

三相電源電圧センサを用いない PWMコンバータの力率1制御法

富木 広明 野口 季彦 近藤 正示 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

1. はじめに 近年、ダイオード整流器に代わり総合力率が良く高調波電流の少ないPWMコンバータの研究が活発に行われている。PWMコンバータの力率1制御には電源電圧の位相情報が不可欠であるが、最近ではモデル規範適応システムに基づいてコントローラ内部で推定する方式も提案されている⁽¹⁾。

本論文では、この方式と全く異なる電源電圧推定アルゴリズムに基づくPWMコンバータの力率1制御法を提案する。ここでは、その制御理論を展開するとともにデジタルシミュレーションによる検証結果を報告する。

2. 電源電圧推定法 図1に提案する電源電圧推定法を用いたPWMコンバータの回路構成を示す。主回路のパラメータは表1に示すとおりで、電流制御には三角波キャリア変調方式を採用している。図1に示したPWMコンバータにおいて瞬時有効電力 p 、瞬時無効電力 q は(1)式、(2)式で定義される。

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \dots\dots\dots(1)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c \} \dots\dots\dots(2)$$

これらの式は電源相電圧 v_a, v_b, v_c を必要とする。そこで線電流 i_a, i_b, i_c 、連系リアクトル L 、直流リンク電圧 V_{dc} だけで演算すると表2、表3のように各演算式はPWMコンバータのスイッチングモードに応じて異なる。なお、機器パラメータとして L を必要とするため推定値 \hat{p}, \hat{q} を用いる。これらの表よりPWMコンバータの各スイッチングモードと \hat{p}, \hat{q} の演算は1対1に対応しており、 (S_a, S_b, S_c) によって演算式を切り換えなければならないことがわかる。以上のように演算した \hat{p} と \hat{q} を用いて電源電圧の推定値 $\hat{v}_a, \hat{v}_b, \hat{v}_c$ は次式のように求められる。

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2/3}}{i_d^2 + i_q^2} \begin{bmatrix} i_d & -i_q \\ -\frac{1}{2}i_d + \frac{\sqrt{3}}{2}i_q & \frac{1}{2}i_d + \frac{\sqrt{3}}{2}i_q \\ -\frac{1}{2}i_d - \frac{\sqrt{3}}{2}i_q & \frac{1}{2}i_d - \frac{\sqrt{3}}{2}i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3)$$

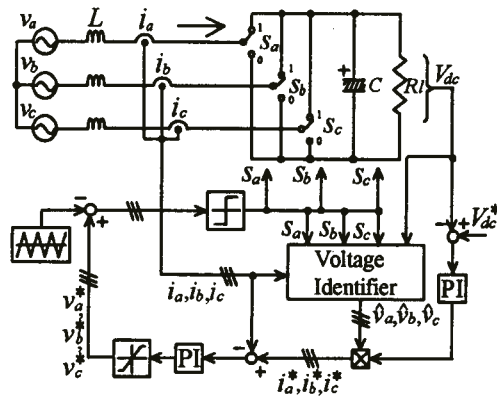


図1. 電源電圧センサレスPWMコンバータ

表1. 主回路のパラメータ

連系リアクトル	2.5 [mH]
直流平滑コンデンサ	4700 [μ F]
負荷抵抗	80 [Ω]
キャリア周波数	8 [kHz]
系統電源	200 [V], 50[Hz]
直流リンク電圧指令値	300 [V]

ただし、 i_d, i_q は三相二相変換した線電流を表している。次に直流リンク電圧指令値と直流リンク電圧の誤差をPI制御器に入力し、その出力が線電流指令値の振幅成分となる。線電流指令値 i_a^*, i_b^*, i_c^* は位相成分である電源電圧推定値 $\hat{v}_a, \hat{v}_b, \hat{v}_c$ を乗ずることにより得られる。

3. シミュレーション結果 前述と同一の条件でシミュレーションした結果を図2に示す。これは定常状態における力率1制御時の特性を示したものである。これより実際の瞬時電力 p, q と演算した瞬時電力 \hat{p}, \hat{q} の値は良く一致し、直流リンク電圧の一定制御とともに力率1制御が実現されていることがわかる。図3に直流リンク電圧の指令値を300[V]から320[V]にステップ的に変化させた

表2. スイッチングモードと瞬时有効電力

S_a, S_b, S_c	瞬时有効電力 \hat{p}
100	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) + V_{dc}i_a$
110	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) - V_{dc}i_c$
010	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) + V_{dc}i_b$
011	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) - V_{dc}i_a$
001	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) + V_{dc}i_c$
101	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c) - V_{dc}i_b$
000	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c)$
111	$L(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c)$

表3. スイッチングモードと瞬时无効電力

S_a, S_b, S_c	瞬时无効電力 \hat{q}
100	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_c}{dt}i_b - \frac{di_b}{dt}i_c) - V_{dc}(i_b - i_c)\right\}$
110	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_b}{dt}i_a - \frac{di_a}{dt}i_b) + V_{dc}(i_a - i_b)\right\}$
010	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_a}{dt}i_c - \frac{di_c}{dt}i_a) - V_{dc}(i_c - i_a)\right\}$
011	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_c}{dt}i_b - \frac{di_b}{dt}i_c) + V_{dc}(i_b - i_c)\right\}$
001	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_b}{dt}i_a - \frac{di_a}{dt}i_b) - V_{dc}(i_a - i_b)\right\}$
101	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_a}{dt}i_c - \frac{di_c}{dt}i_a) + V_{dc}(i_c - i_a)\right\}$
000	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_b}{dt}i_a - \frac{di_a}{dt}i_b)\right\}$
111	$\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{3L(\frac{di_b}{dt}i_a - \frac{di_a}{dt}i_b)\right\}$

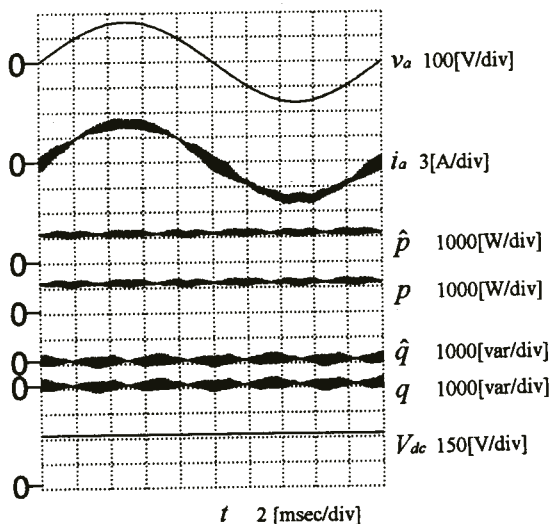


図2. シミュレーション波形(定常状態)

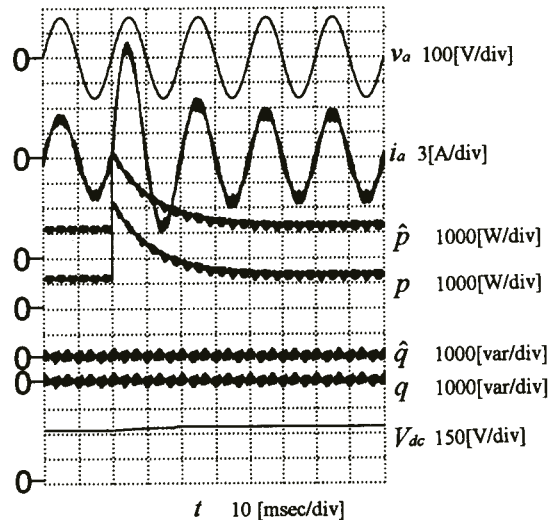


図3. シミュレーション波形(過渡応答)

場合の過渡応答を示す。このような瞬時電力の過渡的な変化に対しても安定に電源電圧の推定が行われており、力率1制御が実現されている。

4. まとめ 本論文では三相電源電圧センサを用いることなくPWMコンバータの力率を1に制御する方法を提案した。デジタルシミュレーションによる検証を行った結果、

直流リンク電圧と入力力率を安定に制御できることを確認した。今後は実際のシステム構成を念頭におき、それに関連した問題点(制御周期、離散化誤差等)を検討する所存である。

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」電学論D, 114, 1211~1219(平6-12)