単相電流形コンバータのPWM法

正 員 根 葉 保 彦 (福岡大)

学生員 東 真喜夫 (福岡大)

A PWM Method for Single-Phase Current Source Type Converter

Yasuhiko Neba, Member, Makio Higashi, Student Member (Fukuoka University)

キーワード : PWM, 電流形コンバータ, 電力変換, 電流形インバータ, 単相回路

交流直流間の電力変換を行うコンバータやインバータでは、交流側電圧あるいは電流波形の正弦波化のためにPWMが採用される。変換回路内素子はPWMパターンに従ってオンオフするので、スイッチングに伴う回路損失を減少するには、できるだけスイッチング回数の少ないパターンを利用することが望ましい。簡単なPWM法の最も一般的なものは三角波比較方式⁽¹⁾であり、主として単相および三相電圧形変換器に採用されているが、三相電流形変換器への適用も検討されている⁽²⁾⁻⁽⁵⁾。単相電流形変換器にも三角波比較方式を適用できる⁽⁶⁾が、コンバータとして順、逆変換機能をもたせる場合には、狭幅パルスによる素子のスイッチング時間の制約から、三相回路時と同様にPWMパターンの位相角制御を併用する必要がある⁽³⁾⁽⁴⁾、パターン発生や変換器の制御が複雑化する。

本レターでは、太陽光発電等の一般家庭への普及に伴い需要が拡大しつつある単相電力変換器において、系統連系システムに適している⁽⁷⁾といわれる電流形変換器に対して、電圧形に採用される二つの搬送波を用いたPWM法⁽⁶⁾の適用を提案する。パターン発生法と各部動作波形を示し、本方法は位相角制御を用いずにコンバータの順、逆変換移行が可能であることを明らかにする。

図1は単相PWM電流形コンバータの基本回路構成⁽⁶⁾で、素子をGTOで例示している。なお、記号 E_b はインバータ動作を行うために挿入した直流起電力である。電流形では、電流 i_d が正弦波状に分布したパルス電流となるように各素子をオンオフする。電流 i_d は L_d と C_d のローパスフィルタを通り、その基本波成分が電源に流れ、正弦波電流 i を得る。

図2はPWM法と各素子信号および電流 i_d の波形を示す。同一振幅の二つの三角波 X と Y は電源電圧 e と同期した搬送波、正弦波 δ は電圧 e と同位相の基準変調波である。本PWM法の特長は互いに逆位相の二つの搬送波を用いてスイッチングを決める点である。正側素子 G_1 と G_2 のパターンは変調波 δ と実線で示す搬送波 X とを比較して決める。この二つの素子のPWM信号は互いに逆となるので、直流電流 i_d は連続して流れることができる。また、負側素子 G_3 と G_4 の信号は δ と破線で示す搬送波 Y との比較によって発生する。電流 i_d は各素子の導通状態に依存し、 G_1, G_4 オン時は $i_d = i_d$ 、 G_2, G_3 オン時は $i_d = -i_d$ である。素子 G_1 と G_3 あるいは G_2 と G_4 が共にオンの時は直流電流はそれぞれのアームを通して流れる直流短絡状態となり、電流 i_d は零となる。本PWM法では、電流 i_d のパルス周波数は各素子のスイッチング周

図1 単相PWM電流形コンバータ回路
Fig.1. Single-phase PWM current source converter.

図2 PWM法
Fig.2. PWM method.

波数の2倍となることがわかる。また、直流短絡状態は二つのアームで交互に形成されるので、各素子の電流分担が均等化される利点がある。搬送波振幅に対する変調波 δ の振幅比を変調率 MI で定義すると、 MI の値は過変調による電流 i の波形歪みを生じないように $-1 \leq MI \leq 1$ の範囲で調整する。同図のように変調率 MI が正の場合には、コンバータは整流器動作であり、電流 i_d の基本波は電源電圧 e と同相(力率1)となる。変調率 MI が負の時はインバータ動作となり、電圧 e と逆位相の電流 i_d が得られる。また、 $MI=0$ 時はすべての素子はデューティ50%のオンオフを行い、常に直流短絡状態を形成し、電流 i_d は零となる。変調率 MI が1あるいは-1に非常に近い場合を除いて狭幅パルスは現れないので、素子のスイッチング時間制約を受けずに、変調率 MI だけの調整によって整流器動作とインバータ動作との間の移行が可能である。

図3は変調率 MI をそれぞれ0.8, 0.0および-0.8として

図3 各部実測波形 (100V/div, 4A/div, 2ms/div)
Fig.3. Experimental waveforms.

PWM動作した時の各部電圧、電流と各素子信号の実測波形である。測定条件は $E=100\text{V}$ (60Hz), $L_f=2\text{mH}$, $C_f=10\mu\text{F}$, $L_d=200\text{mH}$ で、直流電流 $I_d=5\text{A}$ となるように直流起電力 E_b を調整した。また、搬送波周波数は1.92kHzとした。電流 i_f は素子スイッチングの2倍周波数 (3.84kHz) のPWMパルス電流であり、電源電流 i 、コンデンサ電圧 e_c および直流電圧 e_d においても同じ周波数のPWMリップルを含んでいることがわかる。直流電流 i_d の脈動のために電源電流 i は幾分歪んでいるが、整流器およびインバータ動作時ともほぼ正弦波形であり、良好な動作波形が得られている。電源電流 i はコンデンサ C_f への進み充電電流を含むので、変調率が零以外では電流 i は電圧 e に対してわずかに位相差を生じているが、ほぼ力率1 (または-1) となっている。変調率が零時には電流 $i_f=0$ となり電流 i は進み電流だけとなる。直流電圧 e_d は各素子の導通状態に応じてコンデンサ電圧 e_c の一部が現れる。素子 G_1G_4 導通時に $e_d=e_c$ 、 G_2G_3 導通時に $e_d=-e_c$ 、直流短絡時は $e_d=0$ となり、電圧 e_d の平均値は変調率 MI に比例して変化する⁽⁶⁾。

本レターは単相電流形コンバータに対して二つの搬送波を用いたPWM法の適用を提案し、コンバータの整流器動作からインバータ動作にわたって良好な動作波形が得られることを確認した。本方法では、入出力波形に現れるPWM

リップルの周波数は搬送波周波数の2倍となり、位相角制御を行わずに順、逆変換間の移行を実現できるので、理想的なPWM法であると考えられる。(平成8年1月22日受付)

文 献

- (1) 電気学会:「半導体電力変換回路」, pp.127 (1987)
- (2) T. Ohnishi & H. Okitsu: "A Novel PWM Technique for Three Phase Inverter/Converter," in *Conf. Rec. IPEC-Tokyo '83*, 384 (1983)
- (3) M. Hombu, S. Ueda & A. Ueda: "A Current Source GIO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs," *IEEE Trans.*, Vol. 23, No. 2, 247 (1987)
- (4) S. Nonaka & Y. Naba: "A PWM GIO Current Source Converter-Inverter System with Sinusoidal Inputs and Outputs," *IEEE Trans.*, Vol. 25, No. 1, 76 (1989)
- (5) 竹下・外山・松井:「電流形三相インバータ・コンバータの三角波比較方式PWM制御」, 電学論D-116, No. 1, 106 (平8-1)
- (6) 野中・根葉:「正弦波入力電流形単相PWM整流回路の比較検討」, 電学論D-113, No. 5, 594 (平5-5)
- (7) 岡土:「太陽光発電用インバータ技術」, 電学論C-115, No. 1, 34 (平7-1)
- (8) 電気学会:「半導体電力変換回路」, pp.217 (1987)

根 葉 保 彦 (正員) 電学論D, 116巻2号参照

東 真 喜 夫 (学生員) 1971年3月10日生。1994年3月福岡大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学院工学研究科電気工学専攻博士課程前期入学。現在に至る。1996年4月(株)日本デジタル研究所入社予定。太陽光発電インバータシステムに関する研究に従事。