A New “D-Estimation Method” for Estimating Phase, Frequency, and Amplitude of Frequency-Varying Single-Phase Signals

Shinji Shinnaka*, Member

The phase, frequency, and amplitude of single-phase voltages are the most important and basic information required for single-phase grid connected applications. This paper proposes a new “D-estimation method” for instantly and adaptively estimating the phase, frequency, and amplitude of frequency-varying single-phase signals in such applications. The D-estimation method has the following attractive features: 1) it is a new filtering method using the D-filters; 2) it involves the use of only filters and can be easily designed; 3) even in hostile envelopments caused by a frequency variation, a phase jump, amplitude sag/swell, harmonic distortion, and/or contaminated noise, good instant estimates of the phase, frequency, and amplitude can be obtained; 4) it is simple, but can exhibit high performance similar to the “robust PLL method”. This paper presents the D-estimation method together with the design rules in detail; the usefulness of the method is verified by performing extensive numerical experiments.

キーワード：単相，位相推定，周波数推定，振幅推定，周波数変動，D 因子

Keywords: single phase, phase estimation, frequency estimation, amplitude estimation, frequency-varying, D matrix

1. はじめに

単相電圧の基本波成分の位相，周波数（本論文では，近年の慣習に従い，角周波数を簡単に周波数と呼称する），電圧は，交直変換器，UPS（Uninterruptible Power System），アクティブフィルタなどに代表される単相電力系統との連系を前提とした電力変換・調整装置等においては，最も基本的な情報であり，これら情報の高精度な瞬時推定法が求められている^{(1)~(17)}。また，不平衡三相電圧の位相推定等においても，単相電圧のための瞬時推定法が有用性であることが指摘されている。

単相信号位相の瞬時推定法としては，フィードバック形フィルタ法⁽¹⁾，離散フーリエ変換（Discrete Fourier Transform, DFT）法^{(2)~(7)}，DFT法を拡張一般化した写像法（Mapping Method）⁽²⁾，ヒルベルト変換（Hilbert Transform）法⁽⁸⁾，PLL（Phase-Locked Loop）法^{(9)~(17)}などが知られている。これらの中で，変動する周波数をも推定し得る潜在能力を有していると期待されているのがPLL法であり^{(9)~(17)}，事実，周波数変動に対する追従性能に加えて，位相跳躍に対

する追従性能，振幅変動に対する追従性能，信号歪みに対する性能，ノイズ抑圧の性能を兼備したロバストPLL法が最近になって新中により提案されている⁽¹⁷⁾。PLL法以外の従来推定法は，周波数が一定であることを原理的条件としており，周波数変動に対する追従性能は基本的に備えていない^{(1)~(8)}。

本論文は，単相信号の瞬時位相推定法として，周波数変動に対する追従性能を備えた，しかしPLLに依らない，新たな1方法を提案するものである。提案法は，フィードバックフィルタ法，写像法と同様に，フィードバック形フィルタによるフィルタリングと言う簡単な原理に基づくものである。推定原理をフィルタリングに置く場合，単相信号の変動周波数に追従して，周波数特性を支配するフィルタ係数を自動調整する必要がある。しかし，従来のフィードバックフィルタ法，写像法においては，高次フィルタにこの種の追従的自動調整機能を付与することは大変困難である。本論文では，フィードバック形フィルタとしてD因子フィルタを活用することにより，本問題を解決した。D因子フィルタは，「周波数特性は，1つの外部スカラ信号によって，瞬時かつ線形的に変化することができる」と言った特長を具備している⁽¹⁸⁾。提案のD因子フィルタを用いた推定法（以下，D因子推定法と呼称）によれば，簡単な原理に拠りながらも，周波数変動を伴う単相信号の位相，周波数，振幅

* 神奈川大学工学部電子情報フロンティア学科
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Dept. of Electrical Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama 221-8686

を推定することができ、更にはロバスト PLL 法と総合的に同等な実用性能を得ることができる。

本論文は、以下のように構成されている。次の第 2 章では、単相信号の位相、周波数、振幅推定のための問題を定式化する。第 3 章では、提案推定法の要となる D 因子フィルタを概説する。第 4 章では、先ず、D 因子推定法をシステムとして実現してこの全体概要を説明し、次に、システムを構成する各種機器の詳細を説明する。この際、各種機器に付随した設計パラメータの設計法も具体的に示す。第 5 章では、定常性能、周波数変動に対する追従性能、位相跳躍に対する追従性能、振幅変動に対する追従性能、信号歪みに対する性能、ノイズ抑圧の性能等の多角的視点から、提案法の有用性を実験的に検証し、ロバスト PLL 法と総合的に同等の実用性能が得られることを明らかにする。本検証に際し、設計パラメータの設計例も示す。第 6 章で本論文を総括する。

(注 1) 本論文では、混乱の生じない限り、記号 s をラプラス演算子または微分演算子として断り無く使用する。

2. 問題の設定

次式で表現される単相信号 v を考える。

$$v = V \sin(\omega_\alpha t + \phi_\alpha) + e \cdots \cdots (1)$$

(1) 式における基本波成分の周波数 (以下、基本周波数と略記) ω_α 、振幅 V 及び位相 ϕ_α は未知とする。ただし、基本周波数 ω_α の概略的な上下限值 $\omega_{\alpha, \max}$ 、 $\omega_{\alpha, \min}$ は既知とする。また、 e は、基本周波数 ω_α の正弦信号として表現できないノイズ、高調波成分等とする。

ここで考える問題は、単相信号 v のみを用いて、同信号の基本波成分の瞬時値である位相 θ_α

$$\theta_\alpha = \omega_\alpha t + \phi_\alpha \cdots \cdots (2)$$

周波数 ω_α 、及び振幅 V を実時間推定することである。

3. D 因子フィルタ

上記問題を解決するべく、本論文が提案する D 因子推定法においては、周波数特性の瞬時シフト機能を有する D 因子フィルタが重要な役割を演ずる。この点を考慮し、文献 (18) を参考に、D 因子フィルタの要点を概説しておく。

実数の一定フィルタ係数をもつ次の 1 入力 1 出力 (以下、1 入出力と略記) n 次安定フィルタ $F(s)$ を考える。

$$F(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \cdots \cdots (3)$$

ただし、

$$A(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0 \cdots \cdots (4)$$

$$B(s) = b_ns^n + b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1s + b_0 \cdots \cdots (5)$$

上の 1 入出力フィルタと同一のフィルタ係数をもつ 2 入出力 $2n$ 次 D 因子フィルタ $F(D(s, \omega_0))$ は、次式のように定義される。

$$\begin{aligned} F(D(s, \omega_0)) &= A^{-1}(D(s, \omega_0))B(D(s, \omega_0)) \\ &= B(D(s, \omega_0))A^{-1}(D(s, \omega_0)) \cdots \cdots (6) \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} A(D(s, \omega_0)) &= D^n(s, \omega_0) + a_{n-1}D^{n-1}(s, \omega_0) + \cdots \\ &+ a_1D(s, \omega_0) + a_0I \cdots \cdots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(D(s, \omega_0)) &= b_nD^n(s, \omega_0) + b_{n-1}D^{n-1}(s, \omega_0) + \cdots \\ &+ b_1D(s, \omega_0) + b_0I \cdots \cdots (8) \end{aligned}$$

(6)~(8) 式における 2 行 2 列 (以下、 2×2 と略記) $D(\cdot, \cdot)$ が D 因子であり、以下のように定義されている。

$$D(s, \omega_0) = \begin{bmatrix} s & -\omega_0 \\ \omega_0 & s \end{bmatrix} = sI + \omega_0J \cdots \cdots (9)$$

ここに、 I は 2×2 単位行列であり、 J は次の 2×2 交代行列であり、

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdots \cdots (10)$$

ω_0 は外部から入力される実数スカラ信号である。

$2n$ 次 D 因子フィルタは、以下の魅力的な性質を有していることが、説明されている⁽¹⁸⁾。

- 1) $F(D(s, \omega_0))$ の安定度は、 $F(s)$ と同一である。
- 2) $F(D(s, \omega_0))$ を二相信号に適用する場合、この伝達特性は、正相信号に対しては $F(s + j\omega_0)$ 、逆相信号に対しては $F(s - j\omega_0)$ となる。この結果、 $F(D(s, \omega_0))$ は、二相信号に対し、周波数の絶対的大きさのみならず、周波数の正負符号に応じた信号選択分離機能をもつ。周波数特性は、外部信号 ω_0 によって、瞬時かつ線形的に変化する。
- 3) $F(D(s, \omega_0))$ の実現は、形式的に、 $F(s)$ の実現における s を D 因子 $D(s, \omega_0)$ で置換し、かつスカラ信号を 2×1 ベクトル信号に置換することにより、直ちに達成される。この形式置換性は、 $F(s)$ の構造如何によらない。すなわち、 $F(s)$ のすべての構造に適用される。

性質 2) から明白なように、 $F(s)$ が所要のローパス特性をもつようにこれを設計すれば、対応の D 因子フィルタ $F(D(s, \omega_0))$ は、周波数 ω_0 の正相信号あるいは逆相信号に対して位相遅れの無い所要のバンドパス特性をもつことになる。すなわち、本 D 因子フィルタによれば、位相遅れの無い状態でこれら信号を他信号から分離抽出することができる。しかも、 ω_0 に応じて、バンドパス特性の中心周波数は、瞬時かつ線形的に変更することができる。D 因子フィルタの本特性は、可変周波数の正相信号あるいは逆相信号の抽出に、特に好適な特性である。

D 因子フィルタの実現の形式は種々存在する。図 1(a) は、モジュールベクトル直接 I 形による D 因子フィルタの実現を、3 次フィルタリングを例に示した⁽¹⁸⁾。同図 (b) は、同実現にモジュール的に利用されている D 因子の逆行列の実

図1 D 因子フィルタの実現例
Fig. 1. A realization example of D-filters.

現例である。両図における u , u' は 2×1 ベクトル入力であり, y , y' は 2×1 ベクトル出力であり, ω_0 は実数スカラ信号である。D 因子フィルタで処理される信号はベクトル入力 u であり, 処理後の信号がベクトル出力 y である。実数スカラ信号 ω_0 は D 因子フィルタの特性を瞬時変化させる特性変更用の外部信号である。なお, 記号 $\boxtimes$ は信号と信号とを乗算するための乗算器である。以降では, 乗算器 $\boxtimes$ は, 入力信号がスカラ信号とベクトル信号の場合にはスカラ信号によるベクトルの各要素との乗算を実行するベクトル乗算器を, 入力信号が2個のベクトル信号の場合には内積演算を遂行し結果をスカラ信号として出力する内積器を意味するものとする。

4. 推定システムの構成と設計

〈4・1〉 システムの全体構成 単相信号の位相, 周波数, 振幅を実時間推定のための D 因子推定法を実現したシステム (以下, D 因子推定システムと呼称) を図2に示す。同システムは, 大きくは, D 因子フィルタブロック (D-filter block と表示), 推定値生成器 (estimate producer と表示), 及びローパスフィルタ $F_\ell(s)$ から構成されている。

D 因子フィルタブロックは, 外部から単相信号 v と同信号の周波数推定値 (フィルタ処理後の信号) $\hat{\omega}'_\alpha$ を受け取り, この基本波近似成分の余弦正弦値を要素とする 2×1 ベクトル信号 v_2 及び同微分値 sv_2 を生成している。すなわち,

$$v_2 = \begin{bmatrix} v_{2\alpha} \\ v_{2\beta} \end{bmatrix} \approx V \begin{bmatrix} \cos \theta_\alpha \\ \sin \theta_\alpha \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11a)$$

$$sv_2 = s \begin{bmatrix} v_{2\alpha} \\ v_{2\beta} \end{bmatrix} \approx \frac{d}{dt} V \begin{bmatrix} \cos \theta_\alpha \\ \sin \theta_\alpha \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11b)$$

図2 D 因子推定システムの基本構造
Fig.2. A basic configuration of the proposed D-estimation system.

推定値生成器は入力信号として v_2 , sv_2 を受け取り, 位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$, 同余弦正弦値 (2×1 ベクトル信号), 振幅推定値 $\hat{V}$, 周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$ を算出し出力している。これら出力信号が, 本問題の解答たる信号である。

周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$ はローパスフィルタ処理され, フィルタ処理後の周波数推定値 $\hat{\omega}'_\alpha$ は D 因子フィルタブロックへフィードバックされている。フィードバックされた周波数推定値 $\hat{\omega}'_\alpha$ は, 後述するように, ブロック内の D 因子フィルタにおける外部スカラ信号 ω_0 として使用される (図1 参照)。

既に説明したように, D 因子フィルタの特性は, 外部から入力されるスカラ信号 ω_0 に応じて, その周波数特性を線形的に変化する。外部スカラ信号 ω_0 として周波数推定値 $\hat{\omega}'_\alpha$ を利用する D 因子フィルタは, 周波数推定値に従い, 周波数特性を変化することになる。提案推定システムでは, 実験を通じ確認するように, 「周波数推定 → D 因子フィルタによる周波数特性の自動調整 → 周波数推定」と言ったフィードバックが起き, 提案推定システムは周波数変動がある場合にも周波数等を適切に推定できるようになる。以下, 上述の3主要機器に関し, その詳細を個別に説明する。

〈4・2〉 D 因子フィルタブロック

A. 全体構成

D 因子フィルタブロックの概略構成を, 図3(a)に示した。同図より明白なように, 本ブロックは, 直列結合された2個の D 因子フィルタ $F_1(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha))$, $F_2(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha))$ により構成されている。これら D 因子フィルタに対応した1入出力フィルタ $F_1(s)$, $F_2(s)$ は共にローパスフィルタである (3) 式参照)。

B. 前段フィルタ

D 因子フィルタは, 元来, 2 入出力フィルタであるが, 前段の D 因子フィルタでは, 入力第1要素 (α 要素) は出力第1要素 (α 要素) そのものとしている。本フィードバックにより, 前段 D 因子フィルタは1入力2出力フィルタとして働いている。このときのスカラ入力, (1) 式に定義された単相信号である。本構成では, 2 個の出力は, 単相信号 v の基本波成分に対し, その主成分が基本波成分の周波数と同一でかつ位相が $\pi/2$ (rad) だけ進んだ信号 (以下, 矩相信号と呼称) $v_{1\alpha}$ と, その主成分が同周波数と同一でかつ

図3 D因子フィルタブロックの概略構成

Fig. 3. Configuration of D-filter block.

位相が同相の信号（以下、同相信号と呼称） $v_{1\beta}$ となる。換言するならば、2個の出力は1対の二相信号となる。

以下に代表的な例を示す。次の1入出力の1次ローパスフィルタ $F_1(s)$ を考える。

$$F_1(s) = \frac{a_{1,0}}{s + a_{1,0}}; a_{1,0} = \text{const} > 0 \dots \dots \dots (12)$$

(12)式に対応した2入出力D因子フィルタとして、周波数 $\hat{\omega}'_\alpha > 0$ の正相信号に対してバンドパス特性をもつ(13)式を考える。

$$F_1(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) = [D(s, -\hat{\omega}'_\alpha) + a_{1,0}I]^{-1} a_{1,0} \\ ; a_{1,0} = \text{const} > 0, \hat{\omega}'_\alpha > 0 \dots \dots \dots (13)$$

図3(a)の入出力関係を(13)式のD因子フィルタに適用するならば、次式が得られる。

$$[D(s, -\hat{\omega}'_\alpha) + a_{1,0}I] \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} = a_{1,0} \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (14)$$

これより、

$$\left[D(s, -\hat{\omega}'_\alpha) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & a_{1,0} \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} = a_{1,0} \begin{bmatrix} 0 \\ v \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15)$$

(15)式を $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$ について整理すると、次の関係式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_{1\alpha}}{v} &= G_\alpha(s) = \frac{-\hat{\omega}'_\alpha}{s} G_\beta(s) \\ \frac{v_{1\beta}}{v} &= G_\beta(s) = \frac{a_{1,0}s}{s^2 + a_{1,0}s + \hat{\omega}'_\alpha^2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (16)$$

(16)式における第1式、第2式の伝達関数は、基本周波数 $\hat{\omega}'_\alpha$ を持つスカラ入力信号 v に対する矩相信号、同相信号の生成特性を示している。矩相信号用伝達関数は同相信号用伝達関数に純粋積分を施したのとなっており、矩相信号は符号反転により同相信号に対し $\pi/2$ (rad) の位相進みを得ている。なお、(15)式におけるフィルタ係数 $a_{1,0}$ は常

図4 同相信号生成用伝達関数の周波数応答例

Fig. 4. Frequency response example of filter producing in-phase signal.

時一定である。

同相信号を生成する(16)式第2式伝達関数に関し、条件 $a_{1,0} = 628$, $\hat{\omega}'_\alpha = 314$ の下に、その周波数特性を図4に示した。図4より、同相信号生成用の伝達関数は $\hat{\omega}'_\alpha$ を中心周波数とするバンドパス特性をもつことが明白である。

前段フィルタの第1義的目的は、矩相信号と同相信号からなる二相信号の生成にあり、元の単相信号 v に含まれる高調波、高周波ノイズの除去は、第2義的目的である。元来の目的を考慮するならば、前段フィルタは必ずしも高次に選定する必要がなく、1次フィルタリング用の(13)式で所期の目的を達成できる。

(13)式におけるフィルタ係数の選定指針は以下の通りである。

$$a_{1,0} = \varsigma \frac{\omega_{\alpha,\max} + \omega_{\alpha,\min}}{2} = \text{const}; 0 < \varsigma \leq 2 \dots \dots \dots (17a)$$

基本周波数真値 ω_α の概略的推定値は、この既知の上下限值 $\omega_{\alpha,\max}$, $\omega_{\alpha,\min}$ の平均値とするのが合理的であり、(17a)式は、この考えに基づきフィルタ係数を定めている。また、 $0 < \varsigma \leq 2$ は、図4に示したようなバンドパス特性を得るための条件である。

前段フィルタで、入力された単相信号の周波数変動、位相変動、振幅変動を速やかに反映した二相信号を生成するには、速応性が特に重要である。本論文では、この点を考慮し、フィルタ係数としては、平均的に最高の速応性が期待される $\varsigma = 2$ の選定を特に推奨する。基本周波数の概略推定値が同真値 ω_α に等しく、更には $\hat{\omega}'_\alpha = \omega_\alpha$ の場合には、(16)式における伝達関数の極の実数部は $\varsigma = 2$ の下で最小負値となり、ひいては最高の速応性が得られる。本選定の下では、(17a)式は、次式のように整理される。

$$a_{1,0} = \omega_{\alpha,\max} + \omega_{\alpha,\min} \dots \dots \dots (17b)$$

(注2) (1), (2)式は、単相信号を正弦信号として捕らえ、この位相を推定するものである。これに対して、次式のように、単相信号を余弦信号として捕らえ、この位相を推定することもある。

$$v = V \cos(\omega_a t + \phi_a) + e = V \cos(\theta_a) + e$$

この場合の前段フィルタの構成は図 3(b) となり, (16) 式に対応した伝達関数は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_{1\alpha}}{v} &= G_\alpha(s) = \frac{a_{1,0}s}{s^2 + a_{1,0}s + \hat{\omega}'_\alpha{}^2} \\ \frac{v_{1\beta}}{v} &= G_\beta(s) = \frac{\hat{\omega}'_\alpha}{s} G_\alpha(s) \end{aligned} \right\}$$

C. 後段フィルタ

D 因子フィルタブロックにおける後段フィルタの役割は, 二相信号 $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$ に含まれる高調波成分, 高周波ノイズを除去し, 基本波成分のみからなる二相正相信号 $v_{2\alpha}$, $v_{2\beta}$ と同微分値を抽出することにある。本 D 因子フィルタ設計のための 1 入出力フィルタとしては, 次の n 次ローパスフィルタを考える。

$$\begin{aligned} F_2(s) &= \frac{B_2(s)}{A_2(s)} \\ &= \frac{b_{2,n-1}s^{n-1} + \dots + b_{2,1}s + b_{2,0}}{s^n + a_{2,n-1}s^{n-1} + \dots + a_{2,1}s + a_{2,0}} \end{aligned} \quad (18)$$

(18) 式においては, 常に, 分子多項式の次数は分母多項式の次数以下である点には注意されたい。分母の次数は, 多くの場合, 高くとも 3 次で十分である。

周波数 $\hat{\omega}'_\alpha > 0$ の正相信号に対してバンドパス特性を発揮し逆相信号を含め他の信号成分を排除する (18) 式に対応した D 因子フィルタは次式となる。

$$\begin{aligned} F_2(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) &= A_2^{-1}(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) B_2(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) \\ &= B_2(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) A_2^{-1}(D(s, -\hat{\omega}'_\alpha)) \end{aligned} \quad (19)$$

上式における $A_2(\cdot)$, $B_2(\cdot)$ の定義は, (7), (8) 式と同様である。

(19) 式の D 因子フィルタの実現は, 簡単には, 図 1 に示したモジュールベクトル直接 I 形を利用すればよい。図 5 は, フィルタの最終段における D 因子逆行列の実現の様子を示したものである。図 5 より理解されるように, 本 D 因子フィルタでは, フィルタ処理後の二相正相信号 $v_{2\alpha}$, $v_{2\beta}$ に加えて, これらの微分信号も, 特別の演算負担の要なく, 同時に抽出することができる。本特性には, 注意されたい。

(19) 式の D 因子フィルタの係数 $a_{2,i}$, $b_{2,i}$ は, (18) 式の 1 入出力フィルタ $F_2(s)$ の設計を通じ定めることになる。ローパスフィルタ $F_2(s)$ は, この帯域幅 ω_{2c} の指定を通じ設計できる。設計例は第 5 章の実験検証の際に示す。

(注 3) D 因子フィルタブロックにおける前段フィルタを高次フィルタとして設計する場合には, 後段フィルタを撤去することも可能である。

〈4・3〉 推定値生成器 推定値生成器は, 後段フィルタの出力信号 v_2 , sv_2 を入力信号として受け取り, これらを用いて, 簡単な原理により, 振幅推定値 $\hat{V}$, 位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$, 同余弦正弦値 (2×1 ベクトル信号), 周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$

図 5 D 因子フィルタの最終段の構成例

Fig. 5. Configuration example of the D-module at the last stage of D-filters.

を算出し出力している。以下にこの要点を説明する。

A. 振幅の推定

提案推定システムでは, フィルタ処理信号 v_2 のノルム計算を通じて, 単相信号基本波成分の振幅を推定している。すなわち,

$$\hat{V} = \|v_2\| \quad (20)$$

B. 位相の推定

提案推定システムでは, フィルタ処理信号 v_2 が得られたならば, この要素を用いた逆正接処理を通じ, 位相推定値を定めている。すなわち,

$$\hat{\theta}_\alpha = \tan^{-1} \frac{v_{2\beta}}{v_{2\alpha}} \quad (21)$$

C. 位相余弦正弦値と同微分値の推定

提案推定システムでは, フィルタ処理後の 2 信号 v_2 , sv_2 を振幅推定値で正規化することにより, 位相の余弦正弦値と同微分値を生成している。すなわち,

$$\begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_\alpha \\ \sin \hat{\theta}_\alpha \end{bmatrix} = \frac{v_2}{\|v_2\|} = \frac{v_2}{\hat{V}} \quad (22)$$

$$s \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_\alpha \\ \sin \hat{\theta}_\alpha \end{bmatrix} = \frac{sv_2}{\|v_2\|} = \frac{sv_2}{\hat{V}} \quad (23)$$

以降では, (22) 式の位相余弦正弦値 (すなわち, 2×1 ベクトル信号) を位相ベクトルと呼称する。単相信号基本波成分の位相推定値を利用する応用では, 位相推定値そのものではなく, 位相推定値による位相ベクトルを必要とすることが少なくない。この種の応用では, (21) 式の位相推定は必要なく, (22) 式の位相ベクトルこそが有用である。この点を考慮して, 図 2 の D 因子推定システムでは, 位相ベクトルの出力の様子も示した。

D. 周波数の推定

提案の推定システムでは, 位相ベクトルと同微分値を用いた次の簡単な積和演算により, 基本周波数を推定している。

$$\hat{\omega}_\alpha = \text{Lmt} \left(\frac{(sv_2)^T J v_2}{\|v_2\|^2} \right) \quad (24)$$

図 6 推定値生成器の構成例

Fig. 6. A configuration of estimate producer.

ここに $\text{Lmt}(\cdot)$ はリミッタを意味する。本リミッタの上下限値には、既知の大きな概略値を設定すればよい。

図 6 に、上記原理に忠実に従った位相推定値生成器の内部構造を示した。なお、周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$ は、(24) 式に代わって、(21) 式の位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ を近似微分し得てもよい。

〈4・4〉 ローパスフィルタ ローパスフィルタ $F_\ell(s)$ の目的は、周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$ に含まれる高周波成分を除去し、D 因子フィルタブロックに使用されるスカラ信号を生成することである。本ローパスフィルタは、基本的には、次の 1 次フィルタでよい。

$$F_\ell(s) = \frac{\omega_{\ell c}}{s + \omega_{\ell c}} \quad (25a)$$

本フィルタの帯域幅 $\omega_{\ell c}$ は、その目的より明白のように、D 因子フィルタの帯域幅 ω_{2c} を用いた次の関係式を満足するように設計すればよい。

$$\omega_{\ell c} \leq \omega_{2c} \quad (25b)$$

5. 数値実験

提案の D 因子推定法の性能を確認すべく、数値実験を行った。図 2 に示した D 因子推定システムの実現は、マイコンあるいは DSP を利用した離散時間実現が实际的である。システムの離散時間実現を考慮するならば、数値実験によるシステム性能の検証は、十分に实际的である。

実験項目は、文献(17)で提示・公開されたロバスト PLL システム（ロバスト PLL 法を実現したシステム）と同一とした。これにより、D 因子推定法の推定性能の把握に加え、ロバスト PLL 法との相対的な性能の把握も可能となる。D 因子推定法の最大の特徴は周波数変動に対する追従機能を有する点あり、従来推定法の中で本機能を有するのが PLL 法である。ロバスト PLL 法は、PLL 法の中で最高レベルの性能を有することが知られている⁽¹⁷⁾。

数値実験に際し、単相信号に関する概略的に既知な周波数上下限値 $\omega_{\alpha, \max}$, $\omega_{\alpha, \min}$ は次の通りとした。

$$\omega_{\alpha, \max} = 110\pi \text{ (rad/s)}, \quad \omega_{\alpha, \min} = 90\pi \text{ (rad/s)} \quad (26)$$

これに対して、図 2 の D 因子推定システムを以下のように構成した。

D 因子フィルタブロックの前段フィルタは、1 次フィルタリングの (12), (13) 式に対応したものを考えた。また、後段フィルタとしては、2 次フィルタリングの次式に対応したものを考えた。

$$F_2(s) = \frac{B_2(s)}{A_2(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (27a)$$

上のフィルタに関しては、フィルタ係数 ω_n と帯域幅 ω_{2c} の間には、次の関係が成立している。

$$\omega_n \approx 1.55\omega_{2c} \quad (27b)$$

また、ローパスフィルタ $F_\ell(s)$ は、(25) 式のものを使用した。なお、離散時間実現のためのサンプリング周期 T_s は、文献(17)のロバスト PLL システムと性能比較を考慮し、これと同一の $T_s = 0.0001 \text{ (s)}$ とした。

〈5・1〉 定常性能 基本的にして最重要性能の 1 つである定常時の推定性能を確認すべく、(1) 式の単相信号に次の理想的条件を付した⁽¹⁷⁾。

$$\omega_\alpha = 100\pi = \text{const}, \quad \phi_\alpha = 0, \quad e = 0 \quad (28)$$

これに対する D 因子フィルタブロック、ローパスフィルタ $F_\ell(s)$ の設計パラメータは、(17b), (25b), (26) 式に従い、以下のように定めた。

$$\left. \begin{aligned} a_{1,0} &= 200\pi, \quad \omega_{2c} = 200, \\ \omega_n &= 1.55\omega_{2c} = 310, \quad \omega_{\ell c} = \omega_{2c} = 200 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

なお、D 因子フィルタブロックを構成する後段フィルタの帯域幅 ω_{2c} は、性能比較を考慮し、文献(17)のロバスト PLL システムの PLL 帯域幅と同一に設計している。

実験結果を図 7 に示す。同図 (a) は、上から、位相真値（破線表示） θ_α 、位相推定値（実線表示） $\hat{\theta}_\alpha$ 、次式で定義された位相推定誤差 $\Delta\theta_\alpha$ の 20 倍値を示している。

$$\Delta\theta_\alpha = \hat{\theta}_\alpha - \theta_\alpha \quad (30)$$

位相真値と同推定値の表示は、波形データの重複・輻輳をさけるべく、2 (rad) 相当の原点シフトを行ない表示している（以下の位相表示も同様）。同図 (b) は周波数推定値 $\hat{\omega}_\alpha$ と振幅推定値 $\hat{V}$ とを示している。周波数推定値、振幅推定値のスケールは、各々 0.1 (rad/div), 1 (V/div) であり、周波数推定値に対し大スケールを利用している点には特に注意されたい。なお、振幅推定値のスケールには、他のスケールとの区別のため、単位 (V) を付してある。図 (a), (b) の時間軸は共に 0.05 (s/div) である。

図より明らかなように、位相、周波数、振幅のいずれも良好に推定されている。細部について見ると、位相推定誤差の最大値は約 -0.0006 (rad) であり、次式で定義された周波数相対誤差 $\delta\omega_\alpha$ の最大値は約 -2.4×10^{-4} であった。

図 7 基本応答

Fig. 7. Basic responses to ideal signal.

$$\delta\omega_\alpha = \frac{\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha}{\omega_\alpha} \dots \dots \dots (31)$$

大スケールで明示したように、周波数推定値は単相信号の基本周波数の 2 倍周波数 (200π (rad/s), 100 (Hz)) で振動を起こしているが、振動振幅は十分に小さく、 10^{-4} の相対精度で推定されている (2 倍周波数の振動は、ローパスフィルタ $F_\ell(s)$ によるフィードバック効果によるものと推測されるが、解析は未完了である)。これら推定精度が示す、理想的信号に対する定常性能に関しては、提案法はロバスト PLL 法には及ばないが⁽¹⁷⁾、高い推定精度が得られている。

〈5・2〉周波数変動に対する追従性能 提案の D 因子推定法の最大特長は、推定原理をフィルタリングに置きながらも、単相信号の基本周波数変動に追従して、位相、周波数を正しく推定できる点にある。本性能を確認すべく、(28) 式に代わって次の条件を付した単相信号を用意した⁽¹⁷⁾。

$$\omega_\alpha = 100\pi(1 + 0.1 \sin(20t)), \quad \phi_\alpha = 0, \quad e = 0 \dots \dots \dots (32)$$

すなわち、変動幅 $\pm 10\%$ 、変動周波数 20 (rad/s) の周波数変動をもつ信号を用意した。本変動は、基本周波数の変動としては極めて大きいものである^{(9)~(17)}。

システム設計は、〈5・1〉節の基本性能の場合と同一の (29) 式とした。実験結果を図 8 に示す。同図 (a) は時間軸 0.05 (s/div) で位相真値 (破線) θ_α 、同推定値 (実線) $\hat{\theta}_\alpha$ 、

図 8 周波数変動に対する応答

Fig. 8. Responses to frequency-varying signal.

位相推定誤差 $\Delta\theta_\alpha$ の 20 倍値を、(b) は時間軸 0.2 (s/div) で周波数真値 (破線) ω_α 、同推定値 (実線) $\hat{\omega}_\alpha$ 及び振幅推定値 $\hat{V}$ を示している。周波数の推定は、その変動にもかかわらず、極めて良好である。位相、振幅の推定も同様に良好である。所期の周波数変動に追従した推定が達成されていることが確認される。図 8 に示されたような周波数追従性能は、一定基本周波数を前提とするフィルタリングに原理をおく推定法 (フィードバックフィルタ法、写像法など) では得ることができない⁽¹⁾⁽²⁾。また、本推定法の位相推定性能はロバスト PLL 法より多少良好であり、周波数変動に対する本推定法の追従性能は、ロバスト PLL 法より少々高いようである⁽¹⁷⁾。

〈5・3〉位相跳躍に対する追従性能 単相信号の位相跳躍 (phase jump) に対する提案 D 因子推定法の性能を確認すべく、ある瞬時に、大きな位相跳躍 $\phi_\alpha = \pi/2$ (rad) をもつ単相信号を用意した⁽¹⁷⁾。単相信号の条件は、位相跳躍以外は、(28) 式と同一である。実験結果を図 9 に示す。同図 (a) は時間軸 0.05 (s/div) で位相真値、同推定値及び位相推定誤差を示している。位相推定誤差から理解されるように、位相推定値は位相跳躍後約 0.03 (s) という短時間で再収斂を概ね完了している⁽¹⁷⁾。同図 (b) は、時間軸 0.2 (s) で跳躍位相、周波数推定値、振幅推定値を示している。周波数推定値は、その上下限が真値の $\pm 10\%$ に抑えられているが、これはリミッタの効果による (図 6 参照)。振幅推定値

図 9 位相跳躍に対する応答
Fig. 9. Responses to signal with phase jump.

は、位相跳躍直後に、大きな跳躍が見受けられるが、位相推定値同様に急速に真値へ収収している。

なお、周波数追従機能をもつ PLL 法の中で最高レベルの性能を有するロバスト PLL 法は、同様の位相跳躍に対し、再収収に約 0.1 (s) を要しており⁽¹⁷⁾、位相跳躍に対する性能に関しては、D 因子推定法は、ロバスト PLL 法を優に超えているようである。

〈5・4〉 振幅変動に対する追従性能 単相信号の振幅変動に対する提案 D 因子推定法の性能を確認すべく、ある瞬時に、基準値対し 50% の瞬時振幅減少 (50% sag) と 150% の瞬時振幅増加 (150% swell) をもつ単相信号を用意した⁽¹⁷⁾。振幅を除く他の条件に関しては、(28) 式と同一である。実験結果を図 10 に示す。同図 (a) は時間軸 0.05 (s/div) で位相真値、同推定値及び位相推定誤差の 20 倍値を、同図 (b) は時間軸 0.2 (s) で周波数推定値、振幅真値、振幅推定値を示している。振幅 V は、1→0.5→1.5 と瞬時変化させた。図 (a) は、瞬時振幅減少 (1→0.5) 時のものであるが、位相推定は、振幅変動の影響をほとんど受けていないことが確認される。瞬時振幅増加 (0.5→1.5) 時の位相推定も同様であった。なお、本振幅増加は、相対的には 300% 瞬時増加に相当する点には、注意されたい。周波数推定値は、入力された単相信号に起因した周期 0.04 (s) の脈動をもつが、平均値は安定している。また、振幅推定は、真値と推定値の比較より明かなように、高速推定に成功している。

図 10 振幅変動に対する応答
Fig. 10. Responses to signal with amplitude sag and swell.

振幅の瞬時変動に対する位相推定値、振幅の追従性能には、D 因子推定法とロバスト PLL 法の間には、特筆すべき差は見られない。周波数推定値の振動幅に関しては、D 因子推定法はロバスト PLL 法に倍する値を示している。振幅変動に関する追従性に関しては、D 因子推定法はロバスト PLL 法にわずかながら劣るようである⁽¹⁷⁾。

〈5・5〉 信号歪みに対する性能 単相信号の歪みに対する提案 D 因子推定法の性能を確認すべく、振幅 ± 1 の矩形状の単相信号を用意した⁽¹⁷⁾。本矩形信号は振幅 $V = 4/\pi$ の基本波成分と高調波成分 e からなり、高調波成分による極めて高い歪み (48.3% THD) を有している。本信号の歪み以外の条件は、(28) 式と同一である。

単相信号が有する高調波歪みを考慮し、D 因子フィルタブロック、ローパスフィルタ $F_L(s)$ の設計パラメータは、(17b) 式、(25b) 式に従い、以下のように再設計した。

$$\left. \begin{aligned} a_{1,0} &= 200\pi, & \omega_{2c} &= 30, \\ \omega_n &= 1.55\omega_{2c} = 46.5, & \omega_{tc} &= \omega_{2c} = 30 \end{aligned} \right\} \dots\dots (33)$$

なお、D 因子フィルタブロックを構成する後段フィルタの帯域幅 ω_{2c} は、性能比較を考慮し、文献 (17) のロバスト PLL システムの PLL 帯域幅と同一に設計している。

実験結果を図 11 に示す。同図 (a) は時間軸 0.02 (s/div) で入力の単相信号と位相推定値を、同図 (b) は時間軸 0.2 (s) で周波数推定値と振幅推定値を示している。基本波成分に

(a) Input signal and estimated phase.

(b) Estimated frequency and amplitude.

図 11 矩形信号 (48.3%THD) に対する応答

Fig. 11. Responses to rectangular signal with 48.3%THD.

(a) Actual and estimated phases.

(b) Input signal, estimated frequency and amplitude.

図 12 ノイズを含む信号に対する応答

Fig. 12. Responses to signal contaminated by noise.

関する位相、周波数、振幅は、共に、良好に推定されていることが確認される。特に、振幅推定値は、ロバスト PLL 法において見られた脈動が、実質的には消滅していることが確認される。

信号歪みに対する推定に関しては、D 因子推定法は、D 因子フィルタが有する高周波成分の抑圧機能、波形整形機能の特長を活かすことができ、ロバスト PLL 法を超える性能を発揮できるようである⁽¹⁷⁾。

〈5・6〉ノイズ抑圧の性能 ノイズに対する提案 D 因子推定法の性能を確認すべく、ノイズを有する単相信号を用意した。ノイズ e は、 ± 0.5 の間で一様に分布した白色ノイズとした⁽¹⁷⁾。単相信号基本波成分の振幅 $V = 1$ を考慮すると、本ノイズレベルは極めて高いと言える。本信号のノイズ以外の条件は、(28) 式と同一である。また、D 因子フィルタブロック、ローパスフィルタの設計は、(33) 式と同一である。

実験結果を図 12 に示す。同図 (a) は時間軸 0.05 (s/div) で、位相真値、同推定値及び位相推定誤差の 20 倍値を、同図 (b) は、時間軸は 0.02 (s/div) で、入力された単相信号、周波数推定値、振幅推定値を示している。高いノイズレベルにもかかわらず、位相、周波数、振幅ともノイズの影響をほとんど受けず適切に推定されている。

特にロバスト PLL 法と比較した場合、位相推定誤差の微小さが際立っており、推定原理をフィルタリングにおく D

因子推定法の特長が顕著に出現している⁽¹⁷⁾。

〈5・7〉過渡応答の例 過渡応答の性能を、ロバスト PLL 法と比較により検討した。システムの条件は、〈5・2〉節 (周波数変動に対する追従性能) の場合と同一である⁽¹⁷⁾。図 13 は、推定開始直後の過渡応答を示したものである。同図 (a), (b) の波形の意味は、定常応答を示した図 8 と同一である。

図より明らかなように、推定値は、推定開始後約 0.08 (s) で収斂を完了し、定常状態に入っている。ロバスト PLL 法が定常状態への突入に 0.5~1.0 (s) を要している点を考慮するならば、提案の D 因子推定法は、推定開始の過渡応答に関しては、約 10 倍近い速応性を達成している⁽¹⁷⁾。

6. おわりに

本論文は、周波数変動を伴う単相信号の位相、周波数、振幅の瞬時推定を目的とした推定法として、フィルタリングに原理を置く D 因子推定法を、設計パラメータの具体的設計法と共に新規に提示し、周波数変動に対する追従性能、位相跳躍に対する追従性能、振幅変動に対する追従性能、信号歪みに対する性能、ノイズ抑圧の性能の観点から、その推定性能を数値実験通じ検証・確認した。この際、実験条件はロバスト PLL 法と実質同一とし、これとの性能比較も行った。実験結果によれば、個々の性能に関しては多少の優劣が存在するが、総合的には、D 因子推定法はロバスト

図 13 周波数変動信号に対する過渡追従性
Fig. 13. Transient responses to frequency-varying signal.

PLL 法と同等の実用性能を有することを確認した。

「周波数変動を伴う単相信号に対しフィルタリングに原理を置く推定法が適用可能である」ことを新規に立証し、更には、ロバスト PLL 法と同等の実用性能を有する D 因子推定法の今後の活用が期待される。

(平成 20 年 4 月 12 日受付, 平成 20 年 10 月 5 日再受付)

文 献

- (1) S. Shinnaka: "A Simple Instant-Estimation Method for Time-Average Quantities of Single-Phase Power and Applications to Single-Phase Power Grid Connection by Inverter", *IEEE Trans. PE*, Vol.124, No.11, pp.1327–1335 (2004-11) (in Japanese)
新中新二:「単相電力における周期的時間平均量の簡易瞬時推定法と単相電力系統連系への応用」, 電学論 B, **124**, 11, pp.1327–1335 (2004-11)
- (2) S. Shinnaka: "A New Mapping Method for Phase-Estimation of Single-Phase Signals—A New Generation and New Realizations of the DFT Estimation Method—", *IEEE Trans. PE*, Vol.125, No.1, pp.29–38 (2005-1) (in Japanese)
新中新二:「写像法による単相信号の瞬時位相推定—DFT 法の一般化と実現—」, 電学論 B, **125**, 1, pp.29–38 (2005-1)
- (3) A.G. Phadke, J.S. Thorp, and M.G. Admiak: "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol.102, No.5, pp.1025–1033 (1983-5)
- (4) J.A. de la O, H.J. Altuve, and I. Diaz: "A New Digital Filter for Phase Computation, Part I: Theory", *IEEE Trans. Power Systems*, Vol.13, No.3, pp.1026–1031 (1998-8)
- (5) H.J. Altuve, I. Diaz, and J.A. de la O: "A New Digital Filter for Phase Computation, Part II: Evaluation", *IEEE Trans. Power Systems*, Vol.13, No.3, pp.1032–1037 (1998-8)

- (6) T. Funaki, K. Matsuura, and S. Tanaka: "Error Estimation and Correction of Detected Phase by Real Time DFT", *IEEE Trans. PE*, Vol.120, No.12, pp.1682–1690 (2000-12) (in Japanese)
舟木 剛・松浦俊士・田中俊輔:「DFT 実時間位相推定の誤差評価と補正法」, 電学論 B, **120**, 12, pp.1089–1090, pp.1682–1690 (2000-12)
- (7) T. Funaki, K. Matsuura, and S. Tanaka: "Error Correction for Phase Detection by Recursive Algorithm Real Time DFT", *IEEE Trans. PE*, Vol.121, No.9, pp.1085–1093 (2000-9) (in Japanese)
舟木 剛・松浦俊士・田中俊輔:「再帰的アルゴリズムを用いた実時間 DFT 位相推定の誤差対策」, 電学論 B, **121**, 9, pp.1085–1093 (2000-9)
- (8) M. Saitou and T. Shimizu: "A Novel Control Method on Single Phase Grid Connectable Inverter with Hilbert Transformer", *IEEE Trans. IA*, Vol.121, No.10, pp.1089–1090 (2001-10) (in Japanese)
齋藤 真・清水敏久:「ヒルベルト変換を用いた単相系統連系インバータの制御法, 単相電流の d-q 座標での制御」, 電学論 D, **121**, 10, pp.1089–1090 (2001-10)
- (9) M. Karimi-Ghartemani and M.R. Iravani: "A Nonlinear Adaptive Filter for Online Signal Analysis in Power System: Applications", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol.17, No.2, pp.617–622 (2002-4)
- (10) P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg: "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions", *Proc. of 32nd IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON 2006)*, pp.5173–5178 (2006-11)
- (11) L.N. Arruda, B.J.C. Filho, S.M. Silva, S.R. Silva, and A.S.A.C. Diniz: "Wide Bandwidth Single and Three-Phase PLL Structures for Grid-Tied PV Systems", *Record of the 28th IEEE Photovoltaic Specialist Conference 2000*, pp.1660–1663 (2000)
- (12) S.M. Silva, L.N. Arruda, and B.J.C. Filho: "Wide Bandwidth Single and Three-Phase PLL Structures for Utility Connected Systems", *CD-Proc. of 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2001)* (2001-8)
- (13) L.N. Arruda, S.M. Silva, and B.J.C. Filho: "PLL Structures for Utility Connected Systems", *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 36th IAS Annual Meeting (IAS 2001)*, Vol.4, pp.2655–2660 (2001-9)
- (14) S.M. Silva, B.M. Lopes, B.J.C. Filho, R.P. Campana, and W.C. Boaventura: "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems", *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting (IAS 2004)*, Vol.4, pp.2259–2263 (2004-10)
- (15) M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg: "Improved PLL structures for single-phase grid inverters", *CD-Proc. of International Conference on Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation (PELINCEC2005)* (2005-10)
- (16) M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg: "A New Single-Phase PLL Structures Based on Second Order Generalized Integrator", *CD-Proc. of 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC 2006)* (2006-6)
- (17) S. Shinnaka: "A Robust Single-Phase PLL System with Stable and Fast Tracking", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.44, No.2, pp.624–633 (2008-3/4)
- (18) 新中新二:「永久磁石同期モータのベクトル制御技術・上巻 (基礎から最先端まで)」, 電波新聞社, pp.283–348 (2008)

新中新二 (正員) 1973 年防衛大学校卒業。同年陸上自衛隊中央野外通信群入隊。1977 年 University of California, Irvine 大学院修士課程修了。1979 年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第 1 研究所, 防衛大学校電気工学教室等での奉職を終えて, 1986 年陸上自衛隊を除隊。同年キャノン (株) 勤務。1991 年ベンチャー研究所創設。1996 年神奈川大学電気工学科勤務 (教授, 現電子情報フロンティア学科)。2002 年同学市民 EV センター創設。これまでの間, 通信, 情報, 制御, パワーエレクトロニクス分野の教育, 研究, 開発及びこれらの管理等に従事。計測自動制御学会全 3 賞 (論文賞, 著述賞, 技術賞), IEEE IAS-Transactions 論文賞を受賞。計測自動制御学会, IEEE, 自動車技術会などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。