

# 補償電流検出特性がアクティブフィルタの 性能に及ぼす影響

泉 勝 弘\*・堀 部 信 吾\*\*  
辻 峰 男\*・山 田 英 二\*  
小 山 純\*

## Influence of the Compensation Current Detection Characteristic on the Active Filter Performance

by

Katsuhiko IZUMI\*, Shingo HORIBE\*\*, Mineo TSUJI\*  
Eiji YAMADA\*, Jun OYAMA\*

This paper presents an influence of the compensation current detection characteristic on the active filter performance. An active filter is composed of IGBT inverter and DSP controller, and a load is the condenser input type three-phase diode rectifier. In the experiment, the cutoff frequency of the filter for detecting the compensation current is changed, and the influence of the compensation effect is investigated. Even if the filter for detecting the compensation current in this system does not be used, the higher harmonics are decreased.

### 1 まえがき

電力用半導体素子の高電圧・大電流化による電力変換器容量の大容量化・高効率化が可能となり、パワーエレクトロニクス技術に目覚しい進歩がみられる。そのため、半導体電力変換装置の使用台数・総容量は増加の一途をたどっている。コンピュータを使用した高度な各種制御機器、情報機器、FA・OA機器の普及にみられるように、電力用半導体応用機器が電力系統、産業界、家庭を問わず広範囲にわたって使用されている。しかし、家電製品やOA機器の電源部にはコンデンサ入力形ダイオード整流回路が採用されているため、商用ラインに高調波電流を発生させる結果となっている。こうして発生する高調波電流は、電力用コンデンサやリアクトルなどの加熱・焼損や異常音の発生などの高調波障害を引き起こす原因となっている<sup>1)~4)</sup>。

高調波障害の抑制対策としては、従来LCフィルタ

が用いられていたが、系統インピーダンスの影響により抑制効果が変わるといった欠点があったため、電力用アクティブフィルタの研究・開発が行われ、実用化に至っている。電力用アクティブフィルタには並列形と直列形がある。現在、並列形アクティブフィルタが特定需要家の高調波発生源の近傍に多数設置されている。

アクティブフィルタの開発項目は、インバータ容量の低減、高調波検出方式など多岐にわたっており、さらには、アクティブフィルタの多機能化の研究もなされている<sup>5)</sup>。並列形アクティブフィルタにおける高調波検出方式には特定高調波の補償に適している負荷電流検出方式、特定高調波の一括補償に適している電源電流検出方式、不特定高調波の一括補償に適している電圧検出方式がある。アクティブフィルタの多機能化には異なる主回路構成の組合せ（直列形と並列形の組

平成12年4月21日受理

\* 電気電子工学科 (Dept. of Electrical and Electronic Engineering)

\*\* 大学院修士課程電気情報工学専攻 (Graduate Student, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science)

合せ、電流形と電圧形の組合せ)と既存の機器・機能との組合せ(UPSとの組合せ、太陽光発電との組合せ、電力貯蔵システムとの組合せ)の2つに大別することができる。直列形と並列形を組み合わせると、直列形アクティブフィルタによって不平衡電圧を補償し、並列形アクティブフィルタによって負荷から発生する高調波電流を補償することができる。太陽光発電や電池等を使用した電力貯蔵設備では、電力系統と連系して運転されることから電力変換装置に対しては発生高調波電流の抑制、無効電力の制御等が要求されている。また、これは本来の電力変換機能に付属させて他の負荷機器の高調波補償も可能ある<sup>5)</sup>。

本論文では、負荷としてコンデンサ入力形三相ダイオード整流回路を、アクティブフィルタの主回路には三相電圧形PWMインバータを用いる。このアクティブフィルタが補償電流を負荷へ注入することによって系統へ流出する高調波電流を抑制する。この制御演算は三相二相変換を用いて行い、このときに必要となる電源位相角の検出はデジタルPLLによって行う。アクティブフィルタの高調波検出には負荷電流検出方式を用い、補償電流検出フィルタとしてIIRバターワース形ハイパスフィルタを用いる。補償電流制御は、PI制御を用いて行っている。補償電流検出フィルタの遮断周波数の変化によるアクティブフィルタの補償効果を実験により検証する。このとき、遮断周波数を検出フィルタ無しに相当する0 Hzまで変化させる。

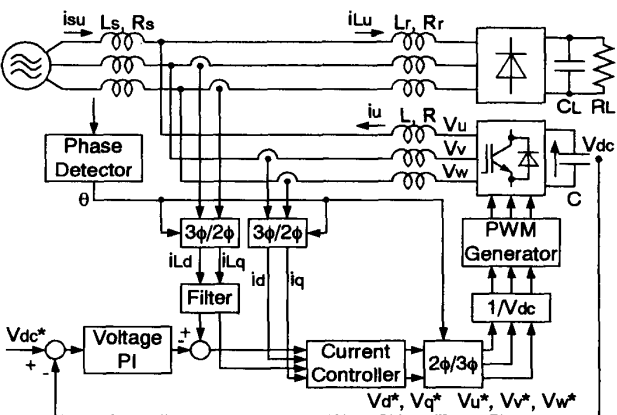


Fig.1 Control system of active filter.

## 2 アクティブフィルタ

### 2.1 電流制御系

図1に三相電圧形PWMインバータを用いたアクティブフィルタの主回路構成を示す。アクティブフィルタでは電源電流  $i_{sw}$ ,  $i_{sv}$ ,  $i_{sw}$  を力率1の正弦波にするようにインバータを制御する。

電源と負荷は3本の電線により接続されており、その中点より電圧を測定したとすると三相の電圧および電流の総和はそれぞれ零になる。これから、電圧( $e$ ), 電流( $i$ )等の変数を代表として  $f$  とし、三相量から  $d$ - $q$  軸量への変換を次式により行う。

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

電圧形PWMインバータの出力電圧、インバータ出力電流を図1のようにし、電源電圧を  $e$  とすれば次式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = (R + Lp) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

(1)式より電源電圧は  $d$  軸方向で大きさが電源線間電圧の実効値  $E$  に等しいベクトルとなるので、次式が得られる。

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d - E \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

有効電流の指令値  $i_r$  は、直流電圧の誤差にPI演算を施すことによって次式から得られる。

$$i_r = K_{vp} \{ V_{dc}^* - V_{dc} + \frac{1}{T_{vi}} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \} \quad (4)$$

したがって、補償電流検出フィルタの出力を  $i_c$  とすると、インバータ出力指令電流  $i^*$  は次式で与えられる。

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{cd} - i_r \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

電圧指令値は次式で与えられ、電圧指令値に相当したPWMパターンを与えることによって電流制御が実現される。

$$v^* = K_{vp} \{ i^* - i + \frac{1}{T_{vi}} \int (i^* - i) dt \} \quad (6)$$

### 2.2 補償電流検出フィルタ

アクティブフィルタの補償電流検出にIIRバターワース形ハイパスフィルタを用いる。このデジタルフィルタは次式で与えられる遮断周波数  $f_A$  のアナログフィルタを双1次  $z$  変換することによって得られる<sup>6)</sup>。

$$G(s) = \prod_{k=1}^{N/2} \frac{s^2}{s^2 + 2 \cos(\theta_k) \omega_A s + \omega_A^2} \quad (7)$$

ここで、

$$\theta_k = \frac{2k-1}{2N} \pi \quad (k = 1, 2, \dots, N/2)$$

$$\omega_A = 2\pi f_A$$

双1次z変換には,

$$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (8)$$

を用いる. このIIRフィルタの伝達関数  $H(z)$  は次式のように表すことができる.

$$H(z) = \prod_{k=1}^{N/2} \frac{b_{0k} + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 - a_{1k}z^{-1} - a_{2k}z^{-2}} \quad (9)$$

このとき, アナログフィルタの遮断周波数とデジタルフィルタの遮断周波数には次式の関係がある<sup>6)</sup>.

$$\omega_D = \frac{2}{T} \tan^{-1} \frac{\omega_A T}{2} \quad (10)$$

このように, あるフィルタの伝達関数はいくつかの2次フィルタ形式の積で表され, この方法で実現されたフィルタの構成を縦続(カスケード)形構成という<sup>6)</sup>. 図2に双1次z変換されたIIRフィルタの縦続形構成を示す.

### 2.3 電圧制御PIゲイン

PIゲインの初期値の設計にはジューラ・ニコルス法を用いる<sup>7)</sup>. これには限界感度法とステップ応答法があるが, いずれの方法も応答波形の減衰比に着目し, これを1/4になるようにチューニングするものである. ジューラ・ニコルスのステップ応答法は, 制御対象を1次遅れとむだ時間で近似し, それからPIゲインを求めるものである.

図3に電圧制御回路を示す. q軸電圧は0なので, インバータの損失をないものと仮定するとエネルギー授受の関係より

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{E}{V_{dc}} R \frac{e^{-2T_s}}{1+RCs} \quad (11)$$

が成り立つ. 上式の1次遅れとむだ時間を用いて, ジューラ・ニコルス法によりPIゲインの初期値を求め, 実験により最適な値を決定する.

### 2.4 電流制御ゲイン

図4に電流制御回路を示す. 電流制御ループの伝達関数は次式で与えられる.

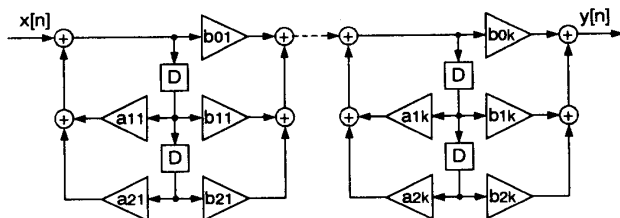


Fig.2 n-th IIR filter.

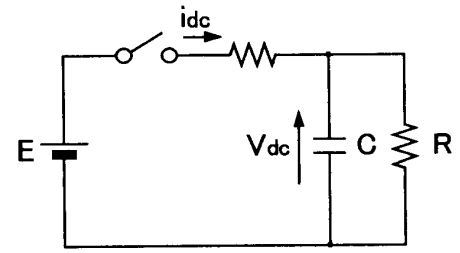


Fig.3 Voltage control.

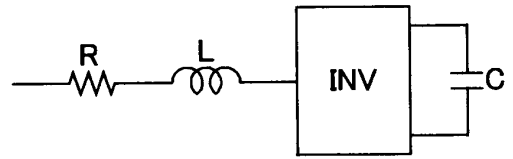


Fig.4 Current control.

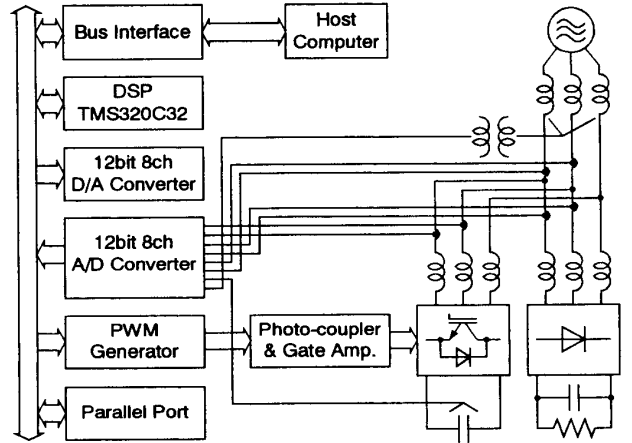


Fig.5 Active filter system.

$$G(s) = \frac{1}{R} \frac{e^{-2T_s}}{1+(L/R)s} \quad (11)$$

この場合も電圧制御ゲインと同様に行う.

## 3 実験システム

図5に実験装置を示す. このシステムではLEMモジュールにより, 負荷電流, アクティブフィルタ電流, コンデンサ電圧を検出している. 電源の位相情報は線間電圧をトランスにより絶縁した後, 検出している. これらの値はA/DコンバータによりDSP (TMS320C32) に取込まれる. さらに, これは内部状態量を出力するD/AコンバータおよびPWM発生回路を持っている. また, 制御はDSPボードで行う. パソコンはDSPボードへの制御プログラムのダウンロード, DSPのコントロール, 制御指令の入力, 制御ゲインの変更, 状態表示等を担当する. DSPは制御用周辺回路の初期化, パソコンとの通信, 制御演算, インバータの制

御を担当する。本システムのPWM発生はデジタル回路による三角波比較形であり、電源電圧を100Vにしているの、コンデンサ電圧は200Vにしている。

電源の線間電圧から位相情報の検出にはデジタルPLLを用いる。DSPのソフトウェアでPLLを実現させるため、図6に示すように、現在の電源の線間電圧とVCOの信号と積をとり、ループフィルタを通し、電源周波数を加え、VCOで角度情報を求めている。

4 実験結果

表1に本実験で用いたシステム定数を示す。ジークラ・ニコルス法によって求めたゲインを元に実験的に最適なゲインを求める。電流PI制御ゲインの $K_{pi} > 10.0$ では電流制御系が不安定となるため、安定性を考慮して $K_{pi}=9.1$ ,  $T_{ii}=0.001$ とする。表2は電圧PI制御ゲインのいろいろな組み合わせを示した表で、×印は不安定なところを、○印は安定なところを示す。できるだけアクティブフィルタの高調波補償の妨げにならないように、 $K_{pv}$ は小さな値にした方がよい。小さな $K_{pv}$ でのステップ応答を図7に示す。この図において、できるだけオーバーシュートが小さく、表2の帯びの中央付近である $K_{pv}=0.1$ ,  $T_{iv}=0.22$ を電圧PI制御ゲインとする。これによりソフトスタートも実現される。これらのゲインを用いて補償電流検出フィルタの遮断周波数の変化による補償効果の実験を行った。

図8に負荷電流のd軸成分のみを2次の補償電流検出フィルタに通したもの、d軸成分のみを4次のフィルタに通したもの、d軸とq軸の両成分を2次のフィルタに通したもの、d軸とq軸の両成分を4次のフィルタに通したものの総合ひずみ率を示す。ここで使用している負荷電流の総合ひずみ率は32.36%である。遮断周波数が0Hzつまり、補償電流検出フィルタを

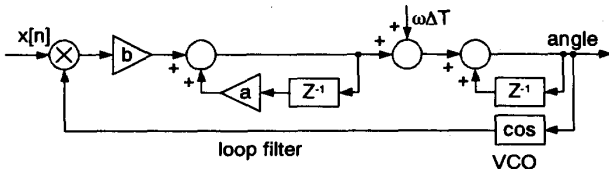


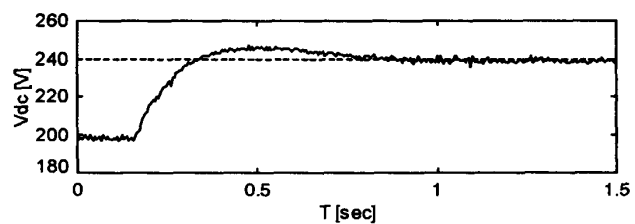
Fig.6 Digital PLL.

Table 1 System constants.

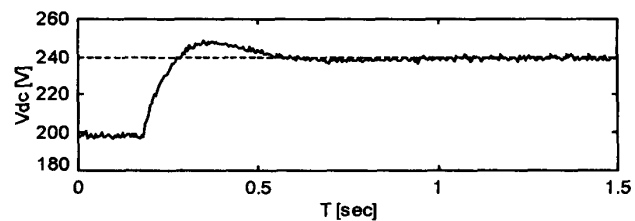
Line voltage	$e_{uv}$	100V
Condenser voltage	$v_{dc}$	200V
PWM period	$t_c$	100 $\mu$ s
Inverter reactor	$L$	1.0mH
Inverter condenser	$C$	3000 $\mu$ F

Table 2 Voltage PI control gain.

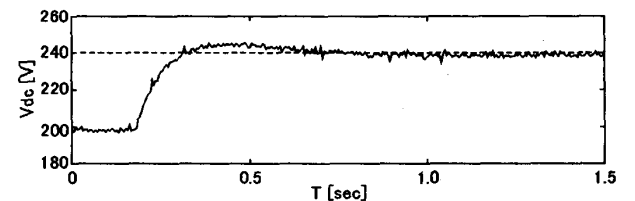
	$T_{iv}$	0.47	0.22	0.1	0.047	0.022	0.01
$K_{pv}$	0.068	○	○	○	○	×	×
	0.1	○	○	○	○	×	×
	0.15	○	○	○	○	○	×
	0.22	○	○	○	○	○	×
	0.33	○	○	○	○	○	○
	0.47	×	×	×	×	×	○



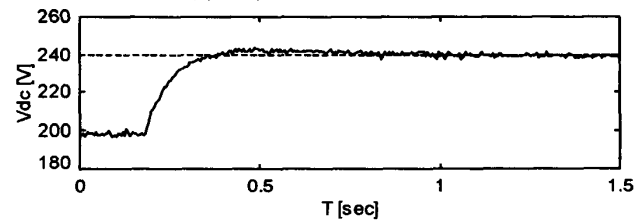
(a)  $K_{pv}=0.068$ ,  $T_{iv}=0.22$



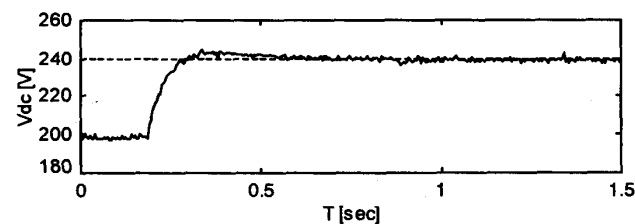
(b)  $K_{pv}=0.1$ ,  $T_{iv}=0.1$



(c)  $K_{pv}=0.1$ ,  $T_{iv}=0.22$



(d)  $K_{pv}=0.1$ ,  $T_{iv}=0.47$



(e)  $K_{pv}=0.15$ ,  $T_{iv}=0.22$

Fig.7 Step responses of condenser voltage.

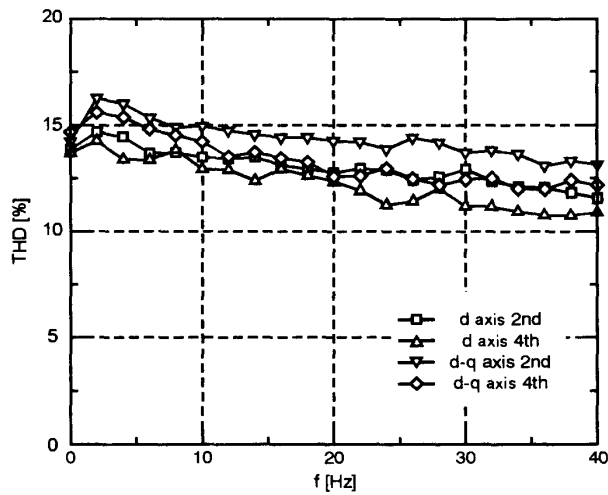


Fig.8 Total harmonic distortion.

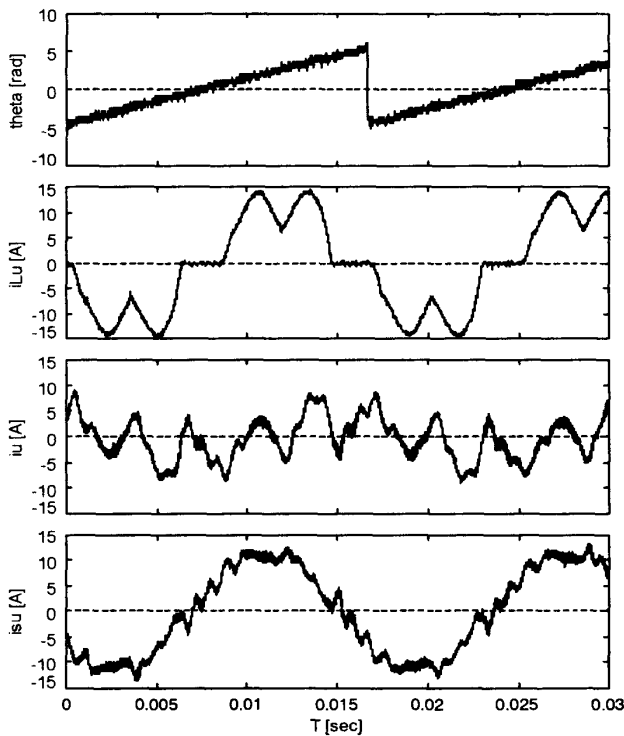
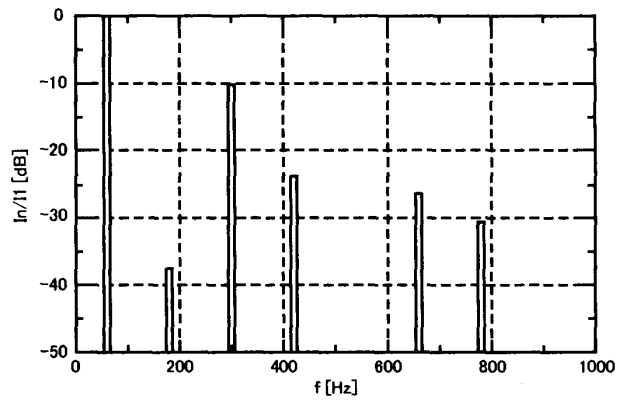


Fig.9 Experimental waveforms.

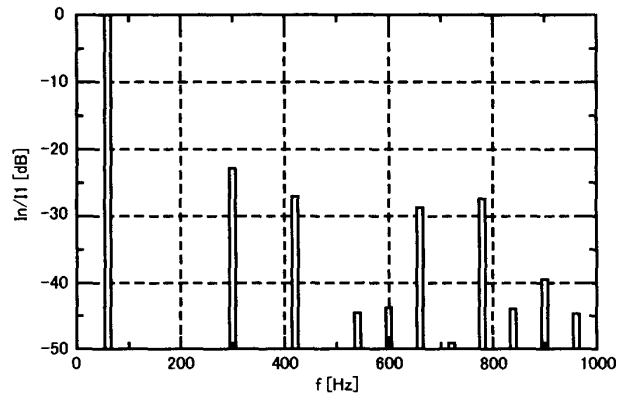
用いない場合の総合ひずみ率は約14%である。また、同図より、補償電流検出フィルタの遮断周波数を上げるとわずかではあるが総合ひずみ率は改善されている。

図9に補償電流検出フィルタを用いない場合の実験波形を示す。同図上より、電源位相角  $\theta$ 、負荷電流  $i_{Lu}$ 、補償電流（アクティブフィルタ電流） $i_u$ 、電源電流  $i_{su}$  である。電源電流波形は正弦波になっているので補償電流検出フィルタを用いないでも補償効果があることがわかる。

図10に図9のパワースペクトルを示す。同図(a)は負荷電流であり、(b)は電源電流である。同図(b)は(a)



(a) Load current.



(b) Source line current.

Fig.10 Power spectra.

と比較すると、ほとんどの高調波で改善されていて、本方式の有効性を示している。

### 5 あとがき

本論文では、DSPを用いてアクティブフィルタ制御系を構成した。この電源位相検出にデジタルPLLを用いることによって、位相角が正確に検出されることを示した。アクティブフィルタの電圧制御にはPI制御を用い、比例ゲインは実験的に小さくて十分であることを示した。電流PIゲインは、高速で電流追従させるためには出来るだけ大きいほうが望ましいが、アクティブフィルタの動作の安定を考慮すると比例ゲインは安定限界より少し小さな値が適当であることを示した。補償電流検出フィルタを用いない場合でも、アクティブフィルタにより高調波が補償されることを示した。

### 参考文献

- 1) アクティブフィルタ機能を有する高性能電力変換システム調査専門委員会：アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム，電気学会技術報告第643号，(1997)

- 2) D. Andrews, M. T. Bishop, and J. F. Witte, "Harmonic Measurements, Analysis, and Power Factor Correction in a Modern Steel Manufacturing Facility", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.IA-32, no.3, pp.617-624, May 1996.
- 3) J. W. Gray and F. J. Haydock, "Industrial Power Quality Considerations When Installing Adjustable Speed Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.IA-32, no.3, pp.646-652, May 1996.
- 4) T. S. Key and J. Lai, "Costs and Benefits of Harmonic Current Reduction for Switch-Mode Power Supplies in a Commercial Office Building", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.IA-32, no.5, pp.1017-1025, Sept.1996.
- 5) 石川：「アクティブフィルタの多機能化」, 平成8年電気学会産業応用部門全国大会, S.14-6
- 6) 三上：「デジタル信号処理入門」, CQ出版, (1988)
- 7) 山本・加藤：「PID制御の基礎と応用」, 朝倉出版, (1997)