電源電圧センサレス単相 PWM コンバータの安定性と初期値推定

学生員 外 山 浩 司 (名工大)

正 員 竹 下 隆 晴 (名工大)

正 員 松 井 信 行 (名工大)

Stability and Initial Estimation of Power Source Voltage Sensorless Single-Phase PWM AC/DC Converter

Koji Toyama, Student Member, Takaharu Takeshita, Member, Nobuyuki Matsui, Member (Nagoya Institute of Technology)

The authors already proposed the new control scheme of the PWM converters where the control scheme was performed on the estimated voltage and phase of the source, thus eliminating the voltage sensor.

The paper deals with a stability problem of a sensorless PWM converter control. Under consideration of the parameter error, the stability analysis of the proposed control is examined. In addition to that, a design procedure of the estimation gains is also examined. For the stable starting of the system, the initial estimation of the amplitude and phase angle of the source voltage is proposed.

The effectiveness of the theoretical stability and estimation gain design has been confirmed by experiments.

キーワード：PWM コンバータ，センサレス制御，安定性，位相角推定，波高値推定，初期値推定

1. ま え が き

電力用半導体素子を用いた高調波電流発生機器の増加に伴って、電力系統の電圧ひずみ率および高調波障害発生件数も年々増加の一途をたどっている⁽¹⁾。高調波抑制のために「高調波抑制対策ガイドライン」⁽²⁾が策定され、各分野で対応がなされている。

このような状況の中で、単相整流回路では経済性が重視され、電力回生を必要としないシステムに対して高調波電流を抑制し、総合力率1の正弦波入力電流を得るための各種回路構成が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。一方、回生動作を必要とする場合には図1の単相PWMコンバータが広く用いられるが、このPWMコンバータの制御には電源電圧の位相角情報が必要不可欠で一般的に位相検出器が使用される。位相検出器は電源電圧変動やノイズの影響を受け、取り付けスペースを必要とし、経済的にも不利なので、位相角をコントローラ内で推定する方法が提案されている⁽⁵⁾。著者らも単相および三相の電源電圧の波高値と位相角を推定する電源電圧センサレス制御法についてすでに実験特性を報告している⁽⁶⁾⁽⁷⁾。センサレス制御では、信頼性の面から推定誤差が発生したときに再び誤差が零に収束するという安定性が重要であるが、単相PWMコンバータの電源電圧推定アルゴリズムは非線形となり、その理論的安定性は明確にされていない。

本論文では、単相PWMコンバータの電源電圧推定アルゴリズムの非線形性を考慮した理論的安定性を明確にし、さらに線形近似によるゲイン設計法を提案している。安定性においては実システムとコントローラ内で用いるパラメータ誤差の影響について検討し、パラメータ誤差は本推定アルゴリズムの安定性および推定特性にほとんど影響しないことを示している。一方、センサレス制御では安定な始動が重要な課題となり、このための電源電圧の波高値と位相角の初期値推定法を提案している。推定アルゴリズムの安定性および初期値推定法の妥当性は1kWの試作システムによる実験で確認されている。

2. 制御システムの概要

図1は単相PWMコンバータシステムの主回路構成である。また、図2に電源電圧検出器を除去した単相PWMコンバータの入力電流を力率1の正弦波にする電流制御系の構成を示す。本電流制御系の特徴は電源電圧の波高値と位相角を制御系内部で推定している点にある。電流制御系の入力として指令電流波高値 I_r が与えられ、これに位相角推定値 θ_M の余弦を乗じて指令電流 i_r を決める。電流制御部では指令電流 i_r に実電流 i を一致させるためにコンバータの瞬時方程式に基づいてコンバータ入力電圧 v_M を計算する⁽⁶⁾。パラメータ誤差、電圧方程式の近似およびコンバータのスイッチング素子のデッドタイム等による制御

図 1 単相 PWM コンバータ主回路構成
Fig. 1. Configuration of single-phase PWM ac/dc converter.

図 2 電源電圧検出器を除去した電流制御系の構成
Fig.2. Current control system without source detector.

誤差を補償するために、実電流 i と電流指令 i_r との誤差 Δi_c に比例制御を施して得られる Δv だけ v_M を補正してコンバータ入力電圧 v を与える。

電源電圧の推定のために、実際のコンバータに対応したコンバータモデルをコントローラ内部に構成する。コンバータモデルにおいて電源電圧の推定値に誤差が存在すると、実電流 i とモデル電流 i_M との間に電流推定誤差 Δi が生じる。この電流推定誤差に基づいて電源電圧の波高値と位相角の推定値 E_M , θ_M をそれぞれ計算する。

3. 電源電圧波高値と位相角の推定法

〈3・1〉 サンプル値系の電圧方程式 図1の単相PWMコンバータの電圧方程式は図中の記号を用いて次式で与えられる。

$$e = (R + pL)i + v \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 p は微分演算子 ($=d/dt$) である。サンプル周期 T 間のコンバータ入力電流の変化は十分小さいとして、サンプル点 $n-1$ と n の間において、電源電圧 e 、コンバータ入力電圧 v 、電流 i をそれぞれ、

$$e \simeq e(n-1); \text{ サンプル点 } n-1 \text{ の電源電圧}$$
 $v \simeq v(n-1)$; サンプル点 n と $n-1$ の間の平均電圧 $i \cong i(n-1)$; サンプル点 $n-1$ の電流
$$pi \cong \frac{1}{T} \{i(n) - i(n-1)\}; \text{ サンプル点 } n-1 \text{ と } n \text{ の間の電流微分の平均値}$$

と近似すると、(1)式はサンプル値系の電圧方程式、

$$e(n-1) = Ri(n-1) + \frac{L}{T}\{i(n) - i(n-1)\}$$

$$+v(n-1) \dots\dots\dots (2)$$

に書き改められる。電源電圧 e は波高値 E ，角周波数 ω ，初期位相 θ_0 の正弦波電圧とすれば，(2)式の $e(n-1)$ は次式で与えられる。

$$e(n-1) = E \cos \theta \dots\dots\dots (3)$$

$$\theta = (n-1) \cdot \omega T + \theta_0 \dots\dots\dots (4)$$

〈3・2〉 推定アルゴリズム コンバータの実電流 $i(n)$
は、(2)式より

$$i(n) = i(n-1) + \frac{T}{L} \{e(n-1)$$

$$-Ri(n-1)-v(n-1)) \dots\dots\dots (5)$$

と得られる。サンプル点 $n-1$ の電源電圧の波高値および位相角の推定値をそれぞれ E_M , θ_M として電源電圧推定値 $e_M(n-1)$ は,

$$e_M(n-1) = E_M \cos \theta_M \dots\dots\dots (6)$$

と記せる。また、(5)式の実電流に対応させ、コンバータモデルを(7)式で定義し、コントローラ内でモデル電流 $i_M(n)$ を推定する。

$$i_M(n) = i(n-1) + \frac{T}{L_M} \{e_M(n-1)$$

$$-R_{Mi}(n-1)-v(n-1)\} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 L_M , R_M はコントローラで用いるインダクタンスおよび抵抗であり、実パラメータと区別するために添え字 M を付けている。

以下の電源電圧推定法の説明を簡単にするために(7)式の回路パラメータ L_M , R_M は実システムのパラメータ L , R に一致しているものとし, パラメータ誤差の影響については4.3節で述べる。この仮定のもとで, (5)式の実電流 $i(n)$ と(7)式のモデル電流 $i_M(n)$ との電流推定誤差 $\Delta i(n)$ を(3), (6)式を用いて計算すると次式を得る。

$$\Delta i(n) = i(n) - i_M(n)$$

$$= \frac{T}{L} \{e(n-1) - e_M(n-1)\}$$

$$\simeq \frac{T}{L} \{ \Delta E \cos \theta_M - \Delta \theta E \sin \theta_M \} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 ΔE , $\Delta\theta$ はそれぞれ(9), (10)式の電源電圧の波高値および位相角の推定誤差である。また、近似式については、 $\Delta\theta \simeq 0$ とし、 $\sin \Delta\theta \simeq \Delta\theta$, $\cos \Delta\theta \simeq 1$ と近似している。

$$\Delta E = E - E_M \dots\dots\dots (9)$$

$$\Delta\theta = \theta - \theta_M \dots\dots\dots (10)$$

(8)式の ΔE , $\Delta\theta$ が一定であれば, フーリエ級数展開の定義より,

$$\Delta E = \frac{L}{T} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i \cos \theta_M d\theta_M \dots\dots\dots (11)$$

$$\Delta\theta = -\frac{L}{TF} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i \sin\theta_M d\theta_M \dots\dots\dots (12)$$

と表せることを考慮すれば、 E_M , θ_M はそれぞれ次式のよう
に $\Delta \cos \theta_M$, $\Delta \sin \theta_M$ の積分によって推定できる。

$$E_M(n) = E_M(n-1) + K_E \Delta i(n) \cos \theta_M(n-1) \dots \dots \dots (13)$$

ここで、 K_E 、 K_θ はそれぞれ波高値および位相角の推定ゲインである。

〈4・1〉 安定性 提案する電源電圧推定アルゴリズム
 は電流推定誤差 Δi に基づいて(13), (14)式により電源
 電圧の波高値と位相角の推定が行われる。電流推定誤差
 Δi は(8)式で示されるように電源電圧の波高値および位
 相角の推定誤差により生じ、制御入力 v によらないこと
 から電流制御特性は電源電圧推定の収束特性およびその安
 定性には影響しないことがわかる。そこで、電源電圧推定
 アルゴリズムの安定条件を考えるために推定誤差ベクトル
 を、

と定義し、 $|\epsilon|$ の零への収束条件を検討する⁽⁹⁾。

$$\Delta E(n) = \Delta E(n-1) - K_E \Delta i(n) \cos \theta_M(n-1) \dots \dots \dots (16)$$
$$\Delta\theta(n)=\Delta\theta(n-1)+K_e\Delta i(n)\sin\theta_M(n-1) \quad \cdots \cdots (17)$$
$$\boldsymbol{\varepsilon}(n) = \mathbf{A}(\theta_M) \boldsymbol{\varepsilon}(n-1) \dots\dots\dots (18)$$
$$A(\theta_M) = \begin{bmatrix} 1 - K'_E \cos^2 \theta_M & K'_E \sin \theta_M \cos \theta_M \\ K'_E \sin \theta_M \cos \theta_M & 1 - K'_E \sin^2 \theta_M \end{bmatrix}$$

(18)式の $A(\theta_M)$ の各要素は三角関数の乗算を含む非線形項なので簡単化するために、変換行列 T^{-1}

により(18)式を対角化すると次式が得られる。

ただし、

$$\lambda(\theta_M) = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{A}(\theta_M) \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_n \end{bmatrix} \dots \dots \dots (23)$$

$$\begin{cases} \lambda_1=1 \\ \lambda_2=1-K'_E\cos^2\theta_M-K'_S\sin^2\theta_M \end{cases} \dots\dots\dots (24)$$

(1) $K=K'_0=K'_0$ の場合 (24) 式の固有値は $\lambda_1=1$, $\lambda_2=1-K$ となり, (18) 式は線形化される。このときの安定条件はよく知られているように固有値の絶対値が単位円内に存在すればよく, ゲイン K の安定領域は,

である。図3(a)は、安定性を説明するために $K=K'_E=K'_\theta$ の場合の一連の座標変換の関係を表わしたものである。 $K=K'_E=K'_\theta$ のとき(20)式の変換行列 T^{-1} は θ_M に同期して回転する座標系(α -座標系)への変換行列となり、同図に示すように誤差ベクトル $\epsilon(n-1)$ は(22)式により α -座標上のベクトル $\epsilon_T(n-1)$ に変換される。さらに $\epsilon_T(n-1)$ は(21)式により $\epsilon_r(n)$ へ変更される。このとき、 $\lambda_1=1$ なので $\epsilon_\alpha(n)=\epsilon_\alpha(n-1)$ 、また、 λ_2 に関し(25)式の安定条件

356

が満足されれば、 $|\epsilon_\theta(n)| < |\epsilon_\theta(n-1)|$ となり、 $\epsilon_r(n)$ は同図の円内に移動する。したがって、 $\epsilon(n)$ も同図円内となり、誤差ベクトルの大きさは小さくなる。このとき α 軸が固定座標であれば ϵ_α は一定値になり零へ収束しないが、 α 軸は θ_M に同期して回転しているので ϵ_α は零に収束し、安定となる。

(2) $K'_E \neq K'_\theta$ の場合 電源電圧推定アルゴリズムは非線形になり、解析的に安定性を論じるのは困難であり、図 3(b) に基づいて安定性を考察する。同図は $\theta_M = \pi/12$ rad, $K'_E = 0.4$, $K'_\theta = 1.6$, $\lambda_2 = 0.52$ の場合である。図 3(b) の円上の誤差ベクトル $\epsilon(n-1)$ を T^{-1} で座標変換した (22) 式の $\epsilon_r(n-1)$ は同図の楕円の円周上に変換される。例えば、図中の $\epsilon_1(n-1)$, $\epsilon_2(n-1)$ はそれぞれ $\epsilon_{r1}(n-1)$, $\epsilon_{r2}(n-1)$ に変換される。本推定アルゴリズムが安定であるためには、1 サンプル後の誤差ベクトル $\epsilon_r(n)$ が図の楕円の内部に存在すれば、 $\epsilon(n)$ は円の内部となり安定となる。しかし、 $\epsilon_r(n-1)$ の楕円は必ずしも α 軸に関して対称になるとは限らないため、実線で示す領域のベクトル、例えば、 $\epsilon_{r1}(n-1)$ に対し $\epsilon_{r1}(n)$ が楕円の内部に存在するためには少なくとも $|\lambda_2| < 1$ を満足しなければならないが、一方、破線で示す領域のベクトル、例えば、 $\epsilon_{r2}(n-1)$ では $|\lambda_2| < 1$ とすると $\epsilon_{r2}(n)$ は楕円の外部になる。したがって、 $K'_E \neq K'_\theta$ の場合は本推定アルゴリズムは安定とは限らない。

以上の考察より、本推定アルゴリズムの安定条件は、 $K = K'_E = K'_\theta$ とした場合の (25) 式で与えられる。

〈4・2〉 推定ゲインの設計 次に、(25) 式の安定領域内での推定ゲイン K_E , K_θ の設計指針について述べる。 $K = K'_E = K'_\theta$ の場合、(18) 式の $A(\theta_M)$ を定値行列 A_0 と非線形行列 A_1 の和

$$A(\theta_M) = A_0 + A_1 \quad (26)$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{K}{2} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{K}{2} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$A_1 = \frac{K}{2} \begin{bmatrix} -\cos 2\theta_M & \sin 2\theta_M \\ \sin 2\theta_M & \cos 2\theta_M \end{bmatrix} \quad (28)$$

と表現すると、(28) 式の A_1 は電源の 2 倍周波数の振動項で、その平均値は零となるから電源推定の応答周波数が電源の 2 倍周波数より十分遅い場合には A_1 の影響を無視することができ、(27) 式の A_0 の固有値 $1 - K/2$ を用いて推定ゲインの設計ができる。従って、 A_1 を無視すると、(18) 式は、

$$\begin{aligned} \epsilon(n) &= (A_0 + A_1)\epsilon(n-1) \\ &\approx A_0\epsilon(n-1) \\ &= \left(1 - \frac{K}{2}\right)^n \epsilon(0) \quad (29) \end{aligned}$$

と記せる。ただし、 $\epsilon(0) = [\Delta E(0)/E, \Delta \theta(0)]^T$ は誤差の初期値である。(29) 式のサンプル点 n における応答と時定数 τ を持つ一次系の時間応答の等価性から、固有値 $1 - K/2$ と時定数 τ の間には次式の関係が成り立つ。

$$1 - \frac{K}{2} = e^{-\frac{\tau}{T}} \quad (30)$$

したがって、推定ゲイン K_E , K_θ は、(19), (30) 式より時定数 τ を与えることにより、

$$\begin{aligned} K_E &= \frac{2L}{T}(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}) \\ K_\theta &= \frac{2L}{TE}(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}) \end{aligned} \quad (31)$$

と決定できる。

〈4・3〉 パラメータ誤差の影響 (7) 式において、モデルパラメータ L_M , R_M には入力リアクトルのインダクタンスと抵抗の測定値を用いるが、実際には受電変圧器の漏れインダクタンス等によりパラメータ誤差を生じる。このパラメータ誤差が電源電圧推定特性に及ぼす影響について検討する。電源電圧推定アルゴリズムの原理から、電流推定誤差 $\Delta i(n)$ が零になるように電源電圧が推定されるので、パラメータ誤差が存在する場合の電源電圧の推定値 $e_0(n-1)$ は、(5), (7) 式より、

$$\begin{aligned} e_0(n-1) &= e(n-1) + (R_M - R)i(n-1) \\ &\quad + \frac{L_M - L}{T}\{i(n) - i(n-1)\} \quad (32) \end{aligned}$$

と得られる。(32) 式の右辺第 2, 第 3 項が電源電圧の推定誤差であるが、それぞれ抵抗誤差、インダクタンス誤差による電圧降下であり、コンバータの入力インピーダンスは小さいので、推定誤差はほとんど生じない⁽⁶⁾。

次に収束特性について考えるために、(5), (7), (32) 式を用いて電流推定誤差を計算すると、

$$\Delta i(n) = \frac{T}{L_M}\{e_0(n-1) - e_M(n-1)\} \quad (33)$$

となり、電流推定誤差はモデルパラメータのみで表わされることがわかる。(33) 式が (8) 式に対応しており、推定ゲインの設計は、モデルパラメータにより設計できるので収束特性はパラメータ誤差の影響を受けない。

5. 実験結果

〈5・1〉 試作システム構成 図 4 に実験に用いた試作システムの構成を示し、その諸元を表 1 に示す。

〈5・2〉 電源電圧推定特性 (30) 式の $\tau = 6.7$ msec と

図 4 試作システム構成
Fig. 4. System configuration.

した場合の電源電圧推定特性を図5, 図6に示す。このとき, $L_M=L=3.8\text{ mH}$, $R_M=R=0.8\ \Omega$ とパラメータが一致している場合には $K_E=1.13\ \Omega$, $K_\theta=0.0080\text{ A}^{-1}$, パラメータ不一致時で $L_M=0.5L$, $R_M=0.5R$ とモデルパラ

表 1 試作システムの諸元
Table 1. Specification of experimental system.

電源容量	1 kVA
電源電圧	100 V, 60 Hz
定格電流	10 A
L, R	3.8 mH, 0.8 Ω
スイッチング周波数	2 kHz
制御回路	DSP (T. I. 社製, TMS 320 C 25)
サンプル周期 T	127.5 μsec
プログラム容量	0.6 k ワード
テーブル容量	1.7 k ワード
制御処実行時間	60 μsec

(a) 理論値

(b) パラメーター一致の場合

(c) パラメータ誤差-50%の場合

(d) パラメータ誤差+50%の場合

図 5 波高値外乱に対する収束特性

Fig. 5. Convergent characteristics for crest value disturbance.

メータが実パラメータの-50%の場合には $K_E=0.56\ \Omega$, $K_\theta=0.0040\text{ A}^{-1}$ となり, $L_M=1.5L$, $R_M=1.5R$ とモデルパラメータが実パラメータの+50%の場合には $K_E=1.69\ \Omega$, $K_\theta=0.0120\text{ A}^{-1}$ となる。図5は $\theta=0\text{ rad}$ で $\pm 30\text{ V}$ の波高値外乱を挿入した場合の誤差の収束特性で, 同図(a)の実線は(18)式, 破線は(29)式に従ってそれぞれ計算した収束特性である。同図(b), (c), (d)はそれぞれパラメータが一致している場合, パラメータ誤差が-50%, +50%の場合の実験結果であり, いずれの場合も理論値どおりの収束特性が得られている。図6は $\theta=0\text{ rad}$ で θ_M に $\pm \pi/6\text{ rad}$ の位相角外乱を挿入した場合の誤差の収束特性で, 図5と同様パラメータ誤差の有無にかかわらず理論値どおりの収束特性が得られている。より大きな位相角外乱に対する収束特性については参考文献(6)で示しており, $\pm \pi\text{ rad}$ の外乱に対して安定であることを実験により確認している。

(a) 理論値

(b) パラメーター一致の場合

(c) パラメータ誤差-50%の場合

(d) パラメータ誤差+50%の場合

図 6 位相角外乱に対する収束特性

Fig. 6. Convergent characteristics for phase angle disturbance.

6. 初期値推定法

電源電圧センサレス制御を行う場合、始動時に電源電圧の波高値 E と位相角の初期値 θ_0 を推定しなければならない。 $\theta_0 - \pi/2$ と θ_0 のそれぞれのサンプル点時のみ適当なコンバータ入力電圧 v を印加し、そのときの電流応答から E , θ_0 を推定する⁽⁸⁾。印加電圧 v としては、電流 i が過電流にならないように、 $|i|$ が定格電流の $1/2$ 以下の場合には a^- , b^- を、 $1/2$ より大きく電流の符号が正の場合には a^+ , b^+ を、負の場合には a^- , b^+ をそれぞれサンプル周期 T の間オンするパターンを選択する。 $\theta_0 - \pi/2$ と θ_0 の時点のサンプル点をそれぞれ、 n_1 , n_2 とすると、電源電圧推定値 $e_M(\theta_0 - \pi/2)$, $e_M(\theta_0)$ は(7)式より、それぞれ

$$\left. \begin{aligned} e_M(\theta_0 - \pi/2) &= R_M i(n_1 - 1) + \frac{L_M}{T} \{ i(n_1) \\ &\quad - i(n_1 - 1) \} + v(n_1 - 1) \\ e_M(\theta_0) &= R_M i(n_2 - 1) + \frac{L_M}{T} \{ i(n_2) \\ &\quad - i(n_2 - 1) \} + v(n_2 - 1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (34)$$

と計算できる。この結果、波高値の推定値 $E_M(0)$ は、

$$E_M(0) = \sqrt{e_M^2(\theta_0 - \pi/2) + e_M^2(\theta_0)} \dots\dots\dots (35)$$

表 2 初期位相角推定アルゴリズム
Table 2. Initial phase angle estimation algorithm.

θ_0	$e_M(\theta_0 - \pi/2)$	$e_M(\theta_0)$	$\frac{ e_M(\theta_0) }{- e_M(\theta_0 - \pi/2) }$	$\theta_M(0)$
$0 \sim \frac{\pi}{4}$	正	正	正	$\frac{e_M(\theta_0 - \pi/2)}{E_M(0)}$
$\frac{\pi}{4} \sim \frac{\pi}{2}$			負	$\frac{\pi - e_M(\theta_0)}{E_M(0)}$
$\frac{\pi}{2} \sim \frac{3\pi}{4}$	正	負	正	$\frac{e_M(\theta_0 - \pi/2)}{E_M(0)}$
$\frac{3\pi}{4} \sim \pi$			負	$\frac{3\pi - e_M(\theta_0)}{E_M(0)}$
$\pi \sim \frac{5\pi}{4}$	負	負	正	$\frac{3\pi - e_M(\theta_0)}{E_M(0)}$
$\frac{5\pi}{4} \sim \frac{3\pi}{2}$			負	$\frac{e_M(\theta_0 - \pi/2)}{E_M(0)}$
$\frac{3\pi}{2} \sim \frac{7\pi}{4}$	負	正	正	$\frac{e_M(\theta_0 - \pi/2)}{E_M(0)}$
$\frac{7\pi}{4} \sim 2\pi$			負	$\frac{2\pi - e_M(\theta_0)}{E_M(0)}$

図 7 始動前の入力電流

Fig. 7. Converter input current before starting.

と求められる。さらに、表 2 に従い $e_M(\theta_0 - \pi/2)$, $e_M(\theta_0)$ および $|e_M(\theta_0)| - |e_M(\theta_0 - \pi/2)|$ の符号より電源電圧位相角の $\pi/4$ ごとの存在区間を明らかにし、初期位相角推定値 $\theta_M(0)$ を計算する。提案する初期値推定法のシミュレーション結果と実験結果を図 8～図 10 に示す。シミュレーション条件は、コンバータ始動前の入力電流は図 7 の電流値を用い、 $E = 141$ V, サンプル周期 $T = 127.5 \mu\text{sec}$ とし、コンバータ始動前の直流電圧の測定値から $V_{DC} = 120$ V と

(a) 波高値の初期値推定特性

(b) 位相角の初期値推定特性

図 8 パラメータ一致時の初期値推定特性
Fig. 8. Initial value estimation characteristics under coincidental parameters.

(a) 波高値の初期値推定特性

(b) 位相角の初期値推定特性

図 9 パラメータ誤差 +50% 時の初期値推定特性
Fig. 9. Initial value estimation characteristics under +50% parameter error.

(a) 波高値の初期値推定特性

(b) 位相角の初期値推定特性

図10 パラメータ誤差-50%時の初期値推定特性
Fig. 10. Initial value estimation characteristics under -50% parameter error.

した。図8はパラメータが一致している場合、図9は $L_M=1.5L$, $R_M=1.5R$ とパラメータ誤差が+50%の場合、図10は $L_M=0.5L$, $R_M=0.5R$ とパラメータ誤差が-50%の場合であり、それぞれの(a)図は波高値推定誤差 $\Delta E(0)=(E-E_M(0))$, (b)図は位相角推定誤差 $\Delta\theta(0)=(\theta_0-\theta_M(0))$ を示している。また、図中の実線は計算値、点の実験値を表わしている。パラメータの値によらず計算値と実験値はよく一致しており、特にパラメータが一致している場合、推定誤差 $\Delta E(0)=20\text{ V}$, $\Delta\theta(0)=\pi/36\text{ rad}$ 以内で推定がなされている。パラメータが不一致の場合、波高値の推定誤差が大きくなっているが、電源電圧の波高値はコンバータ出力電圧 V_{DC} の情報などを用いて事前に与えることで対応できる。また、パラメータが50%異なっても位相角の推定誤差は最大 $\pi/8$ であり、先の位相角誤差の収束特性からも明らかであるが、安定な始動ができることを実験により確認している。

7. あとがき

本論文では、電源電圧センサレス単相PWMコンバータの安定性に関して考察を行い、電源電圧推定アルゴリズムの安定性と推定ゲイン設計法を明確にし、波高値および位相角の外乱に対して設計値どおりの安定な収束特性が得られることを実験で検証した。さらに、コントローラ内のコンバータモデルに50%のパラメータ誤差が存在しても推定特性にほとんど影響を与えないことを理論および実験で示した。また、電源電圧の波高値と位相角の初期値推定法を提案し、パラメータ一致時の実験において波高値誤差は20 V以内、位相角誤差は $\pi/36$ 以内の推定特性が得ら

れた。

末筆ながら、本論文の掲載料の一部は財団法人中部電力基礎技術研究所の援助を受けており、関係各位に謝意を表す。

(平成7年7月3日受付, 同7年8月21日再受付)

文 献

- (1) 大場: 「電力系統の高調波電圧ひずみと障害の実態」, 雑誌 OHM, 31 (平6-10)
- (2) 資源エネルギー庁: 「高圧又は特別京圧で受電する需要家及び家電・汎用品の高調波抑制対策ガイドラインの策定について」, 通産省公報 (平6-9)
- (3) 高橋・地下: 「単相整流回路の入力電流波形改善」, 電学論 D, 105, 174 (昭60-2)
- (4) 片岡・中野・難波江: 「DSPを用いた入力正弦波コンバータの線形化制御システム」, 平6電気学会大会, 5, 543 (平6-3)
- (5) 高橋・伊東・菅野・河内: 「三相PWMコンバータのデジタル制御法-電源位相センサレス化の手法-」, 平5電気学会大会, 5, 505 (平5-3)
- (6) 竹下・松井: 「電源位相角及び電圧検出器を除去した単相高力率PWMコンバータ」, 電学論 D, 113, 1209 (平5-10)
- (7) 竹下・小林・松井: 「電源電圧センサレス三相PWMコンバータの一方式」, 電学論 D, 114, 1211 (平6-12)
- (8) 外山・竹下・松井: 「電源センサレス単相PWMコンバータの初期値推定」, 平6電気学会大会, 5, 537 (平6-3)
- (9) 外山・竹下・松井: 「単相PWMコンバータの電源推定アルゴリズムの安定性とゲイン設計法」, 平6電気学会産総大会, 121 (平6-8)

外山 浩 司 (学生員) 1970年9月30日生。1995年3月名古屋工業大学大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。同年4月同大学院博士後期課程電気情報工学専攻入学, 現在にいたる。整流回路のプロセッサ制御の研究に従事。

竹下 隆 晴 (正員) 1959年8月23日生。1984年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月岐阜工業高等専門学校助手。1991年4月名古屋工業大学電気情報工学科講師, 1994年4月同助教授, 現在にいたる。工学博士。交流電動機および整流回路のプロセッサ制御の研究に従事。計測自動制御学会, 電子情報通信学会, IEEE会員。

松井 信 行 (正員) 1943年5月7日生。1968年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月同大学助手。講師, 助教授を経て, 1985年4月同大学電気情報工学科教授, 現在にいたる。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。計測自動制御学会, ロボット学会, IEEE会員。