相関関数を用いた家電機器が発生する高調波の抑制を目的とした アクティブフィルタ

正員 田中 俊彦* 学生員 西田 雄治*
非会員 福間 慎治* 正員 船曳 繁之*

A Novel Harmonic Compensator for Consumer Electronic Equipment Using the Correlation Function

Toshihiko Tanaka*, Member, Yuuji Nishida*, Student Member, Shinji Fukuma*, Non-member,
Shigeyuki Funabiki*, Member

This paper proposes a novel harmonic compensator for consumer electronic equipment that act as harmonic voltage sources in single-phase circuits, using the correlation function. The distribution transformer is equipped with an additional winding on the secondary side, and a single-phase voltage-source PWM inverter is connected to the added winding, acting as a shunt active filter. The leakage inductor on the secondary side winding behaves as though connected in series to the consumer electronic equipment. The shunt active filter can thus be used to compensate harmonic currents on the source side without an inductor series-connected to the harmonic voltage source. The basic principle of the proposed compensation method is discussed in detail. Digital computer simulation is implemented to verify the validity of the proposed compensation method. Experimental results demonstrate the novelty and excellent practicability of the proposed harmonic compensator with the proposed harmonic current detection method using the correlation function.

キーワード：高調波電圧源，単相アクティブフィルタ，家電機器，相関関数，柱上変圧器

Keywords: harmonic voltage source, single-phase shunt active filter, consumer electronic equipment, correlation function, pole-mounted distribution transformer

1. まえがき

近年，テレビやパソコンなどの家電機器から発生する高調波電流が問題となっている。これらの機器の多くは，コンデンサ入力形整流回路を内蔵した高調波電圧源である。配電系統で高調波電流の補償を目的に広く用いられている並列形アクティブフィルタをこれらの高調波電圧源と並列に接続すると，良好な補償効果を得られないだけでなく，これらの高調波電圧源に補償電流が流入し直流電圧リブルの増大や過負荷を引き起こすなどの問題がある。F.Z. Peng 氏等は，これらの問題点を定量的に明らかにし，直列形アクティブフィルタが高調波電圧源が発生する高調波電流を補償するために適していることを示している⁽¹⁾⁽²⁾。しかしながら，単相回路における家電機器が発生する高調波電流

抑制法について報告した例は著者等の知るかぎり余り見当たらないように思われる。一方，三相回路において高調波電流を検出するために，瞬時有効・無効電力理論が広く用いられている。文献(1)および(2)では，高調波電流検出法として三相瞬時有効・無効電力理論が用いられている。文献(3)では，単相回路における有効無効電力が詳細に検討されているが，高調波電流検出法について詳細に報告した例は，斎藤氏らの文献(4)の他には余り見当たらないように思われる。

本論文では，家電機器が発生する高調波電流補償を目的とした単相アクティブフィルタを提案する⁽⁵⁾。これは，柱上変圧器の低圧側に新たに一卷線を設置し家電機器と並列にアクティブフィルタを接続する点に特徴がある。単相アクティブフィルタからみると，柱上変圧器の漏れリアクタンスが高調波電圧源であるダイオード整流回路と直列に接続される。このため，ダイオード整流回路にインダクタを直列接続することなく並列形アクティブフィルタを用いて高調波電流を補償できる。さらに，相関関数を用いた有効電流および障害電流検出法を提案する。これは，高圧側電

* 島根大学総合理工学部電子制御システム工学科
〒690-8504 松江市西川津町 1060
Dept. of Electronic and Control Systems Engineering,
Shimane University
1060, Nishikawatsu, Matsue 690-8504

図1 提案する高調波抑制装置の主回路構成図
Fig.1. System configuration of the proposed harmonic compensator for consumer electronic equipment.

表1 図1の回路定数
Table 1. Circuit constants of Fig. 1.

V_S : 6.6[kV]	f_S : 60 [Hz]
R_d : 7.0 [Ω]	C_d : 4800 [μ F]
R_L : 1.8 [Ω]	L_L : 3.5 [mH]
L_C : 0.10 [mH](3.4%)	C_{DC} : 5000 [μ F]
V_{DC} : 200 [V]	L_d : 60 μ H(2.1%)

源電圧と負荷側電流の相関のある成分を検出し、それ以外の成分を一括補償するものであり、高压側で力率1の正弦波電流を得ることができる。計算機シミュレーションにより、本論文で提案した単相アクティブフィルタの有効性を検証する。さらに、柱上変圧器の縮小モデルを用いた実験装置を構成し、実験により提案方式の有効性を確認する。シミュレーション結果および実験結果から、アクティブフィルタを起動する前後においてダイオード整流回路の波形が同一であることを示し、高調波電圧源の高調波補償に並列形アクティブフィルタを用いた場合の問題点を解決できることを明らかにする。

2. 家電機器が発生する高調波抑制を目的としたアクティブフィルタ

〈2・1〉システム構成 図1に、本論文で提案する家電機器が発生する高調波電流抑制を目的としたアクティブフィルタの主回路構成図を示す。配電系統の高压側は6600V、60Hz、20kVAをベースとしており、低压側の定格は105V、95.23Aである。低压側巻線は家庭に電力を配電するために用いられ、線形負荷と高調波電圧源であるダイオード整流回路が接続されている。ここで、柱上変圧器の低压側に新たに一卷線を設置し単相アクティブフィルタを接続する。文献(1)および(2)で指摘されているように、高調波電圧源が発生する高調波電流補償のために並列形アクティブフィルタを接続すると、電源側と高調波発生源であるダイオード整流回路の両方に補償電流が流入する。この結果として、

表2 本論文で用いた柱上変圧器の試験結果
Table 2. Test data for the distribution transformer.

	Short circuit values (HV)	Open circuit values (LV)
Voltage [V]	147.0	210.0
Current [A]	3.03	1.326
Power [W]	318.2	90.9
	HV side	LV side
Winding Resistance [Ω]	15.59	0.01869

図2 本論文で用いた柱上変圧器モデル
Fig. 2. Transformer model used in Fig. 1.

良好な補償効果が得られないだけでなくダイオード整流回路の過負荷を引き起こすなどの問題がある。このため、ダイオード整流回路の交流側に直列インダクタを接続する必要がある。図1では、アクティブフィルタから見るとダイオード整流回路と柱上変圧器の2次巻線n2の漏れリアクタンス分が直列接続されている点に特長がある。このため、ダイオード整流回路の交流側にインダクタを直列接続することなく並列形アクティブフィルタを用いることができる。表1に、図1の回路定数を示す。線形負荷は洗濯機や掃除機に相当し、力率は0.8となるように定数を決定している。また、ダイオード整流回路はテレビやパソコンに内蔵されているコンデンサ入力形ダイオード整流回路に相当し、高調波電圧源である。文献(6)では、西暦2000年には60%の電力が半導体電力変換器を有する負荷で消費されると指摘している。これを考慮し、線形負荷とダイオード整流回路の割合を、それぞれ50%ずつとしている。単相電圧形PWMインバータから構成されるアクティブフィルタは、ヒステリシス比較方式PWMを用いており、交流側のインダクタL_Cは、定格に対して3.4%となっている。

ここで、本論文で用いた柱上変圧器モデルについて述べる。表2に、配電系統で広く用いられている柱上変圧器の試験結果を示す。この試験結果から、変圧器モデルを構成すると図2を得る。図2の変圧器モデルを用いて、次節では計算機シミュレーションを行う。なお、後述する計算機シミュレーションでは、電力変換器用シミュレータPSIMを用いた⁽⁸⁾。このPSIMでは、変圧器モデルに励磁インピーダンスを考慮することができない。そこで、PSIMの変圧器モデルの外側に励磁インピーダンスR_0、L_0を接続

図3 単相アクティブフィルタの制御ブロック図

Fig. 3. Control circuit diagram of single-phase shunt active filter.

している。

〈2・2〉 相関関数を用いた単相回路の高調波電流検出法
三相回路において、高調波電流を検出するために瞬時有効・無効電力理論が広く用いられている。さらに、ノルムを用いた三相一括した高調波電流検出法が提案されている⁽⁹⁾。しかしながら、単相回路における有効・無効電流検出については述べられていない。一方、単相回路においてはヒルベルト変換を用いた検出法が提案されているが⁽⁴⁾、著者等の知る限り、単相回路における有効・無効電流検出法について報告された例は、余り見当たらないように思われる。

本論文では、相関関数を用いた単相回路における高調波電流検出法を提案する⁽⁵⁾。図1の高圧側において、電源電流 $i_s(t)$ を電源電圧 $v_s(t)$ と同相で相似な波形とすることができれば、負荷側で発生している高調波電流および無効電流を補償したことになる。そこで、高圧側電圧 $v_s(t)$ と負荷電流 $i_L(t)$ との相関のある成分を算出し、それ以外の成分を補償装置により一括補償する。一般に、変圧器では漏れインダクタンスが存在する。このため、柱上変圧器の低圧側で電圧を検出する方法と比較し、高圧側の電圧を検出した場合の方が電圧波形の歪が小さくなり、より良好な補償特性を得ることができる。関数空間において、 $v_s(t)$ と $i_L(t)$ のノルムはそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \|v_s(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v_s^2(t) dt} \\ \|i_L(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_L^2(t) dt} \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ただし、 $T_s = 1/60[\text{s}]$ である。ノルムは関数の大きさを表し、実効値に相当する。これらの積 $\|v_s(t)\| \cdot \|i_L(t)\|$ は皮相電力に相当する。 $v_s(t)$ と $i_L(t)$ の内積は次式で与えられる。

$$\langle v_s(t), i_L(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v_s(t) \cdot i_L(t) dt \dots\dots\dots (2)$$

内積 $\langle v_s(t), i_L(t) \rangle$ は、有効電力に相当する。ここで、相関係数は次式で与えられる。

$$r = \frac{\langle v_s(t), i_L(t) \rangle}{\|v_s(t)\| \cdot \|i_L(t)\|} \dots\dots\dots (3)$$

(3) 式の相関係数 r は、関数どうしがどの程度似ているのかを計る尺度であり、 r の大きさは $-1 \leq r \leq 1$ である。 r の値が大きければ、関数間の相関が高い。また、 $r = 0$ ならば直交関係にあることを示す。したがって、相関係数は力率に相当する。(1) 式、(2) 式および (3) 式を用いることで電源側の有効電流 $i_{Lp}(t)$ は、次式で表すことができる。

$$i_{Lp}(t) = \frac{v_s(t)}{\|v_s(t)\|} \cdot \|i_L(t)\| \cdot r \dots\dots\dots (4)$$

負荷電流 $i_L(t)$ から有効電流 $i_{Lp}(t)$ を減算することにより、障害電流 $i_{Lq}(t)$ は次式で与えられる。

$$i_{Lq}(t) = i_L(t) - i_{Lp}(t) \dots\dots\dots (5)$$

障害電流 $i_{Lq}(t)$ をアクティブフィルタの電流指令値として与え、これらの電流を補償することで柱上変圧器の高圧側で電源電流 $i_s(t)$ を電源電圧 $v_s(t)$ と“1.0”の相関を持った有効電流のみとすることができる。電源電圧 $v_s(t)$ の歪みが小さい場合には、電源電流 $i_s(t)$ の歪が小さく、かつ $v_s(t)$ に同相な成分のみとできる。したがって、高圧側において、電源電流 $i_s(t)$ を力率1で近似的な正弦波にすることができる。

図3に、本論文で提案した単相アクティブフィルタ制御ブロック図を示す。柱上変圧器の高圧側において電源電圧 $v_s(t)$ を検出し、(1) 式に基づいてノルムを算出する。一方、柱上変圧器の低圧側で家庭電化機器が接続されている巻線 n_2 に流れている負荷電流 $i_L(t)$ を検出しノルムを算出する。さらに、 $v_s(t)$ と $i_L(t)$ の内積を求める。これらから、負荷に流入する電流 $i_L(t)$ の有効電流 $i_{Lp}(t)$ を演算する。 $i_L(t)$ から $i_{Lp}(t)$ を引くことで、障害電流指令値 $i_{Lq}^*(t)$ を算出する。

〈2・3〉 直流コンデンサ電圧一定制御 前節で述べたように、単相アクティブフィルタは電源電圧 $v_s(t)$ と相関のない成分を補償電流として出力する。このため、原理的にはアクティブフィルタを構成している電圧形 PWM インバータに有効電力が流出入しないため、直流コンデンサ電圧 v_{DC} の平均値が上昇または減少することはない。しかしながら、スイッチング損失およびアクティブフィルタの

図 4 直流コンデンサ電圧一定制御ブロック図

Fig. 4. Block diagram of constant dc voltage control circuit of shunt active filter.

出力電流指令値と実際の出力電流との誤差により、直流コンデンサ電圧 v_{DC} の平均値が変動する。この対策として、図 3 のアクティブフィルタ制御ブロックに直流コンデンサ電圧一定制御を付加する必要がある。

図 4 に、直流コンデンサ電圧一定制御ブロック図を示す。直流コンデンサ電圧の指令値 v_{DC}^* と検出したコンデンサ電圧 v_{DC} の偏差を PI コントローラを用いて増幅する。一方、検出した電源電圧 v_s を電圧ノルムで除算することにより規準電圧を発生する。この規準電圧と PI コントローラで増幅した偏差を乗ずることで、直流コンデンサ電圧 v_{DC} を制御するための有効電流 i_{DC}^* を演算する。この i_{DC}^* を、障害電流 i_{Lq} に加算したものがアクティブフィルタの指令値 i_C^* となる。これにより、直流コンデンサ電圧 v_{DC} を一定に制御しながら電源側の高調波電流を補償することが可能となる。ここで、 $G(s)$ は次式で与えられる。

$$G(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) \dots\dots\dots (6)$$

計算機シミュレーションおよび実験では、比例ゲインは $K_P = 0.3$ であり積分時間 $T_I = 0.4[s]$ としている。これらゲインの詳細な決定法と直流コンデンサ電圧との関係については、稿を改めて報告したいと考えている。

3. シミュレーション結果

本論文で提案した補償法の有効性を確認するために、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用シミュレータ PSIM を用いた⁽⁸⁾。アクティブフィルタの制御アルゴリズムは C 言語を用いて構成し、PSIM 上で動作する DLL を用いて実現した。柱上変圧器の高圧側において、6,600 V、20 kVA をベースとすると、定格インピーダンスは 1.1 [Ω] となる。ここでは、線形負荷および高調波発生源であるダイオード整流回路の割合を 50% ずつとし、それぞれ 2.2 [Ω] としている。線形負荷の力率は 0.8 となるように定数を決定し、アクティブフィルタとして動作する PWM コンバータの交流側のインダクタ L_C は、定格に対して 3.4% となっている。また、ヒステリシス比較方式 PWM を用いており、ヒステリシス幅を電流指令値に対して $\pm 2[A]$ としている。図 5 に、シミュレーション結果を示す。 v_s は、柱上変圧器の高圧側の

図 5 本論文で提案した高調波抑制装置のシミュレーション波形

Fig. 5. Simulation waveforms for Fig. 1.

電圧波形であり、 i_s は高圧側の電流を示している。 i_{Rec} はダイオード整流回路に流入する電流である。 i_{Rec} の総合歪み率 (THD) は 140% となり、ダイオード整流回路の入力力率は 0.58 であった。 v_{DC} は電圧形 PWM インバータから構成されるアクティブフィルタの直流電圧波形を示しており、 i_C はアクティブフィルタが出力する補償電流である。アクティブフィルタ起動後は、電源電流 i_s の力率が約 1 にかつ正弦波となっている。アクティブフィルタ起動後の i_s の THD は 3.5% である。電源側で無効電流および高調波電流が補償されていることが確認できる。ここで、ダイオード整流回路の電流 i_{Rec} に着目すると、アクティブフィルタ起動前後で波形が全く変化していない。これは、本提案方式では、並列接続したアクティブフィルタの補償電流が高調波電圧源であるダイオード整流回路に流入していないことを示している。文献 (1) および、(2) で指摘された並列形アクティブフィルタを用いた場合の問題点、すなわち、電源側と高調波発生源であるダイオード整流回路の両方に補償電流が流入し、良好な補償効果が得られないだけでなくダイオード整流回路の過負荷を引き起こすなどの問題点を解決していることが確認できる。ここで、アクティブフィルタの出力電流 i_C のスイッチング周波数を求めると、最大で 20 kHz である。また、アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧波形 v_{DC} から、本論文で提案した直流電圧一定制御法により、直流コンデンサ電圧 v_{DC} が一定に制御されていることが確認できる。

図 6 に、負荷急変時におけるシミュレーション波形を示す。シミュレーションでは、ダイオード整流回路の負荷抵抗 R_d を 50% から 100% に増加し、さらに 100% から 50% に減少した。負荷が変化した場合、相関関数による検出遅れのため i_s が電源周期 T_s だけ遅れて追従している。この

図 6 負荷が変動した場合のシミュレーション波形

Fig. 6. Simulation waveforms for Fig. 1 with load variation.

検出遅れ時間 T_S の期間では、負荷電流の有効電流を正しく検出していない。このため、検出誤差分の有効電力をアクティブフィルタが放出または吸収する必要がある。ダイオード整流回路の負荷抵抗が 50% から 100% に変化した場合には、アクティブフィルタの直流電圧 v_{DC} が減少している。これは、検出誤差分の有効電力をアクティブフィルタが放出していることを示している。一方、100% から 50% に変化した場合、アクティブフィルタの直流電圧 v_{DC} が上昇している。これは、アクティブフィルタに有効電力が流入していることを示している。本論文で提案した方式では、アクティブフィルタの直流電圧一定制御を付加している。直流電圧一定制御法では、アクティブフィルタに流入する有効電力を制御している。このため、検出遅れ時間 T_S の期間において、アクティブフィルタに流入する有効電力を抑制する働きがある。相関関数を用いた単相回路における高調波検出法は、原理的には電源 1 周期の検出遅れ時間が存在するが、アクティブフィルタの直流電圧一定制御ブロックがこの期間における有効電流の検出誤差を緩和する働きを有している。これらのことから、本論文で提案した相関関数を用いた高調波電流検出法の検出遅れ時間は、実用上問題とならないと結論付けられる。なお、負荷急変後のダイオード整流回路の電流 i_{Rec} が正負対称となっていない。これは、過渡現象のためである。

4. 実験結果

本論文で提案した家電機器が発生する高調波抑制を目的としたアクティブフィルタの有効性を確認するため実験装置を構成し、実験による検討を行った。

〈4・1〉 実験装置の構成 図 1 では、高圧側が 6600 V

図 7 縮小変圧器モデルを用いた実験装置の構成図

Fig. 7. Reduced-scale experimental model of the proposed harmonic compensator for consumer electronic equipment.

表 3 図 7 の回路定数

Table 3. Circuit constants of Fig. 7.

V_S : 200 [V]	f_S : 60 [Hz]
R_d : 1.7 [Ω]	C_d : 4840 [μ F]
R_L : 0.6 [Ω]	L_L : 1.0 [mH]
L_C : 60.0 [μ H] (5.7%)	C_{DC} : 4700 [μ F]
V_{DC}^* : 20.0 [V]	L_d : 28 [μ H] (2.6%)

であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、図 2 に示した柱上変圧器の縮小モデルを用いて実験装置を構成した。図 2 と表 2 の試験結果から高圧側 200 V、低圧側 10 V の縮小モデルを構成する。表 2 の負荷損とインピーダンス電圧から換算により巻線抵抗と漏れリアクタンスを決定した。図 7 に、実験装置のシステム構成図を示す。柱上変圧器の縮小モデルの定格は、1 次側が 200 V、500 VA であり、2 次側は、それぞれ 10 V、25 A である。アクティブフィルタの指令値の演算には DSP (TMS320C32, 50 MHz) を用いている。検出した電源電圧 v_s 、負荷電流 i_L 、アクティブフィルタの出力電流 i_C は A/D 変換器を用いて 12 ビットのデータに変換され、サンプリング周期 40 μ s 毎に DSP に取り込まれる。DSP は、障害電流演算を行いアクティブフィルタの電流指令値 i_C^* を出力する。また、アクティブフィルタはヒステリシス比較方式 PWM を行って出力電流を制御するが、これらもすべて DSP を用いて一括制御している。表 3 に、実験に用いた回路定数を示す。線形負荷とダイオード整流回路の負荷割合はシミュレーションと同様に、それぞれ 50% ずつとしている。また、ダイオード整流回路の直流側には、一般的に接続される程度以下の直流側のインダクタ $L_d = 2.6\%$ を接続している。実験では、アクティブフィルタのフィルタ

図 8 提案した高調波抑制装置の実験結果

Fig.8. Experimental results of the proposed harmonic compensator for consumer electronic equipment.

インダクタ L_C は、5.7%としている。

〈4・2〉 実験結果 図 8 に、アクティブフィルタ起動前後の実験波形を示す。シミュレーション結果と同様に、 v_S は変圧器の高圧側の電圧波形であり、 i_S は高圧側の電流を示している。 i_{Rec} はダイオード整流回路に流入する電流であり、 i_C はアクティブフィルタが出力する補償電流である。アクティブフィルタ起動以前は、ダイオード整流回路が発生する高調波電流が電源側に流出し、電源電流 i_S が歪んでいる。一方、アクティブフィルタ起動後では電源電流 i_S は電源電圧 v_S と同相の正弦波となっている。図 5 のシミュレーション結果と同様に、ダイオード整流回路に流れ込む電流 i_{Rec} に着目すると、アクティブフィルタを起動させる前後で同一波形となっている。これは、シミュレーション結果で述べたとおり、本提案方式では並列接続したアクティブフィルタの補償電流が高調波電圧源であるダイオード整流回路に流入していないことを示しており、実験結果からも本方式の有効性が確認できる。図 9 に、ダイオード整流回路の負荷を 50%から 100%に急変させた場合の実験結果を示す。相関関数を用いて電源側有効電流を検出しているため 1 周期分の検出遅れ時間が存在し、 i_S が負荷急変から 1 周期後に応答している。この検出遅れ期間において、アクティブフィルタの直流コンデンサから有効電力が放出する。このため、直流コンデンサ電圧 v_{DC} が一時的に低下していることが確認できる。直流電圧一定制御により直流電圧が回復し、指令値電圧 $v_{DC}^* = 20\text{V}$ に一致している。さらに、図 10 にダイオード整流回路の負荷を 100%から 50%に急変させた場合の実験結果を示す。1 周期分の検出遅れ期間において、有効電力がアクティブフィルタに流入するため直流電圧 v_{DC} が上昇しているが、直流電圧一定制御により直流電圧が回復している。これらの実験結果から直流電圧の変動率を求めると、最大値が約 25V であり、最小値が 15V である。したがって、指令値電圧に対して

図 9 負荷増加時における実験波形

Fig.9. Experimental results for Fig.7 with load variation.

図 10 負荷減少時における実験波形

Fig.10. Experimental results for Fig. 7 with load variation.

±25%の変動となっている。図 6 のシミュレーション結果と比較すると、実験結果の方がやや大きい。実験結果とシミュレーション結果は良く一致しており、本論文で提案した家電機器が発生する高調波補償を目的としたアクティブフィルタの有効性が確認できる。なお、シミュレーション結果でも述べたが、本論文で提案したアクティブフィルタの直流電圧一定制御法に関する詳細な検討は、今後の重要な検討課題であり稿を改めて報告したいと考えている。

5. むすび

本論文では、家電機器が発生する高調波電流補償を目的とした単相アクティブフィルタを提案した。これは、柱上変圧器の低圧側に新たに一卷線を設置し家電機器と並列にアクティブフィルタを接続する点に特徴がある。単相アクティブフィルタからみると、柱上変圧器の漏れリアクタンスが高調波電圧源であるダイオード整流回路と直列に接続される。このため、ダイオード整流回路にインダクタを直

列接続することなく並列形アクティブフィルタを用いて高調波電流を補償することが可能である。また、単相回路における相関関数を用いた基本波有効電流および障害電流検出法を提案した。これは、高圧側電源電圧と負荷側電流の相関のある成分を検出し、それ以外の成分を一括補償するものであり、柱上変圧器の高圧側で力率 1 の正弦波電流を得ることができる。

計算機シミュレーションにより、本論文で提案した単相アクティブフィルタの有効性を検証した。さらに、柱上変圧器の縮小モデルを用いた実験装置を構成し、実験により提案方式の有効性を確認した。シミュレーション結果および実験結果から、アクティブフィルタを起動する以前と以後における高調波電圧源であるダイオード整流回路の波形が同一であることを示し、高調波電圧源の高調波補償に並列形アクティブフィルタを用いた場合の問題点を解決できることを明らかにした。

最後に、本論文は先に発表した研究会資料⁽¹⁰⁾にさらに検討を加え、加筆修正を行ったものである。名古屋工業大学齋藤真氏をはじめ貴重なご討論をいただいた各位に紙上を借りて厚く御礼を申し上げます。

(平成 15 年 2 月 17 日受付, 平成 15 年 5 月 12 日再受付)

文 献

- (1) F.Z. Peng, M. Kohata, and H. Akagi: "Series Active Filter", in *IEE Japan Nat. Conv. Rec.*, No.568 (1991-3) (in Japanese) F.Z. Peng・小幡雅一・赤木泰文:「直列形アクティブフィルタ」, 平 3 電気学会全大, No.568 (1991-3)
- (2) F.Z. Peng and J. Lai: "Application Considerations and Compensation Characteristics of Shunt Active and Series Active Filters in Power Systems", in *Proc. 7th IEEE-PES Int. Conf. Harmonics and Quality of Power*, pp.12-20 (1996-10)
- (3) R. Yang, M. Yang, T. Tang, and S. Sun: "Explanation of Generalized Reactive Power and Power Factor in Nonsinusoidal Systems", in *Proc. 7th IEEE-PES Int. Conf. Harmonics and Quality of Power*, pp.78-82 (1996-10)
- (4) M. Saitou and T. Shimizu: "A Novel Control Method on Single-Phase Grid Connectable Inverter with Hilbert Transformer", *IEEJ Trans. on Industry Appl.*, Vol.121-D, No.10, pp.1089-1090 (2001-10) (in Japanese) 齊藤 真・清水敏久:「ヒルベルト変換を用いた単相系統連系インバータの制御法」, 電学論誌 D, 121, 10, pp.1089-1090 (2001-10)
- (5) Y. Nishida, T. Tanaka, and S. Funabiki: "A Novel Method of Compensating Harmonic Currents Generated by Consumer Electronic Equipment", in *IEE Japan Nat. Conv. Rec.*, Vol.4, pp.1469-1470 (2001-3) (in Japanese) 西田雄治・田中俊彦・松曳繁之:「家電機器が発生する高調波電流の一抑制法」, 平 13 電気学会全大, No.4-166 (2001-3)
- (6) D.A. Paice: "Power Electronic Harmonic Converter Harmonics", *IEEE Press* (1996)
- (7) T. Tanaka, S. Funabiki, and A. Nabae: "A New Approach to Individual-Phase Reactive Power Compensator for Non-Sinusoidal and Unbalanced Three-Phase Systems", *IEEJ Trans. on Industry Appl.*, Vol.121-D, No.3, pp.383-390 (2001-3) (in Japanese) 田中俊彦・松曳繁之・難波江 章:「三相システムの非正弦波負平衡状態における各相別無効電流補償法—準瞬時無効電力補償装置—」, 電学論誌 D, 121, 3, pp.383-390 (2001-3)
- (8) H. Jin: "Computer Simulation of Power Electronic Circuits and Systems using PSIM", in *Proc. of ICPE'95, Seoul*, pp.79-84 (1995)
- (9) C.C. Chen and Y.Y. Hsu: "A Novel Approach to the Design of Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-

Wire System under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE-PES Trans. on Power Delivery*, Vol.4, No.4, pp.1258-1264 (2000)

- (10) Y. Nishida, T. Tanaka and S. Funabiki: "A Novel Harmonic Compensator for Consumer Electronic Equipment Using the Correlation Function", in *Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Conversion*, SPC-03-15, pp.5-10 (2003-2) (in Japanese) 西田雄治・田中俊彦・松曳繁之:「家電機器が発生する高調波抑制を目的としたアクティブフィルタ」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-03-15, pp.5-10 (2003-2)

田 中 俊 彦 (正員) 1984 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月東洋電機製造株式会社入社。職業能力開発大学校(現, 職業能力開発総合大学校)電気工学科講師を経て, 1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助教授, 現在に至る。博士(工学)。半導体電力変換器が発生する高調波とその抑制法, 環境修復システムへのパワーエレクトロニクス応用, 微生物処理を含む高度水処理, 高濃度酸素溶解装置とその応用などの研究に従事。平成 14 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 15 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。電気設備学会, 環境計測制御システム学会, IEEE 会員。

西 田 雄 治 (学生員) 2001 年 3 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科卒業。同年 4 月同大学大学院総合理工学研究科電子制御システム工学専攻入学, 2003 年 3 月同修了。同年 4 月(株)明電舎入社, 現在に至る。在学中は, 相関関数を用いた単相アクティブフィルタに関する研究に従事。

福 間 慎 治 (非会員) 1999 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科情報・制御工学専攻修士後期課程修了。同年 4 月同大工学部電気系助手。同年 9 月通信・放送機構研究フェロー兼務。2000 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助手, 現在に至る。博士(工学)。デジタル信号処理, 適応信号処理, 画像符号化, 特定用途向けデジタル画像処理システム構築の研究に従事。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE 会員。

松 曳 繁 之 (正員) 1979 年 3 月岡山大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気工学科助手, 1992 年 10 月同大学工学部電気電子工学科助教授。1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科教授, 現在に至る。工学博士。移動ロボットの知的制御, SMES を用いた電力平準化制御, パワーエレクトロニクスなどの研究に従事。平成 14 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 15 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。計測自動制御学会, 電気設備学会, IEEE 会員。