

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における波形改善法

富木 広明* 今本 芳弘 野口 季彦 近藤 正示
(長岡技術科学大学)

Wave-form Improvement for Direct Power Control of Power Source Voltage Sensorless PWM Converter

Hiroaki Tomiki, Student Member, Yoshihiro Imamoto, Non-Member, Toshihiko Noguchi, Member, Seiji Kondo, Member
(Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

PWMコンバータの入力力率1制御では交流電源の電圧情報が必要であり、通常は交流電源電圧センサを用いる。これに対して、交流入力電流とコンバータのスイッチングモードから交流電源電圧を推定すれば、交流電源電圧センサを省略することが出来る。著者らは、交流電源電圧センサを省略し瞬時有効・無効電力に基づいてPWMコンバータのスイッチングパターンを直接制御する方法を提案した⁽¹⁾。

本論文では提案制御法の問題点を述べると共に、線電流波形への影響とその改善方法について報告する。

2. 有効・無効電力瞬時値比較制御法

図1に提案した電源電圧センサレスPWMコンバータの回路構成を示す。電源相電圧を用いずに瞬時有効・無効電力の推定値 \hat{p} , \hat{q} を求めると(1)式, (2)式のようになる。

$$\hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \dots \dots \dots (1)$$

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_b}{dt} i_a - \frac{di_a}{dt} i_b \right) - V_{dc} \{ S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b) \} \right] \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 L は系統連系リアクトル、 S_a, S_b, S_c はスイッチング関数(上オン1, 下オン0)、 i_a, i_b, i_c は線電流、 V_{dc} は直流リンク電圧を示す。 \hat{p}, \hat{q} と瞬時有効・無効電力指令値 p^*, q^* の誤差をコンパレータで量子化し、瞬時有効・無効電力の増減 S_p, S_q (電力増加1, 電力減少0)を得る。この S_p, S_q と推定した電源電圧の位相 θ_n から表1のスイッチングテーブルによりスイッチングモードを選択する。

実験システムは、PWM回路を除いてすべてデジタルハードウェアで構成し、(1)式と(2)式の演算にはDSPを用いた。図4と図5に示すように制御周期 T_{cp} は、15[μ s]と9[μ s]の2種類について比較したが、その詳細は次章以降に述べる。

3. スwitchングモード選択の問題点

図4の i_a 波形には、1周期中6回波形の乱れが発生している。この原因を以下に説明する。

図4の i_a 波形の乱れのタイミングは、電源電圧 v_a との関

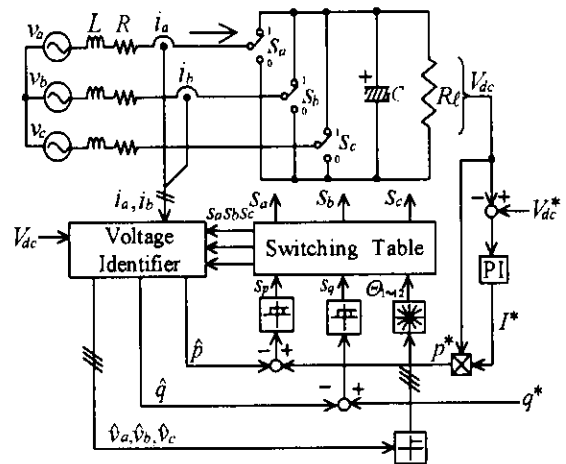


図1 電源電圧センサレスPWMコンバータ
Fig.1. PWM converter without voltage sensors.

表1 スwitchングテーブル
Table 1. Switching table.

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	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
	1	100	110	110	010	010	011	001	001	101	101	101	100

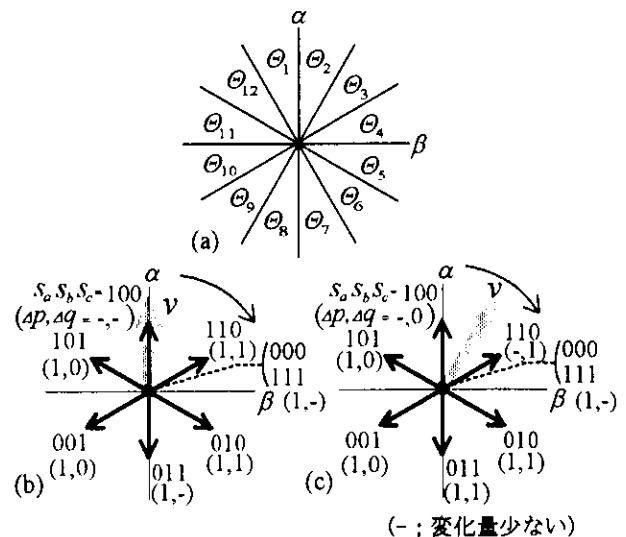


図2 電源電圧の位相領域とコンバータ出力電圧ベクトル
Fig.2. Voltage-phase distinction and converter output voltage vectors.

係から、図2(a)において電源電圧ベクトル v が奇数領域から偶数領域に移る間に相当する。 v がある位相のときに8種類のスイッチングモードを選択した場合の電力変化 Δp 、 Δq を図2(b)と図2(c)に示す。これらから、有効電力を減らすスイッチングモードは v と位相の近いものだけで減少量が少なく、残りはすべて有効電力を増やすことがわかる。なお、有効電力を急峻に減少させるスイッチングモードはない。一方、無効電力は、 v の正転または逆転のスイッチングモードを選択すると制御できる。さらに、図2(b)の場合は、有効電力を減らすモードは(100)の一つしかないのに対して、図2(c)では(100)と(110)の二つあることがわかる。結局、図2(b)のように v が出力可能な電圧位相の近傍では、瞬時有効電力を急峻に減少させることができず、図4に示したように i_a の波形に乱れが生じるものと考えられる。

なお、図5に示したように制御周期 T_{cp} を短縮すれば、 i_a の波形の乱れは小さくなる。

4. サンプリング周期の影響

(1)式と(2)式の電流の微分は、制御周期 T_{cp} の差分で近似する。近似誤差が大きいと S_p 、 S_q の選択に影響を及ぼす。

図3は線電流とサンプル間隔 T_{cp} の模式図である。図3(a)から、サンプル間隔の短い方が電流微分値の近似誤差が少なくなることがわかる。ただし、図3(b)のように線電流の折れ点を挟んで電流をサンプルした場合は、 T_{cp} が短い方が近似誤差が大きくなる。その原因は、図3(b)のように主素子のゲート信号と電流サンプリングのタイミングが、短絡防止時間 t_d だけずれてしまうことにある。仮に T_{cp} が $9[\mu s]$ と $15[\mu s]$ の場合を比較すると、 T_{cp} の短い $9[\mu s]$ の方が近似誤差が約1.2倍になる。この影響は、図5の方が \hat{v} の波形の乱れが図4に比べ大きいことであらわれている。

このように T_{cp} の長さは近似誤差の点で長所と短所を持つが、早く誤差の少ない推定値を算出し適正なスイッチングモードを選択することにより制御性を高めるためには、 T_{cp} は短い方が良いと考える。このことは、図4と図5を比較すると、 T_{cp} が短い図5の方が \hat{v} の波形に乱れがあるものの、 i_a の乱れが少なく、さらに、高調波歪みが小さいことから妥当であると考えられる。

5. まとめ

本論文では、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コンバータの問題点を述べた。そしてその改善方法として制御周期の短縮化から線電流波形に含まれる高調波成分が減少することを実験で確認した。

文献

- (1) 富木・野口・近藤・高橋：「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 -」 電学産応全大, 144, 1~4 (平8-8)

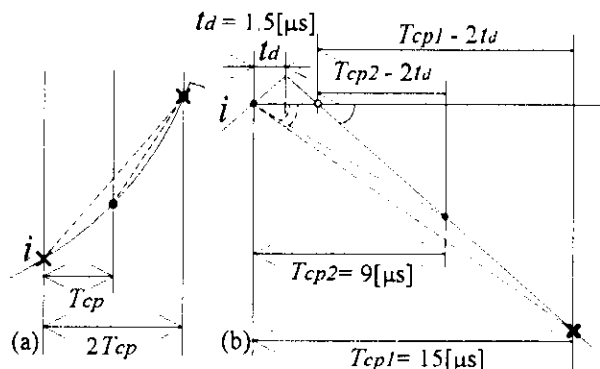


図3 線電流波形と制御周期
Fig.3. Line current and control period.

表2 主回路のパラメータ

Table 2. Electrical parameters of power circuit.

系統連系リアクトル L	115 [mH]
リアクトルの抵抗性分 R	0.2 [Ω]
直流平滑コンデンサ C	4700 [μF]
負荷抵抗 R_L	100 [Ω]
スイッチング周波数 f_{sw}	8 [kHz]
系統電源	200 [V], 50 [Hz]
直流リンク電圧 V_{dc}	283 [V]

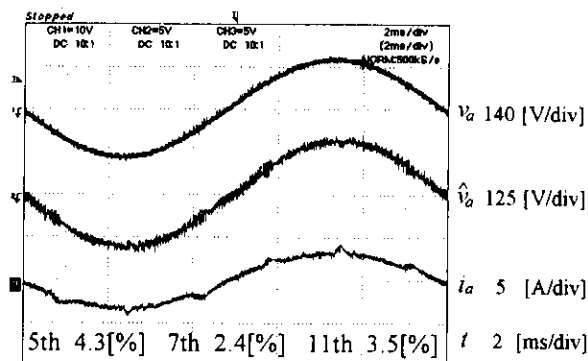


図4 力率1制御時の定常特性 ($T_{cp} = 15[\mu s]$)

Fig.4. Steady state under the condition of the unity power factor.

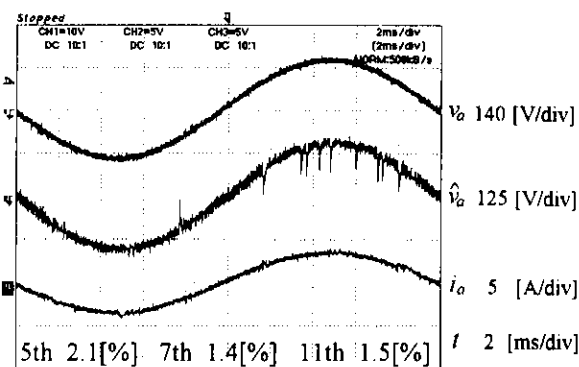


図5 力率1制御時の定常特性 ($T_{cp} = 9[\mu s]$)

Fig.5. Steady state under the condition of the unity power factor.