

パラメータ同定と電源電圧推定機能を有する PWMコンバータの高速電流制御法

関 浩輔 野口季彦 (長岡技術科学大学)

High-speed Current Control of PWM Converter with Parameter Identification and Power-Source Voltage Estimation

Kosuke Seki, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract – This paper proposes a unity power factor control method of a PWM converter, which incorporates interlinkage reactor identification and power supply voltage estimation. This current control technique is capable to minimize a current control error at every sampling point, and the inductance identification and power-source voltage estimation are achieved by observing current tracking errors during every PWM pulse output from the converter. Several computer simulations were conducted and the resultant data proved validity and feasibility of the proposed technique.

キーワード : PWMコンバータ, 電流ベクトル制御, インダクタンス同定, 電源電圧推定

Keywords : PWM converter, current vector control, inductance identification, power-source voltage estimation

1. はじめに

近年,インバータの普及にともない,その直流電源部に使用されるダイオード整流回路の問題点が顕在化してきた。そのため,高性能,高機能を要求する分野ではPWMコンバータが用いられている。PWMコンバータは入力効率を1に制御することが容易であり,これまで数多くの制御法が報告されている。その多くが電流マイナーループをもち,電源相電圧と線電流が同相となるように電流制御を行うことによって効率1制御を実現している。通常,このような制御を行うには電源電圧センサが必要であるが,構成の簡単化と信頼性向上の観点から最近では電源電圧センサレス制御法も提案されている⁽¹⁾。

本稿では,筆者らがすでに提案した電流ベクトル制御法をPWMコンバータに適用し,電源電圧センサを用いずに効率1制御を実現する手法を提案する⁽²⁾。ここでは提案法の制御理論とその妥当性を確認するために計算機シミュレーションを行い,その有効性を明らかにする。

2. 制御原理

2.1 電流フィードバックと電流指令

図1に提案するシステムの制御構成図を示す。同図の各種記号は以下の通りである。

- v_a, v_b, v_c 三相電源電圧
- i_a, i_b, i_c 三相線電流
- L 系統連系リアクトル
- S_a, S_b, S_c コンバータスイッチングモード
(1または0)
- C 直流平滑コンデンサ
- R_L 抵抗負荷
- V_{dc} 直流バス電圧

筆者らが提案した電流ベクトル制御法は,三相の電流を空間的なベクトル量としてとらえ,電流指令ベクトルとの制御

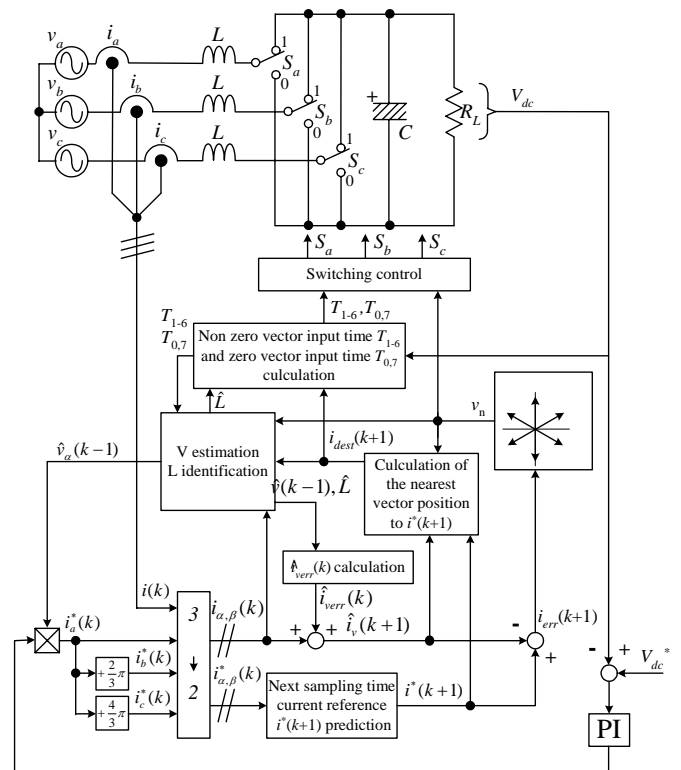


図1 提案法のシステム構成

Fig.1 System configuration of proposed method.

偏差をサンプリング毎に最小化するように追従させる制御方式である。

任意のサンプリング点 k においてフィードバックされた電流ベクトル $i(k)$ は(1)のように表される。

$$i(k) = i_\alpha(k) + j i_\beta(k) = \sqrt{2/3} [i_a(k) + i_b(k) e^{j2\pi/3} + i_c(k) e^{j4\pi/3}] \quad (1)$$

一方,電流指令値は直流リンク電圧と電源電圧推定値から得られる。直流バス電圧 V_{dc} の制御偏差をPI制御器に入力することにより,電流制御系の操作量として電流振幅指令値が

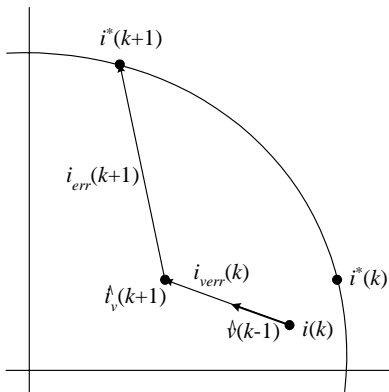


図 2 電流ベクトル軌跡
Fig. 2. Current vector trajectory

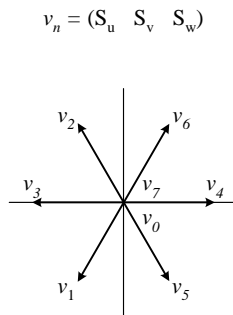


図 3 コンバータ電圧ベクトル
Fig. 3. Voltage vectors of converter.

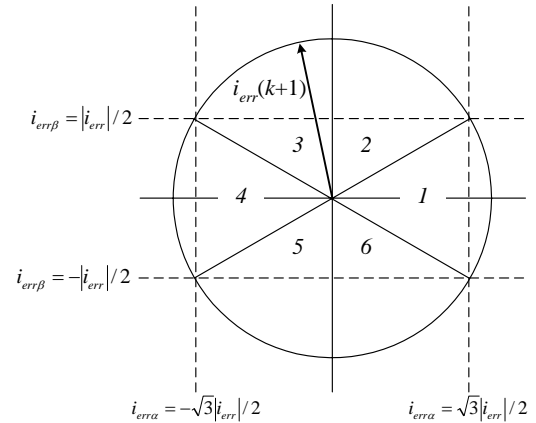


図 4 電流誤差ベクトルの領域判別
Fig. 4. Spatial sectors to determine current-error vector direction.

得られる。この振幅指令値に電源電圧推定値 $\hat{v}_\alpha(k-1)$ の位相情報に乗ずることにより a 相電流指令値 $i_a^*(k)$ が得られる。b 相, c 相電流指令値 $i_b^*(k)$, $i_c^*(k)$ は $i_a^*(k)$ の位相をそれぞれ $2/3, 4/3$ 遅らせて得る。また, 次サンプリング点 $k+1$ における電流指令ベクトル $i^*(k+1)$ は次式で予測する。

$$i^*(k+1) = i_\alpha^*(k+1) + j i_\beta^*(k+1) \tag{2}$$

$$= \sqrt{2/3} [i_a^*(k+1) + i_b^*(k+1) e^{j2\pi/3} + i_c^*(k+1) e^{j4\pi/3}]$$

2.2 最適な非零電圧ベクトルの決定

例として, 任意のサンプリング点 k における $i(k)$ と $i^*(k+1)$ が図2に示すように位置しているとする。電流ベクトルは電源電圧 $v(k)$ とコンバータ出力電圧ベクトル $v_n(k)$ の合成ベクトルの方向に移動する。そこで, 電源電圧 $v(k)$ による影響のみを考える。 $v(k)$ による電流ベクトルの変化量 $\hat{i}_{verr}(k)$ は(3)で表される。なお, T_s は 1 サンプリング期間である。

$$\hat{i}_{verr}(k) = \frac{\hat{v}(k-1)}{\hat{L}} T_s \tag{3}$$

(3)より, 1 サンプリング期間零電圧ベクトルのみを印加した場合, 電流ベクトルは $\hat{i}_v(k+1)$ の位置に到達すると予測できる。ここで $i(k)$ が $i^*(k+1)$ に最も近づくことができる非零電圧ベクトルを考える。各スイッチ S_a, S_b, S_c の組み合わせで印加することができる $v_n(k)$ は図3に示す 6 個の非零電圧ベクトル $v_{1-6}(k)$ と 2 個の零電圧ベクトル $v_{0,7}(k)$ である。これらを定式化すると(4)のように表される。

$$v_n(k) = v_{n\alpha}(k) + j v_{n\beta}(k) \tag{4}$$

$$= \sqrt{2/3} V_{dc} [S_a(k) + S_b(k) e^{j2\pi/3} + S_c(k) e^{j4\pi/3}]$$

次サンプリング点 $k+1$ における電流指令ベクトル $i^*(k+1)$ と $\hat{i}_v(k+1)$ との予測制御偏差 $i_{err}(k)$ が, 図4に示す領域のどれに存在するかを判別し, 領域に応じた非零電圧ベクトル $v_{1-6}(k)$ を決定する。この例では, $i_{err}(k)$ は領域3に存在するので, 印加する非零電圧ベクトルは $v_2(k)$ となり, 対応するスイッチングモードは $S_a = 0, S_b = 1, S_c = 0$ である。

2.3 目標座標 $i_{dest}(k+1)$ の決定

次に $i_{v2}(k+1)$ と $\hat{i}_v(k+1)$ を結んだ直線において, 最も $i^*(k+1)$ に近づくことができる点 $i_{dest}(k+1)$ を決定する。図5に示すように, $i^*(k+1)$ から先に述べた直線に垂線を下ろした点が, 制御偏差が最小となる目標座標 $i_{dest}(k+1)$ である。

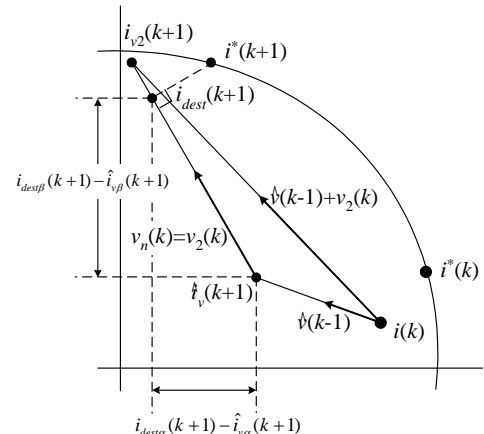


図 5 電流ベクトルの予測軌跡
Fig. 5. Scheduled trajectory and optimum destination of current vector.

この目標座標 $i_{dest}(k+1)$ は(5), (6)より算出できる。なお, m はコンバータ電圧ベクトルの傾きで, 図5の場合, $m = \sqrt{3}$ である。

$$i_{dest\alpha}(k+1) = \frac{m i_{v\alpha}(k+1) + i_{\beta err}^*(k+1) - i_{v\beta}(k+1) + i_\alpha^*(k+1)/m}{m+1/m} \tag{5}$$

$$= \frac{m i_{v\alpha}(k+1) + i_{\beta err}^*(k+1) + i_\alpha^*(k+1)/m}{m+1/m}$$

$$i_{dest\beta}(k+1) = \frac{m i_\beta^*(k+1) + i_\alpha^*(k+1) - i_{v\alpha}(k+1) + i_{v\beta}(k+1)/m}{m+1/m} \tag{6}$$

$$= \frac{m i_\beta^*(k+1) + i_{\alpha err}^*(k+1) + i_{v\beta}(k+1)/m}{m+1/m}$$

2.4 電圧ベクトルの印加時間の決定

電流ベクトルが $\hat{i}_v(k+1)$ から $i_{dest}(k+1)$ に到達するために必要な非零電圧ベクトル印加時間 T_{1-6} は, 電流ベクトルの移動距離と移動速度から得られる。電流ベクトルの移動距離は $i_v(k+1)$ から $i_{dest}(k+1)$ までなので, T_{1-6} は(7)のように導かれ

る。

$$T_{1-6} = \frac{\sqrt{\{i_{dest\alpha}(k+1) - i_{v\alpha}(k+1)\}^2 + \{i_{dest\beta}(k+1) - i_{v\beta}(k+1)\}^2}}{\sqrt{2/3} V_{dc} / \hat{L}} \quad (7)$$

余った時間 $T_{0,7}$ は零電圧ベクトルを印加する。

$$T_{0,7} = T_s - T_{1-6} \quad (8)$$

2.5 インダクタンス同定および電源電圧推定法

例として 1 サンプリグ後、電流ベクトルが図 6 の $i(k+1)$ の位置に移動したとする。まず零電圧ベクトル印加後の電流ベクトル位置 $i(k+T_{0,7})$ から、電源電圧 $v(k)$ による電流ベクトルの変化量の真値 $i_{verr}(k)$ を (9), (10) より算出する。

$$\begin{cases} i_{verr\alpha} = \{ i_{\alpha}(k+T_{0,7}) - i_{\alpha}(k) \} \frac{T_s}{T_{0,7}} \\ i_{verr\beta} = \{ i_{\beta}(k+T_{0,7}) - i_{\beta}(k) \} \frac{T_s}{T_{0,7}} \end{cases} \quad (9)$$

$$i_{verr} = \sqrt{i_{verr\alpha}^2 + i_{verr\beta}^2} \quad (10)$$

次に, (11), (12) から電源電圧 $v(k)$ による電流ベクトルの変化量の推測値 \hat{i}_{verr} を算出する。

$$\begin{cases} \hat{i}_{verr\alpha} = i_{\alpha}(k+1) - v_{1-6\alpha} \frac{T_{1-6}}{\hat{L}} - i_{\alpha}(k) \\ \hat{i}_{verr\beta} = i_{\beta}(k+1) - v_{1-6\beta} \frac{T_{1-6}}{\hat{L}} - i_{\beta}(k) \end{cases} \quad (11)$$

$$\hat{i}_{verr} = \sqrt{\hat{i}_{verr\alpha}^2 + \hat{i}_{verr\beta}^2} \quad (12)$$

(9) はすべて真値で構成されており, (11) はパラメータ L のみ推定値を使用しているため, \hat{i}_{verr} と i_{verr} の値に差がある場合は, インダクタンス同定値 \hat{L} が真値 L と異なっていることを意味している。したがって \hat{i}_{verr} と i_{verr} の誤差を零とするようにパラメータ \hat{L} を動的に修正する。これを式で表すと (13) のようになる。

$$\hat{L} = K \int (i_{verr} - \hat{i}_{verr}) \quad (13)$$

電源電圧推定値と真値の間に誤差がある場合は, 図 8 に示すように $i_{dest}(k+1)$ と $i(k+1)$ の間にずれが生じる。電源電圧の推定はインダクタンス同定のとおり同様に, $i_{dest}(k+1)$ と $i(k+1)$ の誤差を零にするように行う。式で表すと (14) のようになる。

$$\begin{cases} \hat{v}_{\alpha} = K \int \{ i_{\alpha}(k) - i_{\beta}(k) \} \frac{\hat{L}}{T_s} \\ \hat{v}_{\beta} = K \int \{ i_{\alpha}(k) - i_{\beta}(k) \} \frac{\hat{L}}{T_s} \end{cases} \quad (14)$$

ただし, (14) には \hat{L} が含まれているため, \hat{L} に誤差が生じた場合, $\hat{v}(k)$ にも誤差を生じる。

3. シミュレーションによる制御特性の検証

本方式の基本的な制御特性を確認するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション条件は $R = 0.5 [\Omega]$, $L = 10 [\text{mH}]$, サンプリグ周期 $T_s = 100 [\mu\text{s}]$, 電源電圧 $v = 160 [\text{V}]$ (相電圧波高値), $R_L = 160 [\Omega]$, 直流バス電圧指令値 $V_{dc}^* = 350 [\text{V}]$ とした。また, この条件におけるスイッチング周波数は $f_{sw} = 4 [\text{kHz}]$ となる。

3.1 インダクタンス同定特性と電源電圧推定特性

図 9 に提案法のインダクタンス同定特性と電源電圧推定

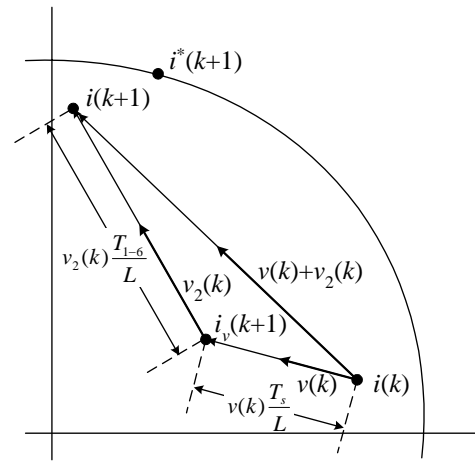


図 6 電流ベクトル軌跡(2)
Fig. 6 Current vector trajectory (2)

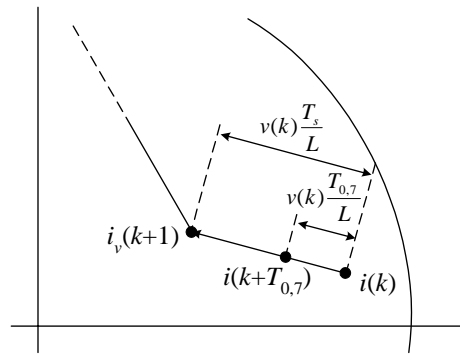


図 7 インダクタンス同定原理
Fig. 7. Principle of inductance identification.

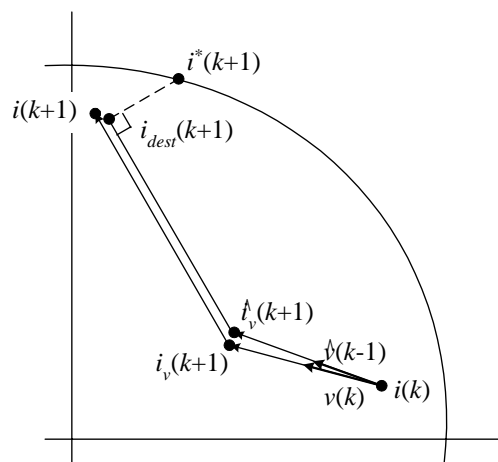


図 8 電源電圧推定原理
Fig. 8. Power supply voltage estimation.

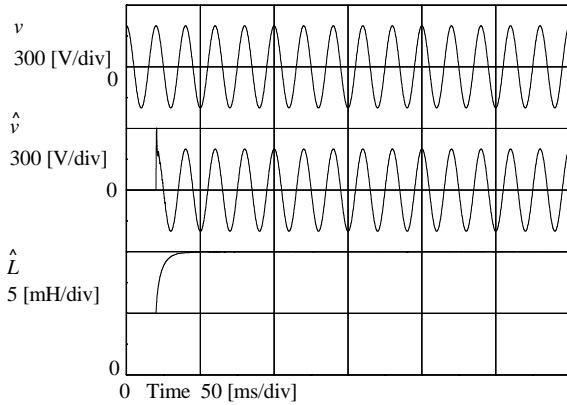


図 9 インダクタンス同定および電源電圧推定特性
(シミュレーション結果)

Fig. 9. Characteristics of inductance and power-source voltage estimation (simulation results).

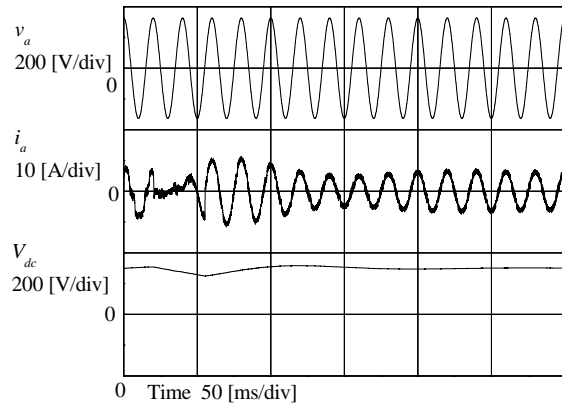


図 10 力率 1 制御特性 (シミュレーション結果)

Fig. 10. Characteristics of unity power factor operation (simulation results).

特性を示す。インダクタンス同定開始前の初期推定値を $\hat{L} = 5$ [mH] とし、20 [ms] から同定を開始し、約 15 [ms] で同定値は漸近安定的に真値 $L = 10$ [mH] に収束した。一方、電源電圧についてはオーバーシュートが見られるものの、推定開始後、約 1 [ms] で真値に追従した。

3.2 力率 1 制御特性

図 10 に提案法による力率 1 制御特性を示す。インダクタンス同定、電源電圧推定開始後、約 30 [ms] で電源電圧波形と電流波形が同相に制御されている。 V_{dc} リンク電圧波形は、インダクタンス同定、電源電圧推定開始後、約 80 [ms] で指令値に収束している。図 11 に示す PWM パターンに関しては、基本波成分のゼロクロス付近で無駄なスイッチングが見られない。また、図 12 に示した線電流の FFT 解析結果を見ると 10 [kHz] およびその倍数次に高調波が確認される。提案法では、実電流の高調波成分がスイッチング周波数 $f_{sw} = 4$ [kHz] の 2.5 倍に移動することが確認された。

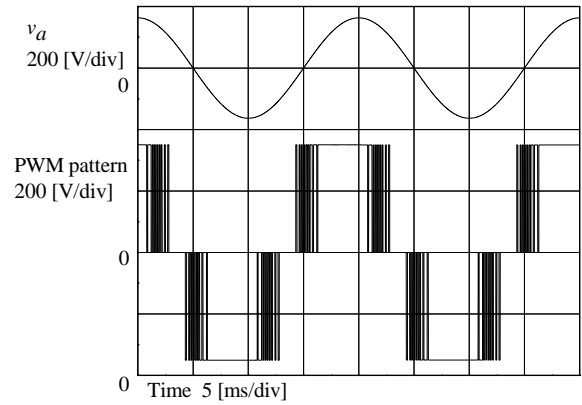


図 11 PWM 特性 (シミュレーション結果)

Fig. 11. Characteristics of PWM pattern (simulation results).

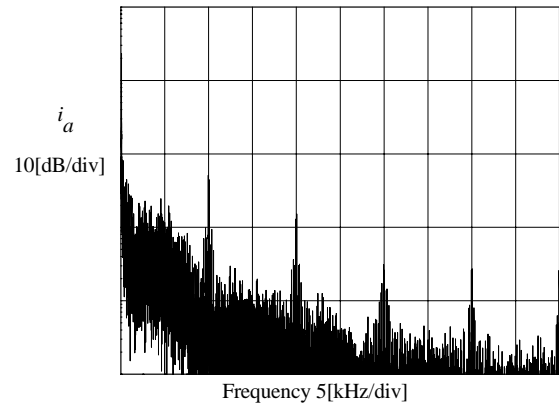


図 12 FFT 解析結果

Fig. 12. Frequency spectra of current.

4. まとめ

本稿では電源電圧センサを用いずに高速な電流制御を行い力率 1 制御を実現する手法を提案し、計算機シミュレーションによりその制御特性の評価を行った。シミュレーション結果では、良好なインダクタンス同定特性と電源電圧推定特性のほか、優れた電流応答性が得られ提案法の有効性が示された。また、線電流の高調波解析の結果より、高調波のピークがスイッチング周波数の 2.5 倍に移動することも確認された。

参考文献

- [1] 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」 H6 電学論 D, 114, 1219
- [2] 小太刀, 野口, 斎藤, 「サンプリング毎の制御偏差を最小化する PWM インバータの高速電流制御法」 H14 電気学会産業応用部門全国大会, 3, 1517-1520