

# 最適トラッキング制御を用いた電力用アクティブフィルタ のシミュレーション

山田 英二\*・泉 勝弘\*  
辻 峰男\*・宮崎 貴宏\*\*  
小山 純\*

## Simulation of Power Active Filter with Optimal Tracking Controller

by

Eiji YAMADA\*, Katsuhiko IZUMI\*, Mineo TSUJI\*  
Takahiro MIYAZAKI\*\* and Jun OYAMA\*

This paper presents a reducing method of higher harmonic currents using an active filter at an ac side of condenser input type three-phase diode bridge rectifier. The three-phase PWM inverter is connected in parallel to rectifier as an active filter. The principle of the active filter is to cancel higher harmonic currents contained in load current by injecting reversed phase harmonic currents into the voltage source side. In this system, optimal servo controller is used to reduce higher harmonics at current controller. Root locus method are used to obtain optimal weighting factor of a performance criterion and to select control method. Servo controllers with three types of compensating element are simulated to show the compensation performance. Servo controller with dead time and feedforward compensation is compared with PI current controller. Finally, power spectra of a load side current and a source side one are shown. Simulation results are shown to verify the usefulness of this system.

### 1 まえがき

従来、公害といえば大気汚染、騒音、地盤沈下などであったが、昨今、ハイテク公害という言葉と共に高調波障害が紙面および世間を賑わしている。この高調波障害は年々増加しており、我々にも身近なものとなりつつあり、このまま放置すれば、さらに深刻な問題になるものと思われる。高調波障害の原因となる高調波電流は、産業用電気機器や家庭用電気製品などの電力用半導体素子の最新技術を適用しているパワーエレクトロニクス応用機器から発生し、電力系統内の他の電力用機器に異常電流として流れる。

高調波電流の抑制方法として、電力用機器自体で高調波の発生を抑制する方法と、発生した高調波を電源側に設置したフィルタを用いて吸収する方法とがある。前者は高調波発生源であるパワーエレクトロニクス機器での対策であり、機器の多相化や高周波 PWM 化などにより高調波の発生量を抑制する方法である<sup>1)</sup>。後者はさらに、LC フィルタによる方法と、障害電流を打ち消すために PWM インバータを用いて補償電流を電力系統に注入する方法がある。インバータを用いた方式はアクティブフィルタと言われ、高調波電流の補償だけでなく、負荷装置の無効電力も補償可能で

平成8年4月26日受理

\*電気情報工学科 (Dept. of Electrical Engineering and Computer Science)

\*\*電気情報工学専攻 (Graduate Student, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science)

ある。このため、安定で優れた補償能力を持つアクティブフィルタが望まれている。この目的を達成させるためには優れた制御性能を持つ高速の電流制御部を必要とする。

インバータの制御法としてはPI制御等のフィードバック制御が一般的に用いられているが、PI制御のゲイン設計には感や経験に頼っている面があり、パラメータ変更があると再調整しなければならない。一方、レギュレータ理論<sup>2) 3) 4)</sup>を用いた最適サーボコントローラは、評価関数の重みを変化させることにより応答をある程度自由に設定できる。これは計算が複雑であるという問題はあるが1度プログラムすると比較的容易にコントロールゲインが得られ、制御対象パラメータの微小変動に対して安定であるという特長がある。

本論文では、電流制御に最適トラッキング制御を用いたアクティブフィルタを構成し、シミュレーションによりPI制御と比較して、最適トラッキング制御の有効性を示す。このとき、高調波電流発生源として、一般的な電子機器に使用されているコンデンサ入力形三相ダイオード整流器を用い、アクティブフィルタの主回路である三相電圧形PWMインバータを制御して補償電流を注入することによって電源電流を補償する。

2 アクティブフィルタ

インバータをアクティブフィルタとして動作させることにより、負荷の無効電流および高調波電流はインバータより供給して、図1に示すように電源からは負荷へ有効電流のみが流れる。

アクティブフィルタでは電源電流  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$ ,  $i_{sw}$  を力率1の正弦波にするようにインバータを制御する必要があるため、コントローラ内部での演算は電源角速度に同期したd-q座標上で考える(図2参照)。負荷電流  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$ ,  $i_{Lw}$  をd-q座標へ変換した  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  の直流成分はそれぞれ基本波成分の有効・無効分を表し、交流成分は高調波電流を表す。したがって、 $i_{Ld}$  の交流

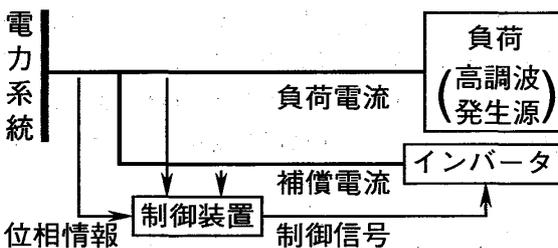


Fig. 1 Current compensation of active filter.

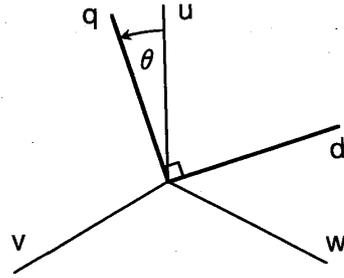


Fig. 2 d-q Axis.

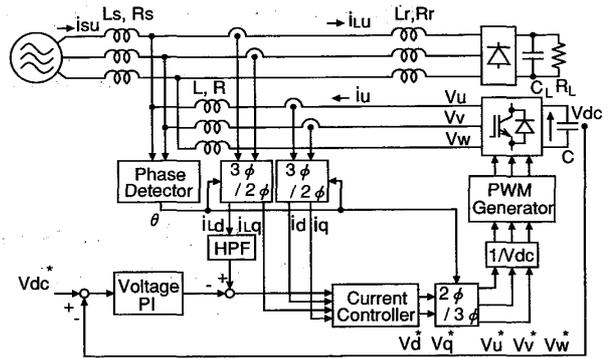


Fig. 3 Block diagram of active filter.

成分と、 $i_{Lq}$  の直流・交流成分をインバータにより補償する必要がある。これを実現するアクティブフィルタのブロック図を図3に示す。

本システムでは、補償すべきd軸電流  $i_{cd}$  は遮断周波数  $\omega_c (=2\pi f_c)$  の2次のIIRパワース型ハイパスフィルタを通すことにより得られ、 $i_{Lq}$  はそのまま補償すべきq軸電流  $i_{cq}$  とする。これらは次式で与えられる<sup>5)</sup>。

$$I_{cd}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} I_{Ld}(s) \tag{1}$$

$$I_{cq}(s) = I_{Lq}(s) \tag{2}$$

一方、有効電流  $i_r$  の指令値は、直流電圧誤差にPI演算を施すことによって次式で得られる。

$$i_r = K_{vp} \{ V_{dc}^* - V_{dc} + \frac{1}{T_{vi}} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \} \tag{3}$$

したがって、インバータ出力指令電流  $i^*$  は(1), (3)式より次式のように与えられる。

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{cd} - i_r \\ i_{cq} \end{bmatrix} \tag{4}$$

この補償電流を制御する方法として、通常よく使用されるPI制御器を用いるとインバータの電圧指令値  $v^*$  は次式で得られる。

$$v^* = K_p \{ i^* - i + \frac{1}{T_{ii}} \int (i^* - i) dt \} \quad (5)$$

このインバータ電圧指令値  $v^*$  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。

本システムの伝達関数は以下により得られる。電源電圧を  $e_u, e_v, e_w$ , インバータ側の電圧を  $v_u, v_v, v_w$ , 出力電流を  $i_u, i_v, i_w$  とすると、次式が成り立つ<sup>6)</sup>。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = (R + Lp) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、 $p$ : 微分演算子、 $L$ : 三相電源とインバータ間に挿入されたインダクタンス、 $R$ : インダクタンスの巻線抵抗

電源は平衡三相電圧であれば、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、 $\theta = \omega t + \theta_0$ ,  $E$ : 線間電圧実効値、 $\omega$ : 電源角周波数

図2に示すような  $\theta$  で回転する d-q 座標系に(6), (7), 式を3相2相変換すると、次式を得る<sup>7)</sup>。

$$v = Ri + Lp\dot{i} + j\omega Li + \dot{e} \quad (8)$$

ここで、 $\dot{e} = e_d + je_q = E$ ,  $v = v_d + jv_q$ ,  $i = i_d + ji_q$

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。(8)式より次式が得られる<sup>8)</sup>。

$$p\dot{i} = -\frac{R}{L}\dot{i} - j\omega i + \frac{1}{L}(v - \dot{e}) \quad (9)$$

$$p \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d - E \\ v_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

### 3 最適トラッキング制御

連続系で表現された制御対象の伝達関数(10)式を離散時間に変換すれば、制御対象と誤差信号は次式の形式で表現できる。

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Ed(k) \quad (11)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (12)$$

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (13)$$

ここで、 $x(k)$ : 状態変数、 $y(k)$ : 出力変数、 $u(k)$ : 入力変数、 $R(k)$ : 目標値信号、 $d(k)$ : 外乱

誤差信号  $e(k)$  の一階差分値は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta e(k+1) &= e(k+1) - e(k) \\ &= \Delta R(k+1) - C\Delta x(k+1) \\ &= \Delta R(k+1) - CA\Delta x(k) \\ &\quad - CB\Delta u(k) - CE\Delta d(k) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\Delta$ : 1階後退差分オペレータ  
同様に  $x(k)$  の1階差分値は次式となる。

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta u(k) + E\Delta d(k) \quad (15)$$

(14), (15)式は次式にまとめられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta x(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I_m & -CA \\ o & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -CB \\ B \end{bmatrix} \Delta u(k) + \begin{bmatrix} I_m \\ o \end{bmatrix} \Delta R(k+1) \\ &\quad + \begin{bmatrix} -CE \\ E \end{bmatrix} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (16)$$

または

$$\begin{aligned} X_o(k+1) &= \Phi X_o(k) + G\Delta u(k) \\ &\quad + G_R\Delta R(k+1) + G_d\Delta d(k) \end{aligned} \quad (17)$$

目標値信号  $R(k)$  と外乱信号  $d(k)$  がステップ信号または一定値をとるとすると、それらの1階差分値は変化する時刻以外では零となる。

次式で定義した評価関数

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [X_o^T(k) Q X_o(k) + \Delta u^T(k) H \Delta u(k)] \quad (18)$$

ただし、 $Q$ : 半正定対称、 $H$ : 正定  
を初期値を零として  $u(k)$  について解くと、最適1型サーボ系の入力むだ時間補償+フィードフォワード補償付の入力<sup>2)</sup> は

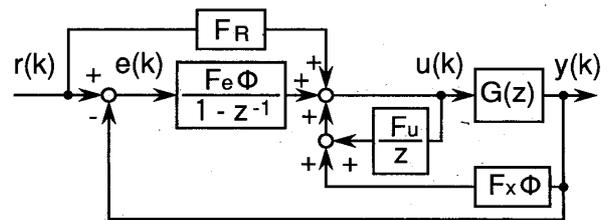


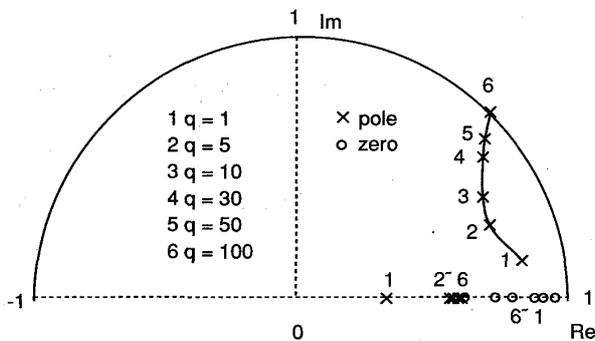
Fig. 4 Servo controller.

$$u(k) = F_e \Phi \sum_{i=0}^k e(i) + F_x \Phi x(k) + F_u u(k-1) + F_R R(k)$$

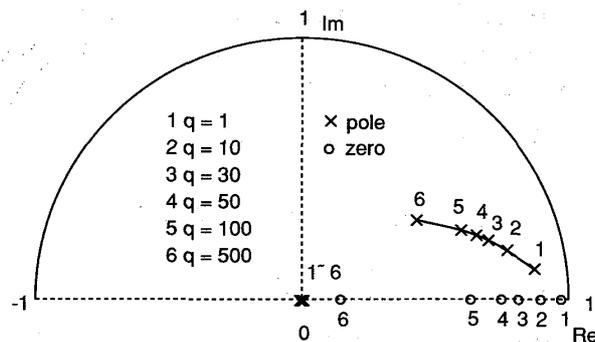
となり、図4のブロック図で表される。

4 シミュレーション結果

図5に最適1型サーボコントローラの根軌跡を示す。同図では、本論文で使用した評価関数には重みが2個あるが、重みの一方を  $h=1$  とし、他方の重み  $q$  を変化させている。同図(a), (b)はそれぞれ最適1型サーボコントローラでフィードフォワード補償、むだ時間補償+フィードフォワード補償を行ったときの根軌跡である。補償無しとフィードフォワード補償の極は同じになり、同図(a)より評価関数の重み  $q$  を増加



(a) Feedforward compensation.



(b) Feedforward and dead time compensation.

Fig. 5 Root loci.

Table 1 Constants.

電源電圧実効値	$e_w$	100 V
DC指令電圧	$v_{dc}$	200 V
PWM周期		95.75 $\mu$ s
平滑リアクトル	$L$	2.5 mH
コンデンサ容量	$C$	2200 $\mu$ F

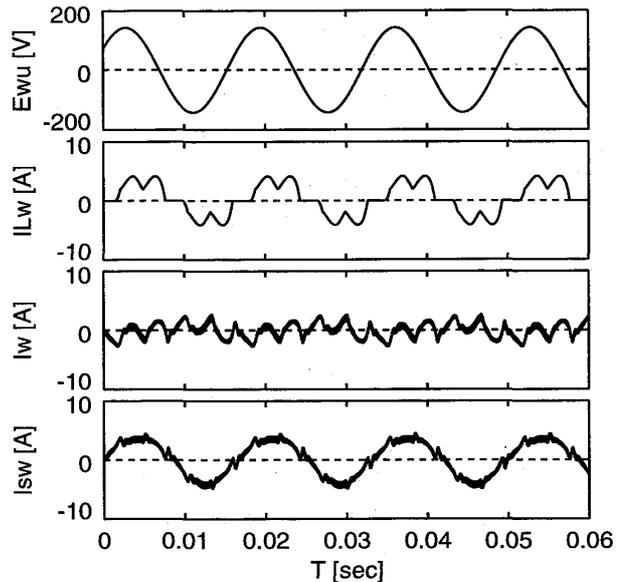
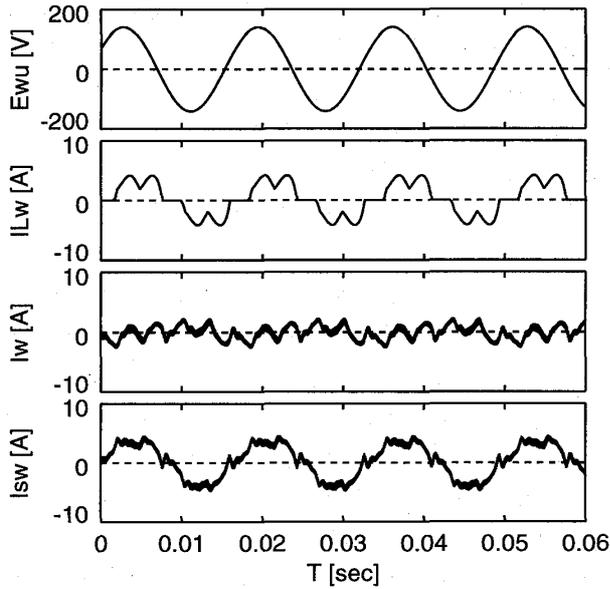


Fig. 6 Simulation of PI control.

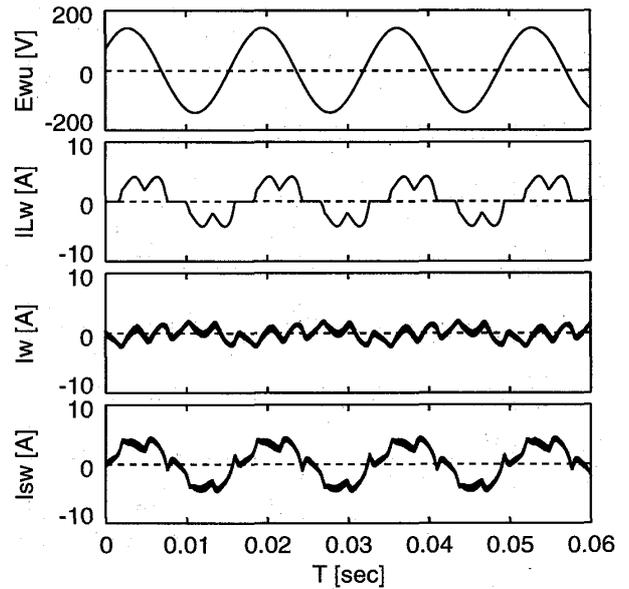
させていくと不安定になることがわかる。むだ時間補償とむだ時間補償+フィードフォワード補償もまた同じ極となり、同図(b)より評価関数の重み  $q$  を増加させていくと極が中心に近づき、外乱やパラメータ変動に対して強くなっていくと推測される。このとき、表1の定数を使用した。

比較のために、図6にアクティブフィルタの電流制御部にPIコントローラを用いたときのシミュレーション波形を示す。補償電流  $i_w$  は負荷電流  $i_{Lw}$  の高調波成分の逆相の電流となっており、電源電流  $i_{sw}$  の高調波成分は補償されている。しかし、PIコントローラでは最大振幅およびゼロクロス付近でひずみが残っている。

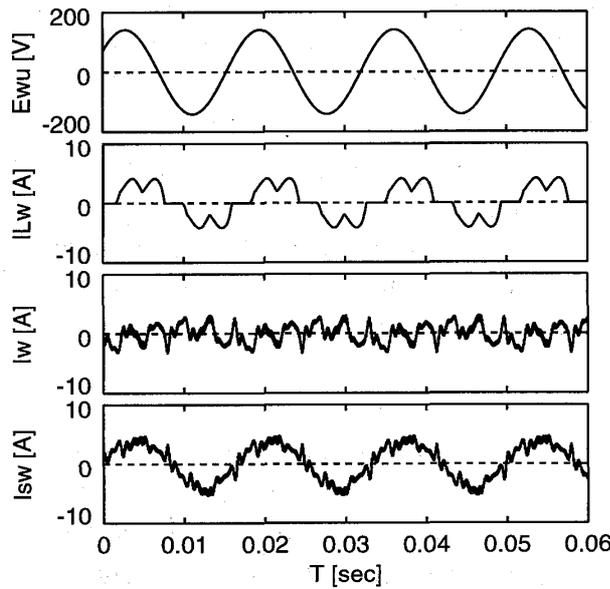
図7に電流制御部に最適1型サーボコントローラを用いたときのシミュレーション波形を示す。ここで、評価関数の重み  $q=30$  を用いている。同図(a)は最適1型サーボのシミュレーション波形である。補償電流  $i_w$  は負荷電流  $i_{Lw}$  の高調波成分の逆相となっており、電源電流  $i_{sw}$  は補償されているが、応答が良くないためひずみが見られる。同図(b)は最適1型サーボにフィードフォワード補償を加えた場合のシミュレーション波形である。電源電流  $i_{sw}$  は振動的ではあるがひずみが少なくなっていて、根軌跡の零点が示しているようにフィードフォワード補償は過渡応答を改善できることが確認できる。同図(c)は最適1型サーボにむだ時間補償を加えた場合のシミュレーション波形である。電源電流  $i_{sw}$  は制御遅れのためひずみが見られるが高周波振動が減っているため、むだ時間補償は安定性を良くすることが確認できる。同図(d)はむだ時間



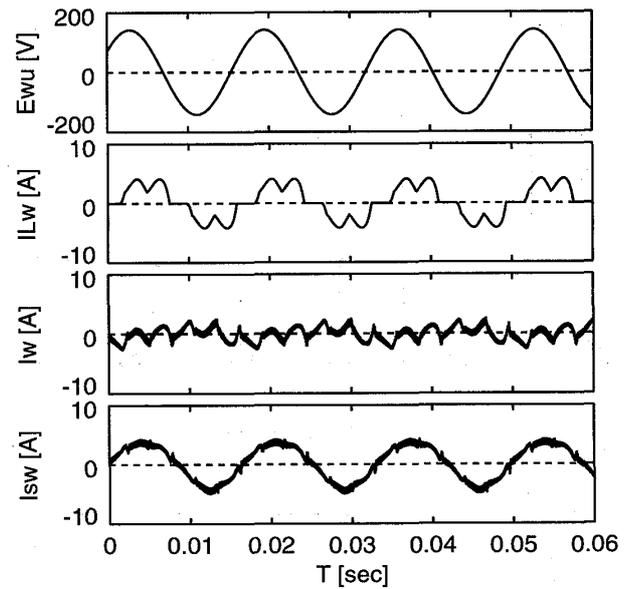
(a) Normal.



(c) Dead time compensation.



(b) Feedforward compensation.



(d) Feedforward and dead time compensation.

Fig. 7 Simulation results.

補償+フィードフォワード補償を加えた場合のシミュレーション波形である。フィードフォワード補償により応答性を、むだ時間補償により安定性を改善できるため電源電流  $i_{sw}$  は正弦波となっている。これにより、PIコントローラに対して最大振幅およびゼロクロス付近での改善が見られる。

図8に、むだ時間補償+フィードフォワード補償最適1型サーボ系で三相整流器の負荷が変化するときのシミュレーション波形を示す。同図より、負荷電流が

変化しているときでも補償が可能であることが示されている。

図9に図7(d)のパワースペクトルを示す。負荷電流では第5調波は約-10dB、第7調波は約-22dB、第11調波は約-23dB、第13調波は約-30dBであるが、電源電流ではそれぞれ約-32dB、約-28dB、約-31dB、約-33dBであるので、補償されていることが示されている。特に、第5調波は良好に補償されている。

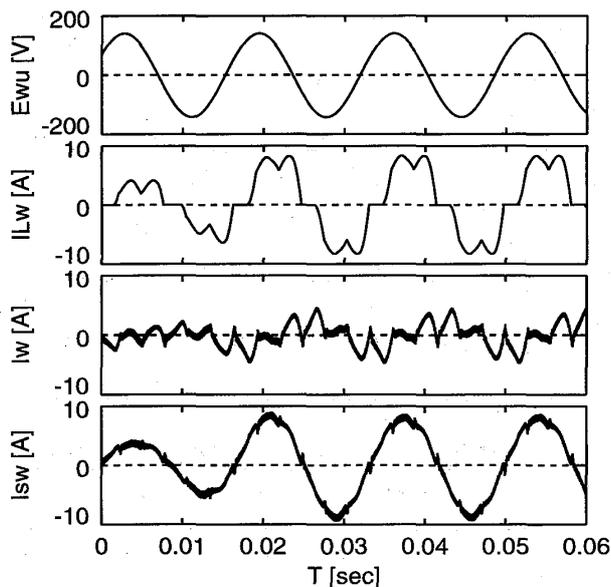
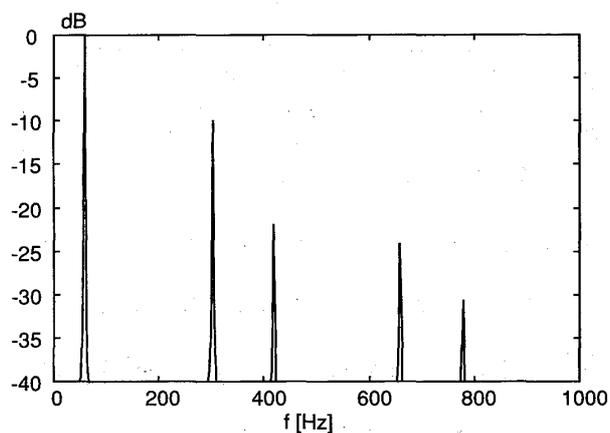
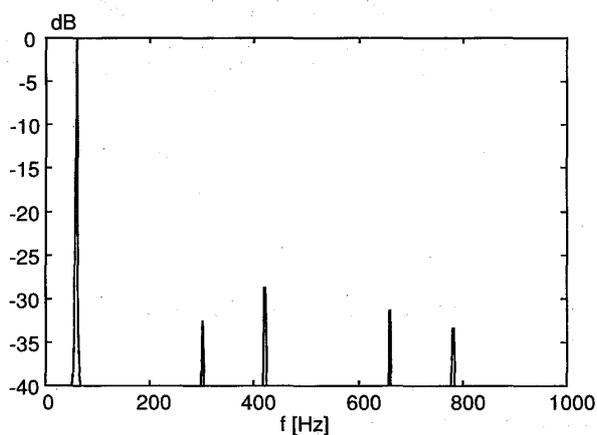


Fig. 8 Simulation of load change.



(a) Load current.



(b) Source current.

Fig. 9 Power spectrum of current.

## 5 あとがき

本論文では、電流制御部に最適トラッキング制御を

用いたアクティブフィルタを構成し、根軌跡による制御応答の評価とシミュレーションによる応答を示した。

根軌跡によりフィードフォワード補償を加えた場合は重み  $q$  を増加させていくと過渡応答は良くなるが不安定になり、むだ時間補償を加えることにより重み  $q$  を増加させていっても極は単位円内にあり安定化できた。

シミュレーション結果から最適1型サーボで補償無し的时候は、負荷電流の高調波成分と逆相の補償電流を得られたが応答性があまり良くない。これにフィードフォワード補償を加えることにより、応答性を改善できひずみは減ったが振動的になった。加えて、むだ時間補償を加え安定性を良くすることにより、高周波振動が減り、電源電流はほぼ正弦波になった。これにより、PI制御に対して最大振幅およびゼロクロス付近でのひずみが改善できた。さらに、負荷回路の電流が変化しているときでも補償が可能であることが示された。本制御方式では、学習制御等の過去の情報を使用するのではなく、電流制御系を高速化することにより制御応答を改善しているからである。また、パワースペクトルにより、低域の高調波が補償されていることが確認でき、特に第5調波が良好に補償されていることが確認できた。

以上により、最適1型サーボにむだ時間補償とフィードフォワード補償を行うことにより、良好なアクティブフィルタが構成できた。

## 参考文献

- 1) 赤木：「電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術」, 平7電気学会全国大会, S.15-1
- 2) 土谷・江上：「現代制御工学」, 産業図書 (1991)
- 3) 美多・原・近藤：「基礎デジタル制御」, コロナ社 (1987)
- 4) 岩路・福田：「電圧形PWMコンバータの回路パラメータ設計法」, 電学論D, 112, 7 (1992)
- 5) 小畑・泉・辻・小山・山田・中村：「アクティブフィルタ電流制御系へのデジタルフィルタの適用」, 平6電学産業応用全大, 115
- 6) 竹下・岩崎・松井：「三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」, 電学論D, 107, 11 (1986)
- 7) 辻・山田・小山・泉：「三相誘導機の2軸理論の応用」, 長崎大学工学部研究報告, 14, 22 (1983)
- 8) 山田・辻・泉・福島・小山：「DSPを用いた電圧型コンバータ系的高速制御の一方法」, 平5電気関係学会九支連大, No.405