

電源電圧センサレスPWMコンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法

— キャリア方式との実験的比較検証 —

富木 広明* 野口 季彦 近藤 正示 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

Direct Power Control of Power Source Voltage Sensorless PWM Converter
— Experimental Results Compared with Conventional Method —

Hiroaki Tomiki, Toshihiko Noguchi, Seiji Kondo and Isao Takahashi
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel control strategy of a PWM converter with no power source voltage sensors. The strategy has two features to improve a total power factor including harmonic components. One is an estimation technique of the power source voltages, which can estimate instantaneous values of the voltages by evaluating instantaneous active and reactive power according to every switching mode of the converter. The other is a direct instantaneous power control technique, which can directly control the instantaneous active and reactive power by using switching modes as manipulated values for the converter.

A DSP based experimental system was developed and tested. The control period of the system was only 15 μ s. It was confirmed that the maximum total power factor was more than 99%, and the maximum efficiency was 96.2%. The results have proven excellent performance of the proposed system.

キーワード: PWMコンバータ, 電源電圧センサレス, 瞬时有効電力, 瞬时无効電力, 電源電圧推定, スイッチングテーブル

1. はじめに

PWMコンバータの制御法は、電流マイナーループを構成して電源電圧と同期した電流制御を行い入力力率を1に制御すると共に、直流リンク電圧を管理する方式が一般的である。このためPWMコンバータには通常、3種類のセンサが必要とされる。

- (1) 電流フィードバック用センサ(ホールCTなど)
- (2) 直流リンク電圧フィードバック用センサ(アイソレーションアンプ, フォトカプラなど)
- (3) 電源電圧検出用センサ(トランス, フォトカプラ, アイソレーションアンプなど)

これらのうち(1)と(2)は過電流保護や過電圧保護機能も兼ねるため除去することはできない。しかし、(3)の電圧センサはPWMコンバータの構成を単純化し信頼性を向上させる観点から、センサレス化することが望ましい。このような目的のもとに最近ではコントローラ内部で電源電圧を推定する方式が提案されている⁽¹⁾。

これに対し本論文では、従来の電流制御方式と異なる電源電圧センサを用いないPWMコンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法⁽²⁾を提案する。この手法はPWMコンバータの各スイッチングモードにおける回路方程式を導出し、更に中間変数として瞬时有効・無効電力を用いることで中性点の変動を考慮することなく電源電圧を推定可能

とする⁽³⁾。このため電源電圧センサを必要としない。ここではその制御理論を展開し、従来方式に提案推定法を適用したものと比較実験を行った結果について報告する。

2. 電源電圧推定法と制御システムの構成

Fig. 1. に提案推定法に基づく電源電圧センサレスPWMコンバータの回路構成を示す。Fig. 1. に示したPWMコンバータにおいて上のスイッチング素子がオンした場合は S_a, S_b, S_c を1, 下のスイッチング素子がオンした場合は S_a, S_b, S_c を0と表現する。また瞬時皮相電力 s および瞬时有効電力 p , 瞬时无効電力 q は次式で定義される。

ここで、 v と i は瞬時複素電圧・電流ベクトルを示す。

$$s = vi^* = p + jq \quad (1)$$

$$p = vaia + vbib + vcic \quad (2)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (vb - vc)ia + (vc - va)ib + (va - vb)ic \} \quad (3)$$

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} を用いて各スイッチングモードごとに回路方程式を求め、(2)(3)式を演算する。その結果PWMコンバータの

スイッチングモードに応じた瞬時有効・無効電力推定演算式が得られる⁽³⁾⁽⁴⁾。これらの推定演算式では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} と表す。以上のように推定された \hat{p} と \hat{q} を用いると電源電圧の推定値 \hat{v} は(4)式のように求められる。

$$\hat{v} = \frac{i}{|i|^2} \hat{s} \quad (4)$$

ここで $|i|$ は i のノルムをあらわし、 \hat{s} は $\hat{p} + j\hat{q}$ をあらわしている。一方、瞬時有効電力指令値 p^* は直流リンク電圧制御系から与え、瞬时无効電力指令値 q^* は直接与える。力率 1 制御を行う場合には $q^* = 0$ とする。電源電圧の推定値はコンパレータによって量子化され、Fig. 2. に示すように電源電圧位相を 30 deg ごとの 12 領域に分ける。そして瞬時有効・無効電力の指令値と推定値の誤差および電源電圧位相を Table 1 に示すスイッチングテーブルに入力し、それらの組み合わせに応じて一義的に定められたコンバータの最適スイッチングモードを選択する。このような構成により瞬時有効・無効電力を PWM コンバータのスイッチングによって直接的に制御する。以後この方式を p, q 直接方式と呼ぶ。

Fig. 3. は三角波キャリア変調方式に基づく電流制御形 PWM コンバータに提案推定法を適用した場合の回路構成を示す。この従来方式に提案推定法を適用したものを以後キャリア方式と呼ぶ。ここで電源電圧推定値は線電流指令値の位相成分として使われる。

3. 実験システムの構成と実験結果

<3.1> 実験システムの構成 実験は以上に述べた p, q 直接方式とキャリア方式を比較する形で行う。したがって、制御回路のみ Fig. 1., Fig. 3. に示したように変更し、主回路の構成は共通とした。主回路の回路定数は Table 2 に示したとおりである。なお、線電流の検出にはホール CT、直流リンク電圧の検出にはアイソレーションアンプを採用した。一方、PWM 回路を除いて、すべての制御回路はデジタルハードウェアで構成されている。前述の推定演算は DSP (TMS320C50-40MHz) を用いて行われており、内部ソフトウェアタイマを利用して制御周期は 15 μ s 一定に保たれている。このように極めて高速なソフトウェア処理を実現するため、線電流検出用の A/D コンバータも高分解能かつ高サンプリングレートのもの (ADS-231-12bit-1.5MS/s) を使用した。

<3.2> 実験結果 Fig. 4. に提案推定法に基づく有効・無効電力瞬時値比較制御形 PWM コンバータで定常状態において力率 1 制御を行った場合の各部波形を示す。Fig. 4. (a) より電源電圧の推定が可能で、線電流と実際の電

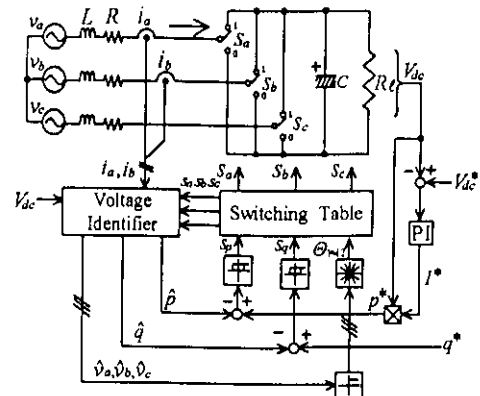


Fig. 1. Block diagram of the direct instantaneous power control of the PWM converter without power source voltage sensors.

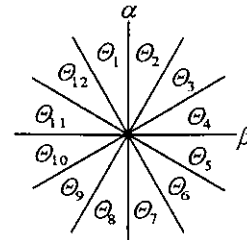


Fig. 2. α - β plane divided into twelve sectors to detect the phase of the voltage vector.

Table 1 Switching table for direct instantaneous power control

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001
1	1	110	111	010	000	011	111	001	000	101	111	100	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100

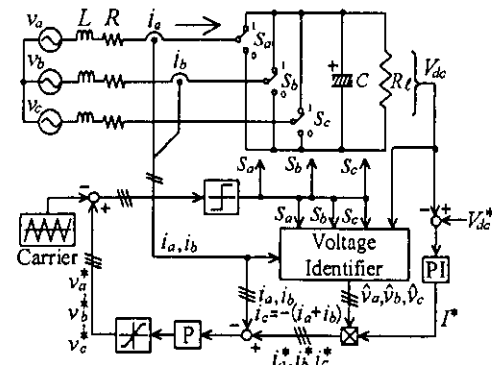
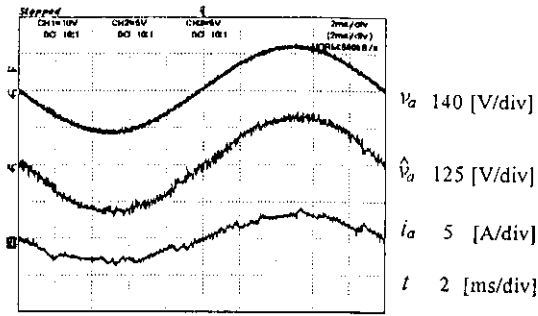


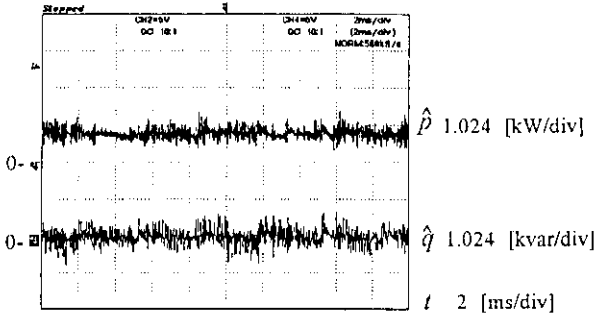
Fig. 3. Block diagram of the conventional control of the PWM converter without power source voltage sensors.

Table 2 Electrical parameters of the power circuit

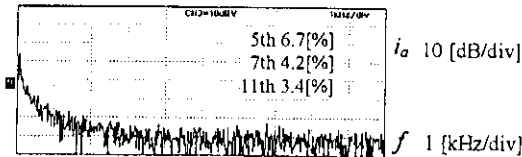
Resistance of the reactor R	0.2 [Ω]
Inductance of the reactor L	11.5 [mH]
Smoothing capacitor C	4700 [μ F]
Load resistor R_l	100 [Ω]
Switching frequency f_{sw}	8 [kHz]
Power devices	IGBT
Power source voltage and frequency	200 [V], 50 [Hz]
Dc-bus voltage command V_{dc}^*	283 [V]



(a) Power source voltage, the estimated voltage and the line current.

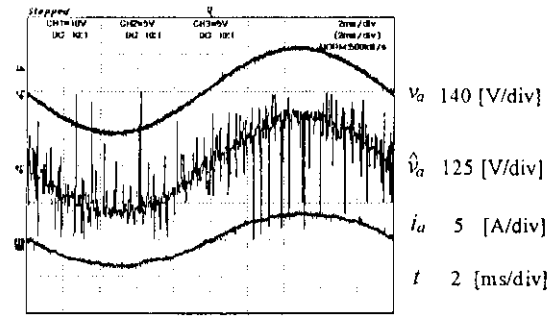


(b) Instantaneous active and reactive power.

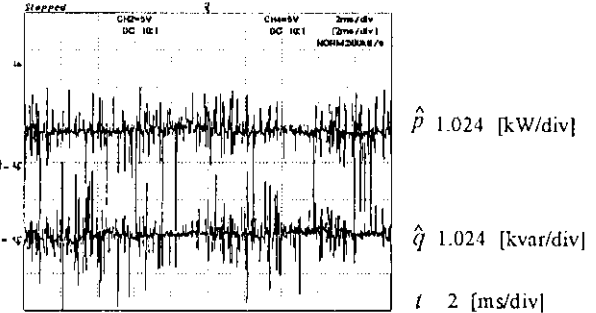


(c) Frequency spectrum of the line current.

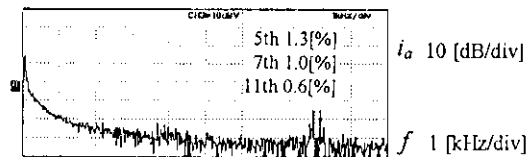
Fig. 4. Waveforms of the direct instantaneous power control in the steady state under the condition of the unity power factor.



(a) Power source voltage, the estimated voltage and the line current.

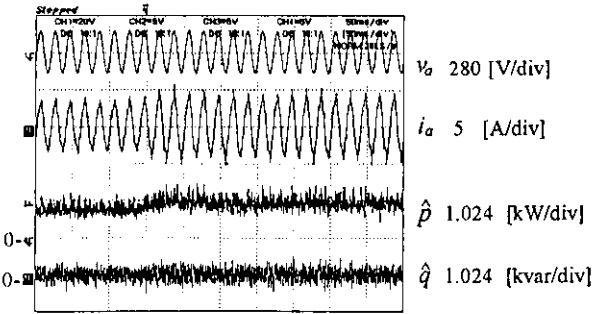


(b) Instantaneous active and reactive power.

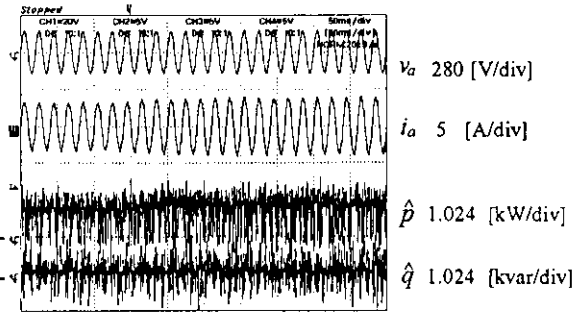


(c) Frequency spectrum of the line current.

Fig. 5. Waveforms of the conventional control in the steady state under the condition of the unity power factor.



(a) Direct instantaneous power control.

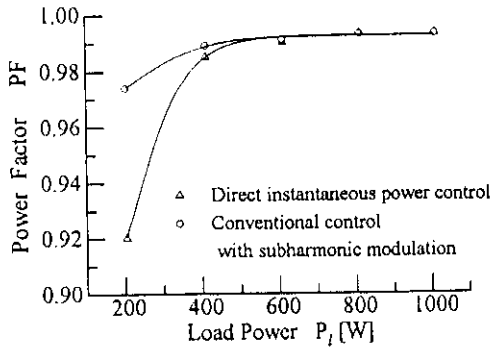


(b) Conventional control with subharmonic modulation.

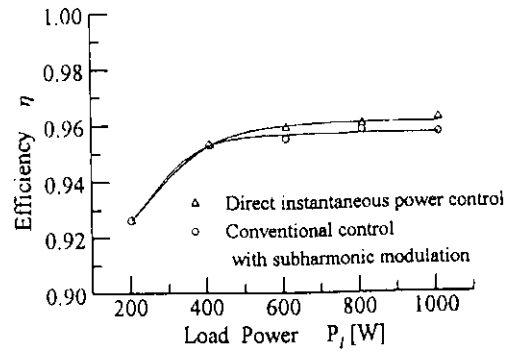
Fig. 6. Step responses of the two methods under the condition of the unity power factor.

源電圧と同相になっていることがわかる。しかし、線電流波形においてわずかながら低次高調波成分が含まれている。これは瞬時電力と電源電圧の推定値がDSPによって離散的にあたえられるからであり、線電流波形の歪みは離散化誤差が原因となる。Fig. 4. (b) に瞬時有効・無効電力の推定値を示す。瞬時有効電力の推定値は、ほぼ負荷電力と同じ値を示しており、瞬时无効電力の推定値は平均的に零を示している。Fig. 4. (c) にFFT解析によって得られた線電流の周波数スペクトルを示す。これより、線電流波形の歪みのため5, 7, 11次などの低次高調波成分が確認された。しかし高周波領域において目立った成分は確認されなかった。

Fig. 5. に従来方式として、提案推定法に基づく三角波キャリア変調形の電流制御をおこなうPWMコンバータで、定常状態において力率1制御を行った場合の各部波形を示す。Fig. 5. (a) より推定電圧波形において細かなリプルがみられる。これはPWM回路のキャリアとDSPが同期していないため発生した。しかし、このリプルの周波数に対して電流制御系のゲインが低いため力率1制御に影響はなく安定している。Fig. 5. (b) の瞬時電力の推定値においても細かなリプルはみられるが、平均的な瞬時有効電力推定値は負荷電力と一致し、瞬时无効電力推定値の方は平均的に零となっている。Fig. 5. (c) に示す線電流波形のスペクトルでは、 p, q 直接方式に比べ低次高調波成分が2.8 ~ 5.4%減少しているものの、キャリア周波数である8 kHz \pm 50 Hzの成分が目立っている。



(a) Total power factor.



(b) Efficiency.

Fig. 7. Total power factor and efficiency of the two methods.

Fig. 6. に力率 1 制御において、負荷電力を 750 W から 900 W にステップ的に変化させた場合の過渡状態を表す。これより提案推定法は定常状態だけでなく過渡状態においても安定した電源電圧の推定が行われており、力率 1 制御が確認できる。

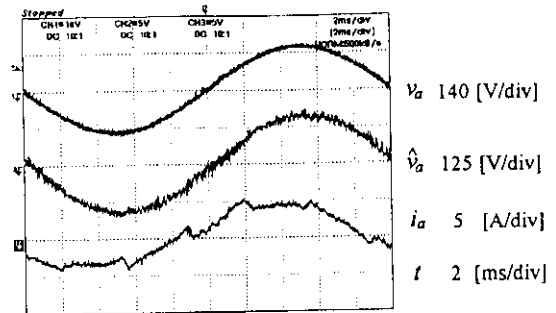
Fig. 7. (a) に負荷電力に対する総合力率の特性を示す。両制御方式共に重負荷時において、最大 99 % 以上という良好な結果が得られた。しかし負荷の減少にともない総合力率も減少し、負荷電力 200 W 時において p, q 直接方式はキャリア方式に比べ 5 % 低下する。これは前述したように軽負荷の場合離散化誤差が顕著に現れ、低次高調波成分が増加したためである。

Fig. 7. (b) に負荷電力に対する効率の特性を示す。これよりキャリア方式は最大 95.7% 得られたのに対し、 p, q 直接方式はスイッチングテーブルを用いたため最大 96.2% という結果が得られた。また、200 W のような軽負荷時においても両制御方式共に 92% 以上という良好な結果が得られた。

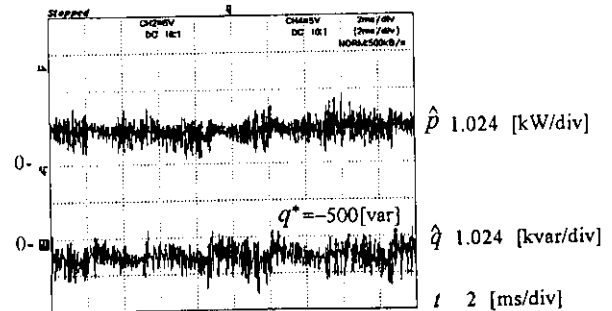
Fig. 8. は p, q 直接方式において無効電力指令値を -500 var (進み力率) に変えた場合の各部波形を示す。これより電源電圧と線電流の位相差から力率を算出した結果と、有効・無効電力から算出した結果は良く一致し、我々が提案する p, q 直接方式は無効電力指令値を変えると間接的に線電流位相の調整が可能であることを確認できた。

4. まとめ

本論文では、瞬時有効・無効電力の瞬時値比較制御を行う電源電圧センサレス PWM コンバータの力率 1 制御法について述べた。そして実際に実験システムを構成し、キャリア方式との比較実験を行った。その結果、両方式共に瞬時電力および電源電圧の推定演算はすべて瞬時値を対象としているため、定常状態だけでなく過渡状態においても安定した力率 1 制御が実現できた。そして最大総合力率は 99% 以上で最大効率は 96.2% という良好な結果が得られた。また無効電力指令値を与えることにより、線電流の位相制御が可能であることも確認できた。今後はさらに制御性の向上に努めていく所存である。



(a) Power source voltage, the estimated voltage and the line current.



(b) Instantaneous active and reactive power.

Fig. 8. Lead power factor control of the proposed method.

文 献

- (1) 竹下隆晴, 小林孝広, 松井信行: 「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)
- (2) 野口季彦, 富木広明, 近藤正示, 高橋勲, 勝俣純: 「スイッチングテーブルによる PWM コンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法」 電学論D, 116, 222~223 (平8-2)
- (3) 富木広明, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲: 「瞬時電力に着目した電源電圧センサレス PWM コンバータの力率 1 制御」 電学研究会, SFC-96-26, 103~112 (平8-1)
- (4) 富木広明, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲: 「電源電圧センサを用いない PWM コンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法」 電学全大, 4-41~4-42 (平8-3)