PWM インバータの新しい追従制御方式*

李 樹広**・谷萩 隆嗣***

A New Control Method for Improving the Control Characteristics of PWM Inverter*

Shuguang LI** and Takashi YAHAGI***

1. ま え が き

近年、電力用半導体技術の進歩によって、PWM インバータは電力変換や電力系統の高調波補償に広く利用されている。しかし、従来使用されている PWM インバータは、転流特性と遅延特性の影響によって、電圧と電流の追従に遅れを生じ、追従電圧および電流ベクトルが変化し、三相とも追従できない領域（以下、NR 領域と呼ぶ）が存在するという問題がある¹⁾。インバータを利用している電力変換器や高調波補償フィルタなどの精度と追従制御特性に、このことが悪影響を及ぼすことが知られている。したがって、PWM インバータに対する新しい制御方式を検討することは意義がある。本速報では、PWM インバータの NR 区間を解明し、NR 領域に対する新しい制御方式を述べる。また、本制御方式を利用した適応アクティブフィルタで電力系統の高調波電圧を補償した実験結果を示す。

2. PWM インバータの追従制御方式

2.1 インバータの三相とも追従できない領域

従来用いられている PWM インバータの NR 領域は、 $n\pi \leq NR \leq \pi/(3m) + n\pi$ ($n=0, 1, 2, \dots; m=5, 7, 11, \dots$) の電気角度の空間に生じる。すなわち、インバータに流入する基本波電流の零点と出力高調波補償電流の逆方向の零点が同時に発生する点から、インバータに流入する基本波電流の瞬時値と出力高調波補償電流の逆方向の瞬時値が等しくなる点まで、この区間に発生する高調波電圧と電流は瞬時に方向を変えることができない。

Fig. 1 Follow-up region of conventional PWM inverter

この区間に発生する高調波電圧はインバータが追従できないので、高調波補償フィルタによって補償することが難しくなる。Fig. 1 にインバータの電圧と電流の追従領域を示す。

2.2 従来の PWM インバータの制御方式

PWM インバータの制御特性を改善するために、多重 PWM インバータ制御方式が知られている^{1), 2)}。多重制御方式では、出力電圧ベクトルの急激な変化を避けることができ、スイッチングリプルが低減できる。しかし、多重 PWM インバータを導入した場合、多重スイッチングによって、多重過渡時間と多重転流特性が存在し、高次高調波成分が増加するという問題がある。また、参考文献 1) に示されているように、多重化しても追従特性はそれほど改善できないことが知られている。

2.3 本方式の制御原理

本方式では PWM インバータの追従制御特性を改善するために、LC フィルタの共振特性を利用して、PWM インバータの電圧ベクトルパターンを回転する制御方法と三角波キャリア T_c の位相を調整する制御方法を提案する。この方法を用いれば、PWM インバータの NR 領域を取り除くことができ、PWM インバータの出力追従特性が大幅に改善される。また、PWM インバータの電圧ベクトルパターンを回転した後、三角波キャリア T_c の位相を調整することによって、出力補償電圧の位相誤差を修正することができる。Fig. 2 に本方式の制御原理

* 原稿受付 1994 年 6 月 15 日

** 千葉大学 大学院 自然科学研究科
Graduate School of Science and Technology, Chiba University; 1-33, Yayoi-cho, Inage ward, Chiba city, Chiba 263, JAPAN

*** 千葉大学 工学部 Department of Information and Computer Sciences, Chiba University; ditto

Key Words: PWM inverter, active filter, digital signal processor, electric power system, harmonic compensation.

Fig. 2 Control principle of the proposed method

を示す。Fig. 2 に示すように、回転前の NR 領域は回転後の W 相追従領域に入れられるので、NR の部分も追従することができるようになる。

2.2 実験回路の構成

Fig. 3 に本システムの制御回路のブロック図を示す。Fig. 3 の A_m^* , S_m^* , ϕ_m^* , θ_m^* はそれぞれフィルタの出力高調波補償電圧の振幅、周波数、位相と電圧ベクトルパターンの回転角度の制御指令値を示す。また、 e_b はインバータへの制御信号である。

Fig. 3 Block diagram of control circuit

本方式では、Fig. 3 に示す基準正弦波電圧信号 U_{sin} の位相を調整することにより、PWM インバータの電圧ベクトルパターンを回転している。したがって、PWM インバータの電圧ベクトルパターンの回転角度は U_{sin} の移相角度と一致する。また、PWM インバータの制御信号 U_{sin} と T_c を比較することにより e_b を発生する。 U_{sin} の位相を調整すると、PWM インバータの制御信号の位相が変わるために、出力電圧の位相誤差が生じる。したがって、 U_{sin} を利用して T_c の位相を調整することにより、PWM インバータの出力電圧の位相誤差を修正することができる。

従来の制御方式では、PWM インバータの制御信号の U_{sin} を電源電圧に同期させている。本制御方式では、Fig. 3 に示すように U_{sin} を DSP の ROM から発生させて、 U_{sin} の位相を調整することにより、PWM インバータの出力電圧ベクトルパターンを任意に回転させることができる。フィルタの出力電圧の位相と周波数は、三角波キャリアの位相と周波数から決定される。出力電圧の振幅は PWM インバータのコンデンサ C_0 の充電電圧

V_{cd} から決定され、 V_{cd} は PWM インバータから制御することができる。したがって、 U_{sin} と三角波キャリアの位相を調整することにより、PWM インバータの NR 領域を取り除くことができるので、出力ベクトル制御領域が拡大され、高調波補償フィルタの出力を任意に調整できる正弦波補償電圧を発生することが可能となる。

Fig. 4 に本システムの主回路を示す。Fig. 4 で電源電圧 E は 200 V、負荷の定格容量は 10 kVA、LC 共振フィルタの共振角周波数は 5ω ($\omega = 2\pi f$, $f = 50$ Hz), 7ω , 11ω である。5 次高調波 5ω に対する LC 共振フィルタの L は 4.1 mH, C は 100 μ F であり、 C_0 は 8000 μ F である。また、 7ω に対する LC 共振フィルタの L は 2.6 mH, C は 80 μ F, C_0 は 6000 μ F であり、 11ω に対する LC 共振フィルタの L は 2.1 mH, C は 40 μ F, C_0 は 4000 μ F である。さらに、PWM インバータの容量は 12 kVA、定格直流電圧は 400 V である。

Fig. 4 Structure of the proposed system

3. 実験結果

実験では、系統電圧 E を 220 V、負荷をコンデンサ入力形大容量非線形負荷としたとき、補償前の高調波成分の含有率は 35 % となり、11 次高調波電圧は PWM インバータの NR 領域に存在している。補償中の PWM インバータの追従制御特性を Fig. 5 に示す。Fig. 5 (a) の a 点は従来の PWM インバータでは追従できない出力電圧波形で、Fig. 5 (b) の b 点は本方式による改善後の PWM インバータの出力電圧波形である。これらの図から b 点の追従電圧が改善されていることが分かる。

Fig. 6 に高調波電圧を補償した実験結果を示す。従来の方法では、NR 領域に存在する高調波を補償できないので、補償後の高調波含有率は 10 % 以上である。一方、本制御方式による適応アクティブフィルタでは、完全な補償をすることができ、補償後の高調波含有率は 0.3 % 以下になり、優れた補償特性が得られた。これによって、本制御方式では PWM インバータの NR 領域を取り除

Fig. 5 Follow-up control characteristics of PWM inverter

くことができ、高精度の追従制御特性が得られることが実証された。

4. あとがき

本速報では、PWM インバータの三相とも追従できない領域を取り除き、出力の制御領域を拡大する制御方法を述べ、実験結果によって本方式の妥当性を確認した。本手法を利用すれば、電力変換器や高調波補償フィルタなど、インバータから構成されている電力装置の制御特性を大幅に向上させることができる。

(a) Output voltage waveform using the conventional method (50 Hz)

(b) Output voltage waveform using the proposed method (50 Hz)

Fig. 6 Compensation characteristics of harmonic voltages

参 考 文 献

- 1) 赤木, 塚本, 難波江: 直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの設計法; 電学論 D, Vol. 107, No. 9, pp. 1145~1152 (1987)
- 2) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会(編): 半導体電力変換回路, オーム社, pp. 96~154 (1987)