

擬似電流形インバータの並列多重接続による出力波形改善法

学生員 渡部芳幸

正員 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Improvement of Output Waveforms in Parallel-Connected Pseudo-Current-Source Inverter

Yoshiyuki Watabe, Student Member, and Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes improvement of output waveforms of a parallel-connected pseudo-current-source inverter. The main inverter generates current waveforms in a 120-deg conduction pattern, which includes large amount of lower harmonics. The parallel-connected sub-inverter superposes compensation waveforms to eliminate the lowest harmonic component, i.e., 5th harmonic. These compensation waveforms are derived by mathematical analyses and are examined through computer simulations. The compensated current waveforms have 7 levels in principle and their THD was reduced by 16.7 (%), compared with 120-deg conduction waveforms.

キーワード：擬似電流形インバータ，多レベル電流波形，全高調波歪率

Keywords：Pseudo-current-source inverter, multi-level current waveforms, total harmonic distortion

1. はじめに

PWM インバータで交流電圧・電流を出力するには変調周波数をその 10 倍以上に高める必要がある。しかし、出力が高周波になると基本波と変調波の周波数が近づくため、パルス数が極端に少なくなり波形歪みの原因となる。そこで、高周波交流を出力するためには、PWM を行わない擬似電流形インバータが有効である^[1]。これは直流バスに電流制御形チョッパをもち、120° 通電で電流を出力するインバータである。チョッパは制御電流源として機能し、PAM によってインバータの出力電流波高値を制御する。しかし、120° 通電波形であるため出力電流の全高調波歪率 (THD) は極めて悪く、負荷の高調波銅損や鉄損を増加させると考えられる。

本稿ではこのような擬似電流形インバータを並列多重化して出力波形に含まれる第 5 次高調波を除去する手法について検討した。ここでは基本的な波形解析とともに計算機シミュレーションによる運転特性の検証を行なう。

2. 主回路の構成と動作

図 1 に並列多重接続された擬似電流形インバータの主回路構成を示す。メインインバータとサブインバータは直流バスに電流制御形チョッパからなる制御電流源をもち、個別に与えられた電流指令値に基づいて直流バス電流の振幅を独立に制御する。一方、メインインバータは 120° 通電パターンで転流動作のみを行なう。誘導性負荷の場合、転流時に高電圧が発生するが、スイッチング素子の逆並列ダイオードとチョッパに接続されたバイパスダイオードを通じて直流バス電圧にクランプされる。サブインバータはメインインバータの通電パターンに応じてパルス電流を出力し、負荷電流波形を多レベル

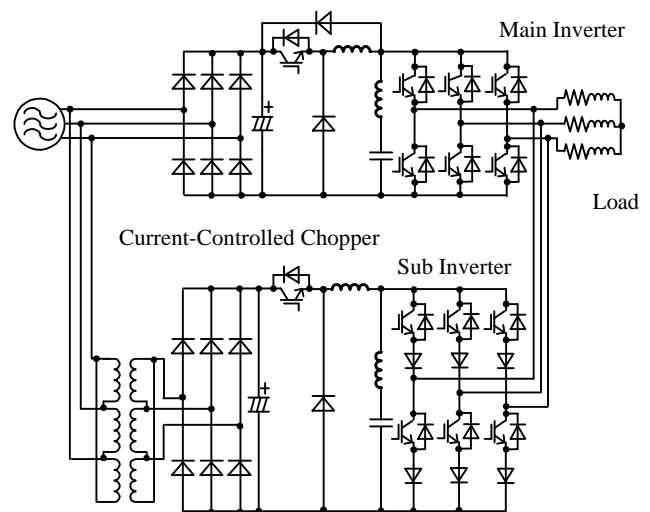


図 1 主回路構成

Fig. 1. Configuration of power circuit.

化する。メインインバータのみの場合は 3 レベルの電流波形であるが、サブインバータのパルス電流を重畳することにより 6 または 7 レベルの電流波形を合成することができる。

3. 波形解析

図 2 に合成された波形を示す。白い矩形波がメインインバータの 120° 通電波形であり、ハッチングを施した部分が重畳されるサブインバータのパルス電流波形である。ここでは、メインインバータの出力電流波高値を 1 と規格化し、サブインバータのそれを k ($0 < k < 1$) とする。実際の電流比率はそれぞれの電流制御形チョッパに与える電流指令値によって決定

することができる。また、サブインバータが出力するパルス電流の通電幅 $(0 < \gamma < 60^\circ)$ も任意に選ぶことができる。ただし、 $\gamma = 60^\circ$ のときは 6 レベルの合成電流波形となり、それ以外は電流がまったく流れない期間を含む 7 レベルの波形となる。電流がまったく流れない期間は、主インバータの上下アームが開放された相に接続されたサブインバータのレグを上下短絡する。図 2 の波形をフーリエ級数展開すると(1)のように表され、その第 5 次高調波を消去する k と γ の関係は(2)のように導かれる。

$$i(q) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \left[k \left\{ (-1)^{n+1} 4 \cos n \left(g - \frac{p}{6} \right) \sin \frac{n\pi}{2} + 2 \sin n\gamma (1 - (-1)^n) + (1-k) \left\{ (-1)^{n+1} 4 \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \right\} \right\} \right] \cos nq \dots (1)$$

$$k = \frac{1}{2 \sin \left(5g - \frac{p}{6} \right) + 1} \dots (2)$$

(2)より第 5 次高調波を消去できる k と γ の組み合わせは無数に存在するので、THD が最小となる最適な組み合わせを求める。図 3 は k と γ の組み合わせに対する THD の関係を示したもので、 $k = 0.337$ 、 $\gamma = 26^\circ$ において THD が最小化されることがわかった。このとき THD は 14.3 (%)であった。通常の 120° 通電波形では THD が 31.1 (%)であるのに対し、7 レベル化することにより THD を半減させることができる。なお、 120° 通電波形の第 7 次以上の高調波実効値と最適な k と γ の組み合わせから得られた 7 レベル波形の第 7 次以上の高調波実効値はほぼ等しい。したがって、サブインバータによるパルス電流重畳の弊害はほとんどない。

4. シミュレーションによる運転特性の検証

$k = 0.337$ 、 $\gamma = 26^\circ$ となるようにサブインバータの通電制御を行い、図 1 の回路で誘導性負荷 ($R = 10 (\Omega)$, $L = 1 (\text{mH})$) を用いて計算機シミュレーションにより運転特性を検証した。図 4 は基本波周波数が 50 (Hz) のときの負荷電流波形であり、良好な 7 レベル波形になっていることがわかる。この波形を FFT 解析した結果が図 5 である。同図より第 11 次と第 13 次高調波が若干残留しているものの、第 5 次高調波は十分抑制されていることが確認できる。

5. まとめ

本稿では、擬似電流形インバータを並列多重化して出力電流波形を改善する手法について検討した。第 5 次高調波を消去するためのサブインバータの通電制御法を数理的に導出し、THD を大幅に低減できることを示した。

文 献

(1) 小金沢・高橋・大山：「擬似電流形インバータによる PM モータのセンサレス制御」電学産応全大，1，139-142 (1992)

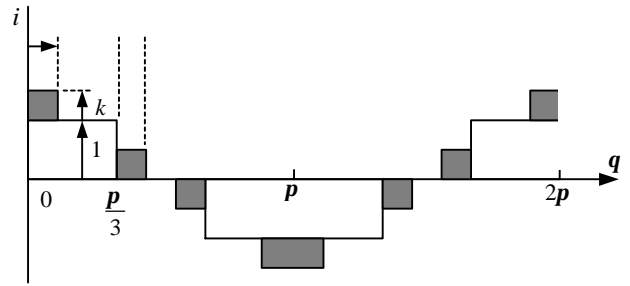


図 2 解析波形

Fig. 2. Compensated waveform to be analyzed.

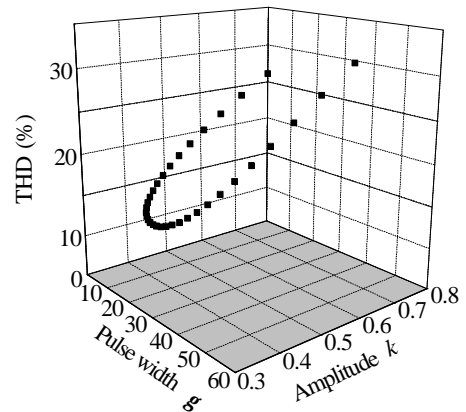


図 3 k-g と全高調波歪率の関係

Fig. 3. Relationship between THD and k - γ .

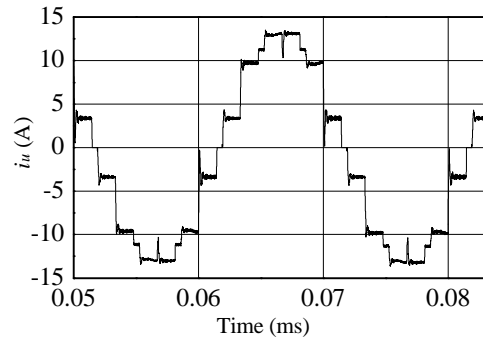


図 4 負荷電流波形

Fig. 4. Load current waveform.

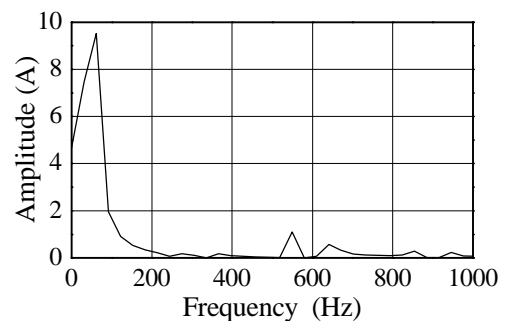


図 5 負荷電流波形の周波数特性

Fig. 5. Frequency spectrum of load current waveform.