

単相電流形コンバータの複合 PWM 制御特性 *

根 葉 保 彦 **
 松 本 洋 和 **
 帆 足 昭 典 ***
 松 尾 照 久 ***

Input/Output Characteristics of Single-Phase Current Source Converter with Composite PWM Control

Yasuhiko NEBA**, Hirokazu MATSUMOTO**, Akinori HOASHI*** and Teruhisa MATSUO***

This paper discusses the application of a composite pulse width modulation (PWM) control to a single-phase current source converter with two legs of four switching devices. The switching patterns are generated by employing two set of sinusoidal modulating and triangular carrier waves. Two modulating waves are independent of each other in change of amplitude and phase. Although the switching patterns of the positive devices differ from those of the negative devices, the PWM controlled current of ac side has the waveform of a sinusoidal pulse trains. In this paper, first of all, the composite PWM method is shown comparing with the conventional method, and the control strategy of the converter is explained. Second, the experimental waveforms of ac and dc sides in the rectifier operation are given. These prove that the converter can generate the sinusoidal ac current. Next, the approximate analysis for the steady state characteristics is described and the calculated results are shown with the measured ones. Finally, the input/output characteristics for changing the dc output voltage in both amplitude and phase-shifted controls are given.

Key Words : Current Source Converter, PWM, Single-phase, Sinusoidal Wave, Rectifier

1. まえがき

交流一直流変換や直流—交流変換を行うコンバータ回路では、交流側電圧、電流を正弦波形にするためにパルス幅変調 (PWM) によるスイッチングを適用する。コンバータ回路を構成する自己消弧素子のスイッチング時間を決定する代表的な方法として、アナログ回路で形成できるサブハーモニック変調⁽¹⁾があり、高速演算コンピュータの向上によってプログラムによるソフトウェアでも実現できる。サブハーモニック変調は、2つの制御信号すなわち素子のスイッチング周波数を決定する搬送波と交流周波数に一致する変調波を用い、両者の比較に

よってスイッチングパターンを作成する。搬送波と変調波には、種々の波形が採用できるが、交流側電圧、電流の高調波の観点からは、搬送波として三角波、変調波として正弦波を用いることが最良である。この時、通常、搬送波振幅を一定とし、変調波の振幅や位相を調整してコンバータを制御する。

ところで、コンバータは、直流側にコンデンサを接続して電圧源を形成する電圧形コンバータ、直流電流平滑インダクタを有する電流形コンバータに分類される。電圧形コンバータでは、直流短絡を起こさないように各レグの上下素子導通状態に制約があり、また、電流形コンバータは、直流開放を生じないための正側群あるいは負側群素子状態に制約をもっている。このため、コンバータにサブハーモニック変調を適用する場合には、一般的に、電圧形コンバータにはバイポーラ制御信号、電流形にはユニポーラ制御信号を用い、コンバータが単相の時

* 平成 27 年 11 月 30 日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

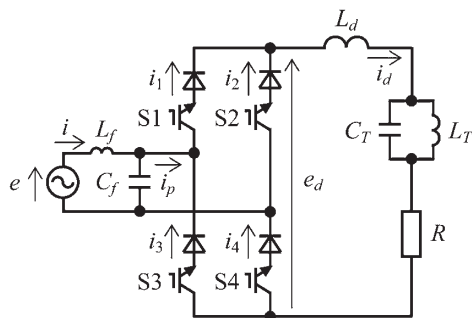


図1 単相電流形コンバータ回路

Fig.1. Single-phase Current Source Converter circuit.

は一組の制御信号すなわち1つの搬送波と1つの変調波を用いる。

4素子2レグの単相PWM電流形コンバータに一組のユニポーラ制御信号を採用する時⁽²⁾、正側群素子と負側群素子は互いに同一のPWMパターンとなる。また、素子がオンオフするスイッチング周波数は搬送波周波数と一致し、交流側および直流側の波形には搬送波周波数に対応するPWMリップルが現れる。この場合には、直流出力電圧の制御は、変調波を調整して行う。筆者らは、互いに逆位相の2つの三角波搬送波と1つの正弦波変調波によるバイポーラ制御信号⁽³⁾を単相電流形コンバータに採用した場合を検討し、素子スイッチング周波数の低減と素子の導通期間均等化を行った⁽⁴⁾。このPWMにおいても、単一の正弦波変調波でコンバータを制御した。

本論文は、単相電流形コンバータにおいて、二組のバイポーラ制御信号の採用⁽⁵⁾を提案するものであり、実験と近似解析から入出力特性を明らかにする。本PWM法は、2つの逆位相三角波搬送波と2つの独立した正弦波変調波によってスイッチングパターンを作成し、正側群素子と負側群素子を互いに独立してオンオフ制御できる点に特長がある。本文では、まず、電流形コンバータ回路を示してPWM法を説明し、近似解析による入出力電圧、電流を導出する。次に、各部の動作実測波形を従来の単一変調波の場合と比較して示す。また、変調波の振幅制御や位相制御における入出力特性および電圧・電流波形のPWMリップルの周波数成分と含有量について明らかにする。

2. 複合PWM法

図1は単相電流形コンバータ回路であり、正側群素子S1とS2、負側群素子S3とS4の4素子2レグから成る。交流側にはフィルタインダクタ L_f とフィルタコンデンサ C_f 、直流部には電流平滑インダクタ L_d を接続する。なお、直流側には電源の2倍周波数瞬時電力変動を吸収して直流電流を平滑化し、正弦波交流電流を得るために

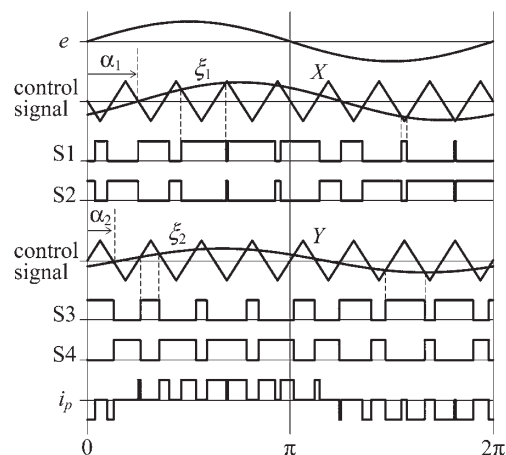


図2 2つの搬送波と変調波による複合PWM法

Fig.2. Composite PWM method with two carrier and two modulating waves.

並列LC共振タンク回路を挿入している。

図2にサブハーモニック複合PWM法と各素子信号および交流側に流れるPWM制御電流 i_p を示す。搬送波として、2つのバイポーラ三角波 X と Y を用い、これらは逆位相の関係にある。正弦波変調波に関して、従来の方法⁽⁴⁾では単一の変調波を三角波搬送波 X および Y と比較してスイッチング時間を決定したが、本PWM法では、独立に制御する2つの正弦波変調波 ξ_1 と ξ_2 を用い、搬送波 X と変調波 ξ_1 との比較によって正側群S1とS2のオンオフ信号、 Y と ξ_2 によって負側群素子S3とS4の信号を決定する。交流側へのPWM制御電流は、正弦波分布パルス列交流となり、素子S1とS4オン時に $i_p=i_d$ 、S2とS3オン時に $i_p=-i_d$ 、S1とS3オンあるいはS2とS4オン時はレグ短絡を形成して $i_p=0$ となる。図示するように、PWM制御電流 i_p のパルス周波数は、搬送波周波数すなわち素子のスイッチング周波数の2倍となる。ただし、この周波数成分は2つの変調波の振幅関係および位相関係によって変化する。直流出力の調整は、搬送波の振幅を1として、変調波 ξ_1 および ξ_2 の振幅(変調率 M_1 、 M_2 と定義)あるいは電源電圧 e を基準とした位相角 α_1 および α_2 (遅れ位相時を正)によって行う。

3. 近似解析

コンバータ入出力電圧、電流波形におけるPWMリップルを無視した基本波近似解析に際して、直流電流を I_d 一定とする。 $2\sin$ いま、実効値 E の電源 e を基準として

$$e = \sqrt{2}E \sin \omega t \quad (1)$$

で与える時、2つの変調波 ξ_1 と ξ_2 はそれぞれ次式で表される。

$$\xi_1 = M_1 \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (2)$$

$$\xi_2 = M_2 \sin(\omega t - \alpha_2) \quad (3)$$

ただ M し, $\omega=2\pi f$, f は電源周波数である。図 1 に示す各素子に流れる電流は, 図 2 の素子信号と同じ波形で振幅が I_d のパルス電流となる。素子の電流は, 直流分を含む正弦波分布パルス列交流であり, 変調率が零の時にはデューティ 0.5 のパルスとなり平均電流 $I_d/2$ であることを考慮すると, 各素子の電流は次式で与えられる。

$$i_1 = \frac{I_d}{2} + \xi_1 \frac{I_d}{2} \quad (4)$$

$$i_4 = \frac{I_d}{2} + \xi_2 \frac{I_d}{2} \quad (5)$$

$$i_2 = I_d - i_1 \quad (6)$$

$$i_3 = I_d - i_4 \quad (7)$$

電源側の PWM 制御電流は, 次式で得られる。

$$\begin{aligned} i_p &= i_1 - i_3 \\ &= i_4 - i_2 \end{aligned} \quad (8)$$

電源電流 i はフィルタコンデンサ C_f への充電電流を考慮して, 次のように計算できる。

$$i = i_p + \sqrt{2}\omega C_f E \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (9)$$

一方, コンバータ出力直流部には素子の導通状態に対応して, 電源電圧 e と零電圧がパルス状に現れる。出力電圧 e_d は変調波 ξ_1 と ξ_2 の合成によって得られることから

$$e_d = \frac{1}{2}(\xi_1 + \xi_2)e \quad (10)$$

与えられ, その平均電圧 E_d は次式で求められる。

$$E_d = \frac{E}{2\sqrt{2}}(M_1 \cos \alpha_1 + M_2 \cos \alpha_2) \quad (11)$$

直流電流 I_d は直流部の抵抗を R として, $I_d = E_d/R$ となる。

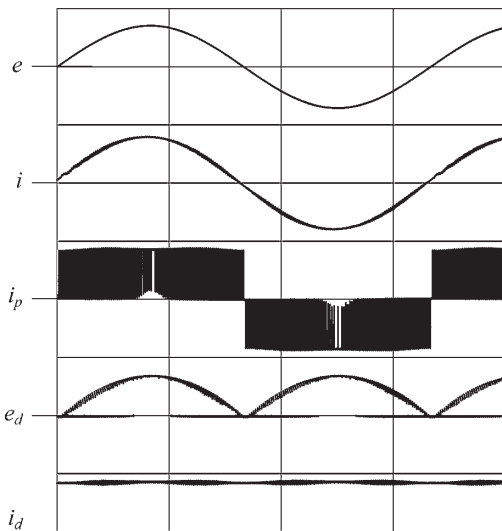


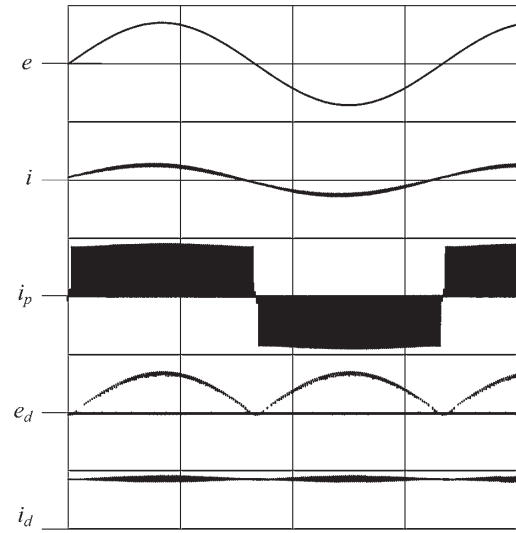
図3 $M_1=M_2=0.95$ 時の実測波形
(200V/div., 6A/div., 5ms/div.)

Fig.3. Experimental waveforms at $M_1=M_2=0.95$.

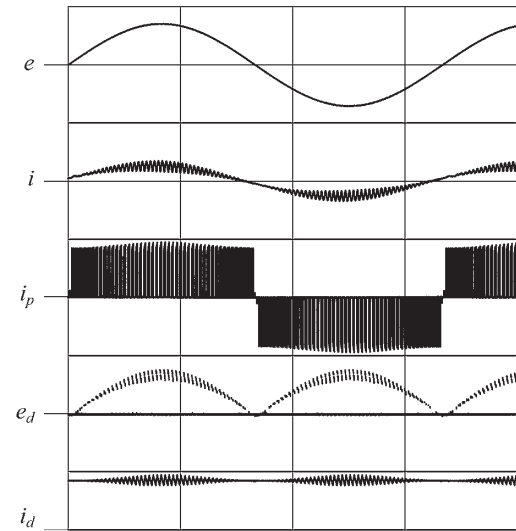
4. 実験結果

実験は, 電源電圧実効値 $E=100V$ ($f=60Hz$), $C_f=5\mu F$, $L_f=1mH$, $L_d=5mH$, $C_f=35.4\mu F$, $L_f=49.7mH$ 搬送波周波数 $f_c=5.64kHz$ とし, 直流抵抗を調整して平均直流電流 I_d が 5A 一定条件で行った。また, 変調波 ξ_1 を固定して変調波 ξ_2 を変化した場合, ξ_2 を固定して ξ_1 を変化した場合の波形および特性は, 同じ結果となることを確認している。本稿では, ξ_2 固定の下で ξ_1 変化時の結果を従来法と比較して示す。なお, 狭幅パルスの制限上, 最大変調率を 0.95 とした。

図 3 は位相角 $\alpha_1=\alpha_2=0$ として, 変調率 M_1 と M_2 が共に



(a) 従来 PWM 法 ($M_1=M_2=0.30$)



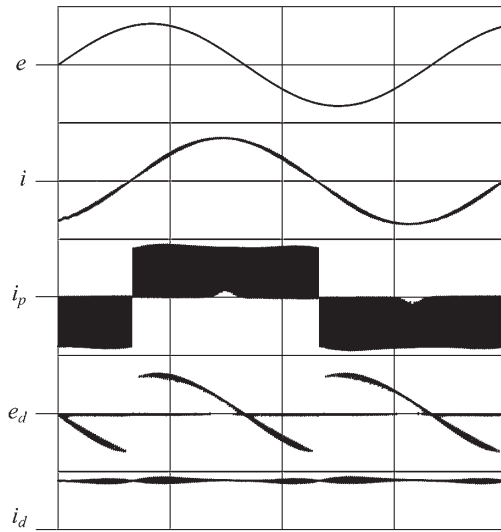
(b) 本 PWM 法 ($M_1=0.35$, $M_2=0.95$)

図4 変調率制御時の実測波形
(200V/div., 6A/div., 5ms/div.)

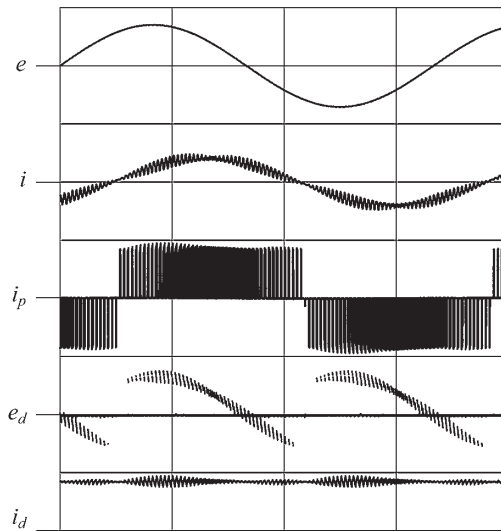
Fig.4. Experimental waveforms with modulation index control.

0.95 時の実測波形を示し、上から電源電圧 e 、電源電流 i 、PWM 制御電流 i_p 、直流電圧 e_d および直流電流 i_d である。直流部に挿入しているタンク回路の働きにより、直流電流は平滑電流であり、電源側はほぼ力率 1 の正弦波電流となる。電流 i_p と電圧 e_d は、三角波搬送波周波数 f_c の 2 倍である $2f_c$ のパルス列波形であり、その結果、電源電流 i および直流電流 i_d の PWM リプルも $2f_c$ の周波数成分となっている。

図 4 は位相角 $\alpha_1=\alpha_2=0$ 、 $M_1=M_2=0.3$ の従来 PWM 法の波形およびこの動作条件と理論的に同じ平均直流電圧を



(a) 従来 PWM 法 ($\alpha_1=\alpha_2=71.6\text{deg.}$)



(b) 本 PWM 法 ($\alpha_1=111.6\text{deg.}$, $\alpha_2=0\text{deg.}$)

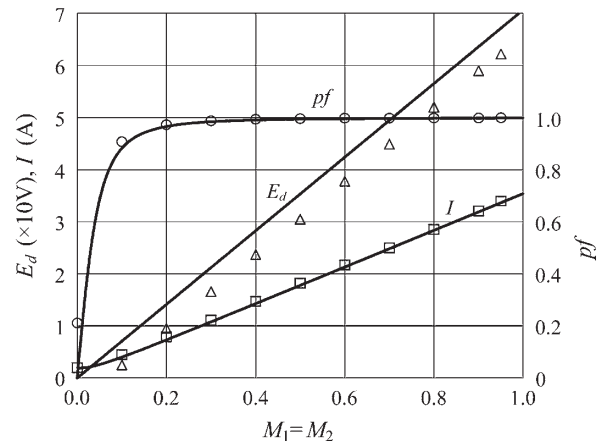
図 5 位相制御時の実測波形
(200V/div., 6A/div., 5ms/div.)

Fig.5. Experimental waveforms with phase-shifted control.

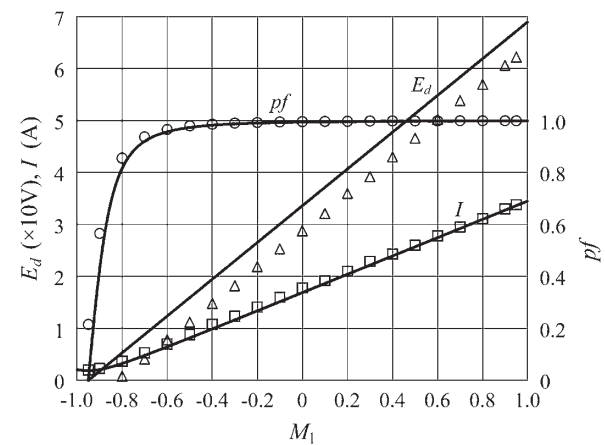
出力する $M_1=-0.35$ 、 $M_2=0.95$ の本 PWM 法による波形を示す。なお、実測平均直流電圧は 17V であった。いずれも平滑直流電流と正弦波電源電流が得られており、入出力特性は同じである。しかしながら、電圧、電流の PWM リプルに関して、従来 PWM 法では $2f_c$ 、本 PWM 法は f_c となっていることがわかる。

図 5 は、位相制御によって図 4 の場合と同じ平均直流電圧を出力した時の実測波形である。位相制御時でも、平滑直流電流と正弦波電源電流は維持されており、従来 PWM 法の $2f_c$ の PWM リプルに対して、本 PWM 法ではリプルは f_c 成分が支配的となる。しかしながら、位相制御では、同一直流出力において、本 PWM 法が電源電流は減少し、力率は改善されていることが確認できる。

本 PWM 法における変調率制御および位相制御時の



(a) 従来 PWM 法



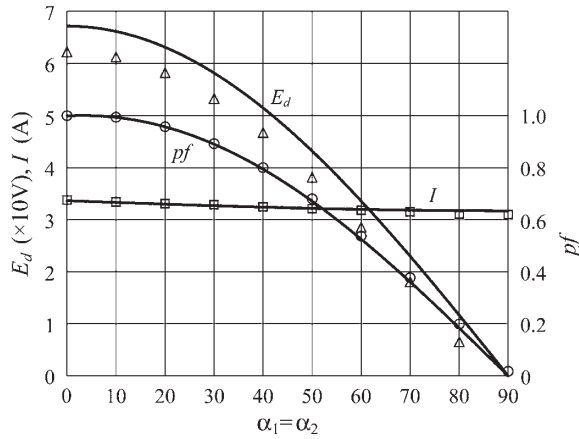
(b) 本 PWM 法

図 6 変調率変化に対する入出力特性

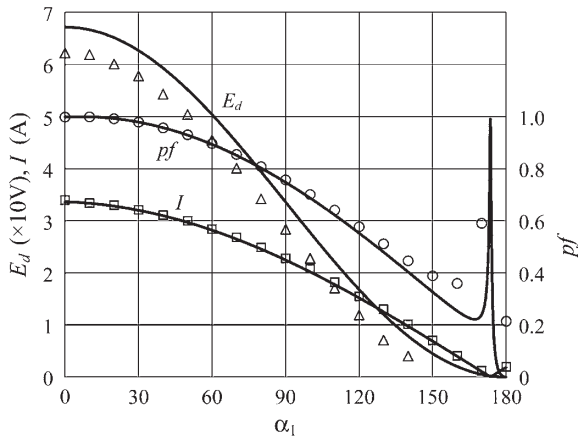
Fig.6. Characteristics for changing modulation index.

PWM リプルの f_c 成分増加に関して、一方の変調波の調整では、正側群と負側群とのスイッチング時間の対称性が維持されないためである。このことは図 2 に示す PWM 法からも理解できる。

図 6 は位相角 $\alpha_1=\alpha_2=0$ に固定した時の変調率制御における電源電圧 E_d 、電源力率 pf および平均直流電圧 E_d の特性を示し、プロットが実測値、実線は近似計算値である。測定では、同図 (a) の従来 PWM 法では $M_1=M_2$ として可変、同図 (b) の本 PWM 法は $M_2=0.95$ として M_1 を可変した。変調率に対しては同等の入出力特性となり、いずれの PWM 法でも直流電圧は変調率に比例して調整できることがわかる。直流電圧 E_d における実測と計算の差は主に素子の順方向電圧降下によるものであり、電流および力率の計算値は実測とよく一致している。なお、低変調率範囲における力率の低下は、フィルタコンデンサ C_f の進み充電電流によるものである。



(a) 従来 PWM 法



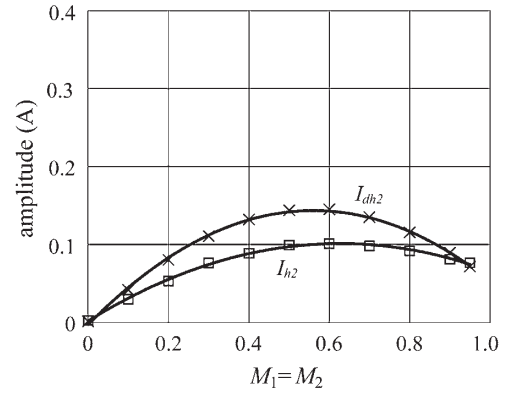
(b) 本 PWM 法

図 7 位相角変化に対する入出力特性

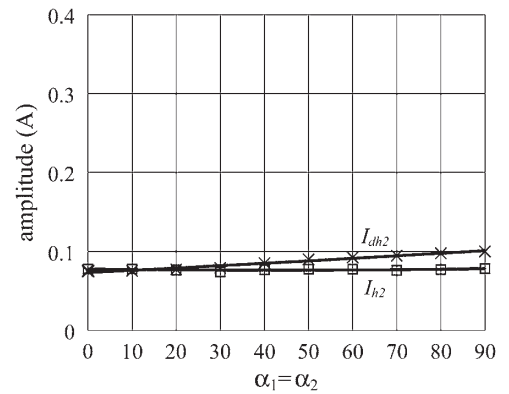
Fig.7. Characteristics for changing phase-shifted angle.

図 7 には、変調率 $M_1=M_2=0.95$ 固定で位相角制御時の特性を示し、本 PWM 法では $\alpha_2=0\text{deg.}$ 固定としている。いずれの PWM 法でも直流電圧は位相角の余弦関数で変化し、入力力率は位相角の増加とともに低下する。従来 PWM 法では、PWM 制御電流の基本波振幅は変わらずに位相が変化するので、充電電流の影響は小さく、電流 I はほぼ一定となる。一方、本 PWM 法は、位相角の増加で PWM 制御電流の基本波振幅が小さくなり電流 I も減少する。その結果、従来法に比べて幾分力率が向上する。また、位相角が大きく PWM 制御電流が小さい範囲では充電電流が支配的となって力率が大きく変化する。位相角制御時でも実測と計算のよい一致が得られている。

図 8 は従来 PWM 法の変調率制御および位相角制御において、電源電流 i と直流電流 i_d の PWM リプルの高調波成分実測値を示す。高調波電流 I_{h2} は電源電流 i の $2f_c$



(a) 変調率制御



(b) 位相制御

図 8 従来法における電流の PWM リプル成分

Fig.8. PWM ripple components of currents in conventional method.

成分, I_{dh2} は直流電流 i_d の $2f_c$ 成分であり, 従来 PWM 法では, いずれの電流も f_c 成分を含まない。位相角制御では, 各高調波の含有量はほとんど変化しないが, 変調率制御は, 含有量は 0.5 から 0.6 付近で最大となっている。

図 9 と図 10 はそれぞれ, 本 PWM 法の変調率制御と位相角制御における電流高調波含有量実測値であり, I_{h1} と I_{dh1} は電流 i と i_d の f_c 成分を示す。いずれの制御も f_c 成分の PWM リプルが支配的であり, 変調率が 0.5 あるいは位相角が 90deg. で最大含有量すなわち PWM リプル幅が最大となることがわかる。

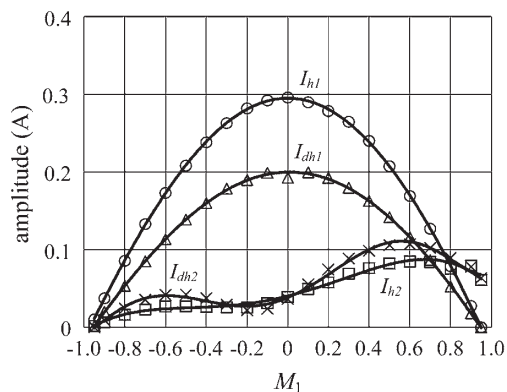


図 9 本方法の変調率制御における電流の PWM リプル成分

Fig.9. PWM ripple components of currents in modulation index control of proposed method.

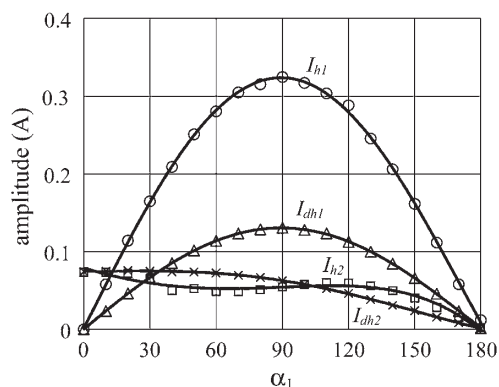


図 10 本方法の位相制御における電流の PWM リプル成分

Fig.10. PWM ripple components of currents in phase-shifted control of proposed method.

5. むすび

4 素子 2 レグ単相電流形コンバータに二組のバイポーラ制御信号を用いた複合 PWM 法において, 2 つの変調波を独立に調整する方法を提案し, 従来 PWM 法と比較して実測波形, 入出力特性を示した。本 PWM 法は, 従来法と同様に, 常に電源電流の正弦波形を維持した直流電圧制御が可能なることを明らかにした。また, 従来 PWM 法では, 電流の PWM リプルは搬送波周波数の 2 倍成分であるが, 本 PWM 法は動作条件によって搬送波と同じ周波数成分の PWM リプルとなることを確認した。定常入出力特性については, 基本波による近似解析を示し, 計算結果は実測とよく一致することを示した。

参考文献

- (1) 電気学会:「半導体電力変換回路」, pp.127 (1987)
- (2) 野中作太郎・根葉保彦:「正弦波入力電流単相 PWM 整流回路の比較検討」, 電学論 D, 113, 5, pp.594-600 (1993-5)
- (3) 電気学会:「半導体電力変換回路」, pp.217 (1987)
- (4) 根葉保彦・東真喜夫:「単相電流形コンバータの PWM 法」, 電学論 D, 116, 6, pp.716-717 (1996-6)
- (5) 川添祐大・松本洋和・根葉保彦・石坂耕一:「複数 PWM パターンによる単相電流形コンバータの動作特性」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Y-18 (2013-8)