

2自由度デッドビートコントローラを用いた アクティブフィルタの高速電流制御

泉 勝 弘*・江 川 光 洋**
辻 峰 男*・小 山 純*
山 田 英 二*・中 村 道 昭***

High Speed Current Control for Active Filter with 2 Freedom Dead-Beat Controller

by

Katsuhiko IZUMI*, Mitsuhiro Egawa**, Mineo TSUJI*,
Jun OYAMA*, Eiji YAMADA*, and Michiaki NAKAMURA***

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 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. The three-phase PWM converter is connected in parallel to rectifier as an active filter

2 freedom dead-beat control instead of PID for current controller of system is used. Simulation and experimental results are shown to verify usefulness of this system.

1. まえがき

近年、電力用半導体素子の発達により、パワーエレクトロニクスの発展はめざましいものがあり、産業分野のみならず家電機器にも電力用半導体素子を用いた装置・機器が広く使用されるようになってきた。それにともない、変換装置による高調波障害も無視できないものになりつつある。一方、近年のコンピュータを使用した高度な各種制御機器やOA機器の普及により、電源品質の向上が必要となってきた。

電力用半導体素子を用いた諸機器はいずれも非線形特性を有し高調波電流の発生源であるため、電力系統の電圧波形をひずませ高調波障害を発生させている。この障害の様相は様々であるが、電力用コンデンサが最も影響を受けやすく障害機器の76%を占めてい

る¹⁾。また、高調波による力率の悪化は効率の低下を招く。このため、従来から高調波電流に対する対策がいろいろ考えられてきたが、完全な解決には至っていない。

しかし、新しい原理の抑制機器が電力用半導体素子の発達によって開発されつつある。それは従来のLCフィルタに代わって、半導体電力変換機器を高速制御することにより高調波や無効電力を補償しようとするものである。このアクティブフィルタは高調波電流、無効電流、逆相電流などの障害電流を検出し、これと逆位相の電流を発生させてこれを相殺したり、あるいは等価インピーダンスを制御して障害電流を除去する半導体電力変換装置である。原理的に瞬時電力を自由に制御するものであるから、本来の高調波電流抑制だ

平成7年4月28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)

***九州電力株式会社 (Kyushyu Electric Power Co.)

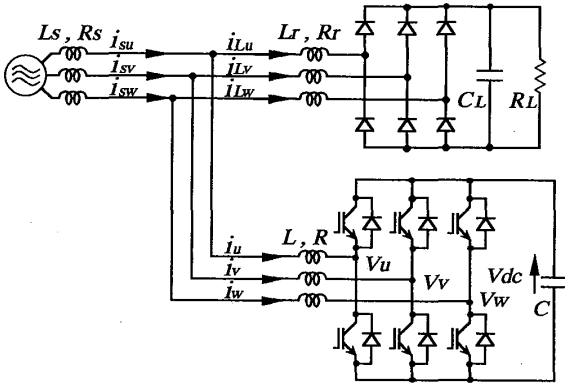


Fig. 1 Main circuit configuration of active filter.

けにとどまらず、無効および有効電力の補償、過渡的な電力変動の補償、反共振の抑制なども可能である²⁾。

パワーエレクトロニクスの制御ではPID制御等のフィードバック制御が広く採用されているが、この制御則では目標値追従特性と外乱除去特性とが相反するものであるために問題となる。そこで、この二つの特性を独立して設計するために、2個の補償器を有する2自由度制御系が考えられているが、速応性およびプラントが変動した場合のロバスト性が十分でなかった。デッドビート制御を用いると、短時間で目標値に追従させることができるが、この方法は系の構成が1自由度であったため制御対象の変動や外乱に対して極度に制御性能が低下する特性があった。それで、ロバスト性改善のため2自由度系を適用したデッドビート制御も考案されている³⁾。

本論文では、DSPを用いた高速なコンバータ制御系を構成し、電流制御に2自由度デッドビート制御を用いて、電源総合効率1で正弦波交流電流かつ直流電圧一定のアクティブフィルタのシミュレーションおよび実験を行う。そして、PID制御とデッドビート制御を適用した実験結果を示し、デッドビート制御の有効性を示す。

2. アクティブフィルタの電流制御系

図1に三相電圧形PWMコ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。コンバータ制御では、コンバータ入力電流 i_u, i_v, i_w は力率1の正弦波に制御される。しかし、電力系統から考えるとコンバータ入力ではなく、電源の総合効率が1であることが望ましいので、ここでは電源電流 i_{su}, i_{sv}, i_{sw} を力率1の正弦波にする方法について考える。したがって、図2に示すように電源は負荷へ有効電流のみを供給し、負荷の無効電流および高調波電流はコンバータよ

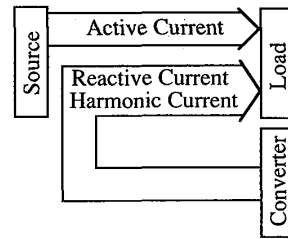


Fig. 2 Ideal current compensation.

り供給する。これにより、コンバータはアクティブフィルタとして動作する。

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。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有効、無効分の基本波成分を表し、交流成分はそれぞれの高調波電流を表す。 i_{Ld} の直流成分以外の交流成分のみをアクティブフィルタにより補償し、 i_{Lq} は直流、交流成分ともに補償する。

d軸補償電流 i_{Lhd} は遮断周波数 $\omega_c (= 2\pi f_c)$ の2次のIIRバターース型ハイパスフィルタを通すことにより得る。また、 i_{Lq} はそのままq軸補償電流 i_{Lhq} とする。これらは次式で与えられる⁴⁾。

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

$$I_{Lhq}(s) = I_{Lq}(s) \quad (2)$$

一方、有効電流の指令値 i_{rfd} 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。

$$i_{rfd} = K_{vp} \{v_{dc}^* - v_{dc} + \frac{1}{T_{vi}} \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt\} \quad (3)$$

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

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rfd} - i_{Lhd} \\ -i_{Lhq} \end{bmatrix} \quad (4)$$

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、コンバータの電圧指令値 v^* は次式で得られる。

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

このコ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。

3. 2自由度デッドビート制御

3.1 数式モデル

図3にアクティブフィルタのブロック図を示す。電源電圧を e_u, e_v, e_w 、コンバータ側の電圧を $v_u, v_v,$

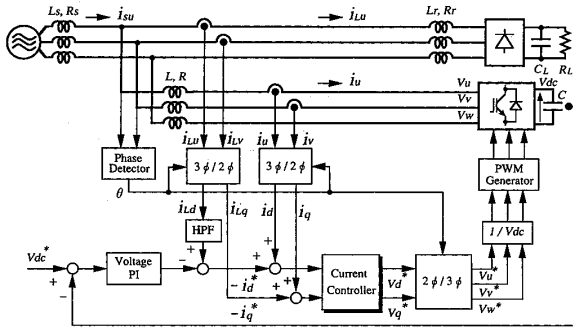


Fig. 3 Block diagram of active filter.

v_w , 入力電流を i_u, i_v, i_w とすると, 次式が成り立つ⁵⁾。

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

ただし,

p : 微分演算子, L : 三相電源とコンバータ間に挿入されたインダクタンス, R : その巻線抵抗, 電源線路のインダクタンスおよび抵抗は無視。

ここで, 電源は線間電圧実効値 E , 電源角周波数 ω の平衡三相電圧であるとする, 電源電圧は次式で表される。

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

ここで, $\theta = \omega t + \theta_0$

図4に示すような, θ で回転する d-q 座標系を考え, (6), (7)式を3相2相変換すると次式を得る⁶⁾。

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

$$\dot{e} = E \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

ここで, $e = e_d + je_q, v = v_d + jv_q, i = i_d + ji_q$

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。

$$pi = -\frac{R}{L}i - j\omega i + \frac{1}{L}(\dot{e} - \dot{v}) \quad (11)$$

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E - v_d \\ -v_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

また, (8)式のラプラス変換を行うと次式を得る。

$$\begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{R + sL + j\omega L} \begin{bmatrix} \frac{E}{s} - V_d(s) \\ -V_q(s) \end{bmatrix} \quad (13)$$

これより伝達関数 $G(s)$ は次式で与えられる。

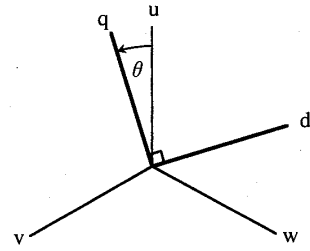


Fig. 4 d-q axis.

$$G(s) = \frac{1}{R + sL + j\omega L} \quad (14)$$

(14)式において, 電源1周期は16.7msであり目標としている制御周期は95.75 μ sであるので, ステップ応答の間の電源位相の変動分は無視できる。したがって, 伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (15)$$

操作量の1制御周期遅れ, 零次ホールド回路を考慮すると, 上式のパルス伝達関数は次式により与えられる。

$$G(z) = z^{-1} \cdot Z \left[\frac{1 - \exp(-Ts)}{s} \cdot \frac{1}{R + sL} \right] \quad (16)$$

$$= \frac{b_0 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (17)$$

ここで,

Z : z 変換演算子

$$a_1 = -\exp\left(-\frac{RT_c}{L}\right)$$

$$b_0 = \frac{1}{R}(1 + a_1)$$

コンバータでのエネルギー伝搬が理想的であるとすると, コンデンサ出力電圧 v_{dc} はスイッチング関数 S_u, S_v, S_w を用いて次式で与えられる。

$$pv_{dc} = \frac{1}{C}(S_u i_u + S_v i_v + S_w i_w) \quad (18)$$

ただし, S_u, S_v, S_w : 各相上アームが ON のとき 1, OFF のとき 0

3.2 制御系の設計

図5に2自由度デッドビート制御系のブロック線図を示す。

ここで, 制御対象 $G(z)$, 2自由度補償器 $C_r(z), C_f(z)$, 目標値入力 $R(z)$ を S の元で既約分解し, 次式のように表す。

$$G(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (19)$$

$$C_r(z) = \frac{N_{cr}(z)}{D_c(z)} \quad (20)$$

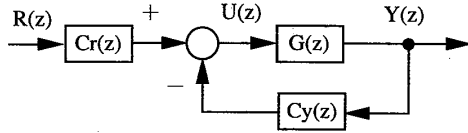


Fig. 5 Block diagram of 2 freedom dead-beat control.

$$C_y(z) = \frac{N_{cy}(z)}{D_c(z)} \quad (21)$$

$$R(z) = \frac{N_r(z)}{D_r(z)} \quad (22)$$

また、2自由度補償器のクラスは次式で与えられる³⁾。

$$D_c(z) = A(z) - N(z)[F(z)A(z) + D_r(z)P(z)] \quad (23)$$

$$N_{cy}(z) = B(z) + D(z)[F(z)A(z) + D_r(z)P(z)] \quad (24)$$

$$N_{cr}(z) = B(z) + D(z)F(z)A(z) + D_r(z)Q(z) \quad (25)$$

ただし、 $P(z)$ 、 $Q(z) \in S$ は任意

このとき、 $N(z)$ と $D(z)$ 、 $D_r(z)$ が既約なので、次式を満たす。

$$A(z)D(z) + B(z)N(z) = 1 \quad (26)$$

$$N(z)F(z) + D_r(z)I(z) = 1 \quad (27)$$

(19)、(22)式より

$$D(z) = 1 + a_1 z^{-1} \quad (28)$$

$$N(z) = b_0 z^{-2} \quad (29)$$

$$D_r(z) = 1 - z^{-1} \quad (30)$$

$$N_r(z) = 1 \quad (31)$$

上式を(26)、(27)式に代入し係数を比較することにより $A(z)$ 、 $B(z)$ 、 $F(z)$ 、 $I(z)$ は次式のように与えられる。

$$A(z) = 1 - a_1 z^{-1} \quad (32)$$

$$B(z) = \frac{a_1^2}{b_0} \quad (33)$$

$$F(z) = \frac{1}{b_0} \quad (34)$$

$$I(z) = 1 + z^{-1} \quad (35)$$

以上より、 N_{cr} は次式のように計算される。

$$N_{cr} = \frac{1}{b_0} \quad (36)$$

また、制御対象と目標値入力の方母多項式と分子多項式を次のように分解すると

$$G(z) = \frac{N_o(z)N_i(z)}{D_o(z)D_i(z)} \quad (37)$$

$$R(z) = \frac{1}{D_r(z)} \quad (38)$$

$$N_i(z) = z^{-2} \quad (39)$$

$$N_o(z) = b_0 \quad (40)$$

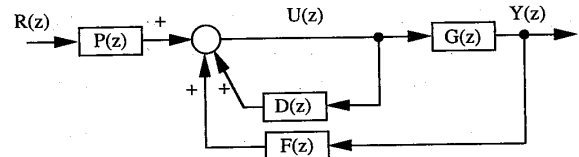


Fig. 6 Dead-beat control of DSP.

$$D_i(z) = 1 \quad (41)$$

$$D_o(z) = 1 + a_1 z^{-1} \quad (42)$$

$$D_r(z) = 1 - (1 - \epsilon) z^{-1} \quad (43)$$

(30)式の極が単位円上にあるので(43)式のようにおく。

ただし、 ϵ はロバスト近似係数

これらの式より $D_c(z)$ 、 $N_{cy}(z)$ を計算すると

$$D_c(z) = \frac{1 - (1 - \epsilon)z^{-1} - \epsilon(1 + a_1^2)z^{-3} + \epsilon a_1^2 z^{-5}}{\{1 - (1 - \epsilon)z^{-1}\}(1 + a_1 z^{-1})} \quad (44)$$

$$N_{cy}(z) = \frac{\epsilon(1 + a_1^2)z^{-1} + \epsilon a_1(1 + a_1^2)z^{-2} - \epsilon a_1^2 z^{-3} - \epsilon a_1^2 z^{-4}}{b_0 \{1 - (1 - \epsilon)z^{-1}\}(1 + a_1 z^{-1})} \quad (45)$$

となる。

図6に2自由度デッドビート制御のブロック図を示す。図5における $C_r(z)$ 、 $C_y(z)$ を図6の $P(z)$ 、 $D(z)$ 、 $F(z)$ を用いて表すと次式のようにになる。

$$C_r(z) = \frac{P(z)}{1 - D(z)} \quad (46)$$

$$C_y(z) = \frac{-F(z)}{1 - D(z)} \quad (47)$$

ただし、

$$D(z) = d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} + d_5 z^{-5}$$

$$F(z) = f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + f_3 z^{-3} + f_4 z^{-4}$$

$$P(z) = p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}$$

この様に $D(z)$ 、 $F(z)$ 、 $P(z)$ を定義することにより、積和形式で表現できDSPでより高速な演算を行うことが可能となる。

3.3 根軌跡

前節までに述べた2自由度デッドビートコントローラの根軌跡について検討を行う。制御対象の抵抗値とコントローラ側とで設定した抵抗値が等しい場合に、 ϵ を変化させたときの根軌跡を図7に示す。この図に示されるように抵抗値が全く一致している場合、零点と極が相殺されて残りの極が全て原点に集中していることから有限時間で偏差が零になることがわかる。次に、コントローラ側の抵抗 $R^* = 0.1 \Omega$ 、制御対象の抵抗 $R = 0.15 \Omega$ として、 ϵ の値を変化させたときの根軌跡を図8に示す。図8に示すように極と零点の相殺

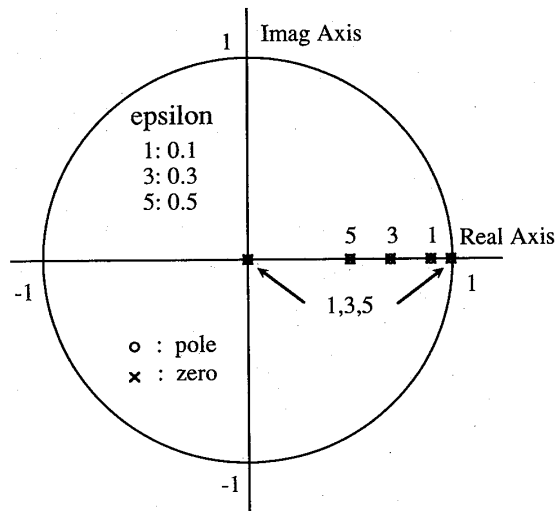


Fig. 7 Root locus ($R=0.15\Omega$, $R^*=0.15\Omega$)

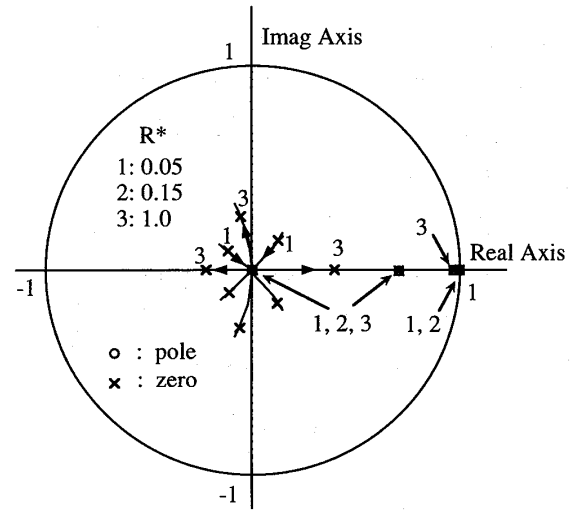


Fig. 9 Root locus ($R=0.15\Omega$, $\epsilon=0.3$)

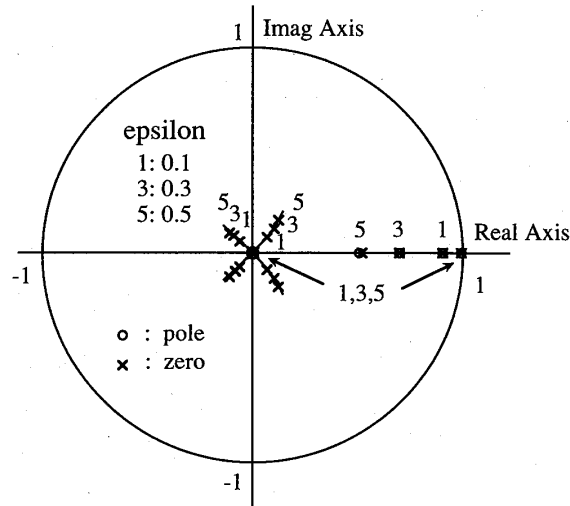


Fig. 8 Root locus ($R=0.15\Omega$, $R^*=0.1\Omega$)

は行われぬが根全体が安定領域内にあるので初期において偏差はみられるが、いずれ偏差は零になると思われる。

最後に、コントローラ側の抵抗値を一定にして制御対象側の抵抗値を変化させた場合の根軌跡を図9に示す。この場合も原点付近において極と零点の相殺は行われぬが、系全体としては単位円内の安定領域に根が存在するので、はじめ偏差は見られるものの収束して偏差はやがて零になるものと思われる。この結果より、プラントが変動したとしても系が内部安定である限り定常偏差が零になるというロバスト・トラッキング系が達成されたといえる。

4. シミュレーションおよび実験結果

表1に今回のシミュレーションおよび実験において使用したコンバータ回路定数を示す。

アクティブフィルタの電流制御部にPIDコントローラ

Table 1 Converter parameters.

電源電圧実効値 e_{uv}	100 V
DC指令電圧 v_{dc}	200 V
PWM周期 t_c	95.75 μ s (10.44 kHz)
平滑リアクトル L	2.5 mH
コンデンサ容量 C	2200 μ F

ラを用いたときの実験波形を図10に示す。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。

図11~16に電流制御部にデッドビートコントローラを用いたときのシミュレーションおよび実験波形を示す。図11, 図12は電線路の抵抗値 $R=0.15\Omega$, コントローラ側の抵抗値 $R^*=0.05\Omega$, $\epsilon=0.3$ としたときの波形である。電源電流 i_{sw} は正弦波にかなり近づいている。図13~15に電線路の抵抗値 $R=0.15\Omega$, コントローラ側の抵抗値 $R^*=0.1\Omega$, ϵ の値を0.1, 0.3, 0.5にしたときのシミュレーション波形を示す。 $\epsilon=0.1$ では電源電圧 i_{sw} はやや三角波状に見受けられる。 $\epsilon=0.3$ のときほぼ正弦波になっている。更に ϵ の値を増やしていくと、逆に正弦波の極値の部分に平に歪んでしまう。したがって、この場合は $\epsilon=0.3$ のときが最も良好といえる。図16に $\epsilon=0.3$ のときの実験波形を示す。

以上のようにシミュレーション波形と実験波形はよく一致しており、系が内部安定である範囲においては、電線路の抵抗値とゲイン設計時の抵抗値が異なっても安定することが確認された。しかし、どちらの場合においても制御遅れ、検出遅れ、アクティブフィルタ出力部リアクトルの影響などにより、位相にズレが

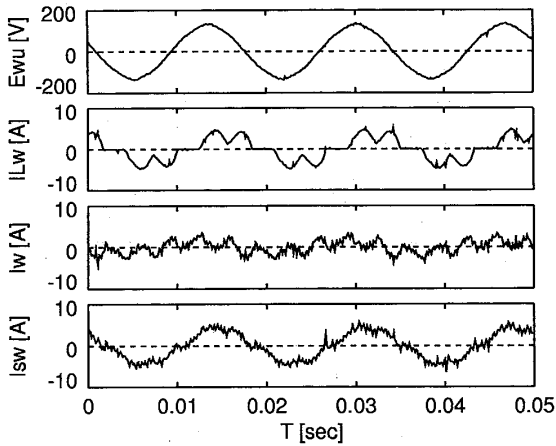


Fig.10 Experimental results. (PID)

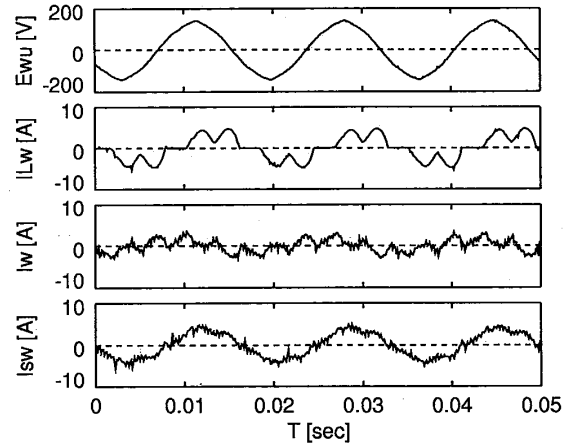


Fig.12 Experimental results.

($R=0.15\Omega$, $R^*=0.05\Omega$, $\epsilon=0.3$)

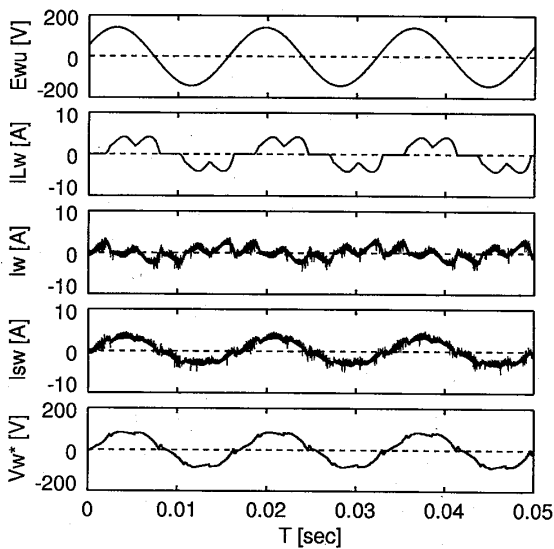


Fig.11 Simulation results.

($R=0.15\Omega$, $R^*=0.05\Omega$, $\epsilon=0.3$)

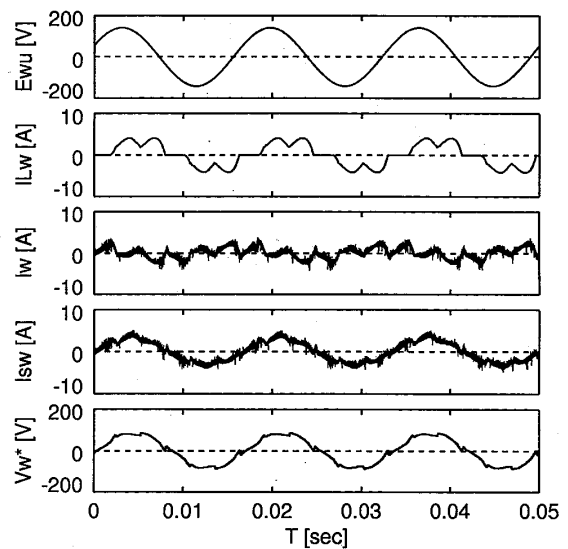


Fig.13 Simulation results.

($R=0.15\Omega$, $R^*=0.1\Omega$, $\epsilon=0.1$)

生じ完全な正弦波交流になっていない。

図10, 12と同じゲインを用いた実験波形の拡大図を図17に示す。PIDに比べてデッドビートは応答が速く、指令値に対してよく追従していることがわかる。

5. あとがき

本論文では、デッドビートと外乱抑制を独立して設計できる2自由度デッドビート制御を用いて、電源総合力率1で正弦波電源電流のアクティブフィルタを構成した。

根軌跡とシミュレーションにより、ゲイン設計時に使用したパラメータ値と制御対象側の値が一致していないときでも、系が内部安定であれば全体として安定することが確認できた。インバータ出力が負荷電流の高調波成分および無効分と逆相であることが、シミュ

レーション波形および実験により示され、電源電流が正弦波交流に近づく結果が得られた。さらに、デッドビート制御を電流制御部に使用することにより、PI制御に比べて目標値によく追従しており、その有効性が示された。また、デッドビートを積和形式で表現できDSPでより高速な演算を行うことが可能となった。しかし、制御遅れ、検出遅れ、リアクトルの影響などによって位相のズレが生じ、完全な正弦波交流にはならないという問題点は残る。

参考文献

- 1) 赤木・井上・奥：「高調波問題の現状とアクティブフィルタの動向」, 平2電学産業応用全大, S.4-2
- 2) 電力用アクティブフィルタ調査専門委員会：「電力用アクティブフィルタ技術」, オーム社, (1990)

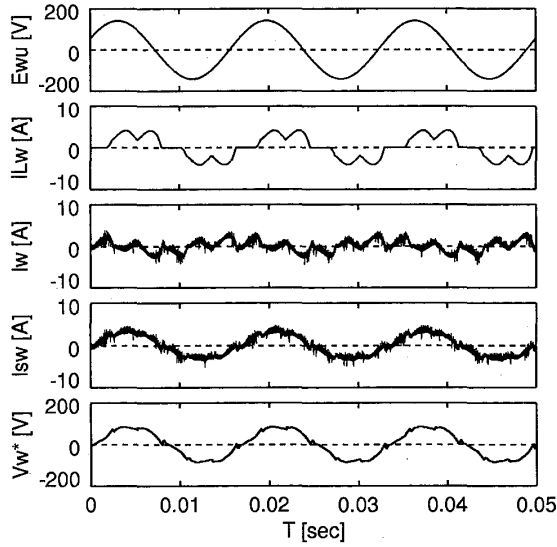


Fig.14 Simulation results.
($R=0.15\Omega$, $R^*=0.1\Omega$, $\epsilon=0.3$)

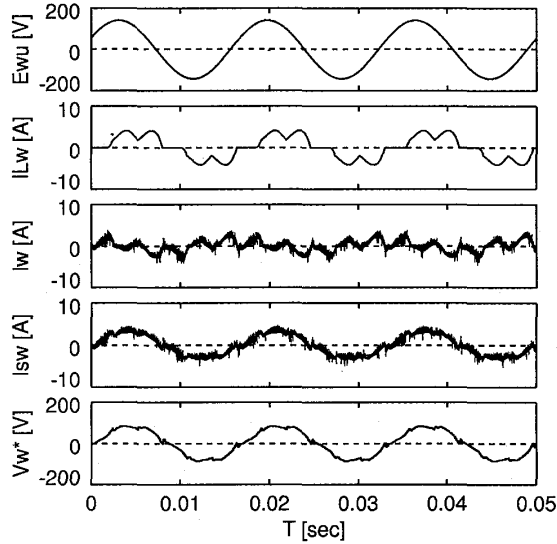


Fig.15 Simulation results.
($R=0.15\Omega$, $R^*=0.1\Omega$, $\epsilon=0.5$)

- 3) 船橋・加藤：「2自由度補償法による最適ロバスト性を有する最短デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, 24-5 (昭63)
- 4) 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
- 5) 竹下・岩崎・松井：「三相PWMコンバータのパ

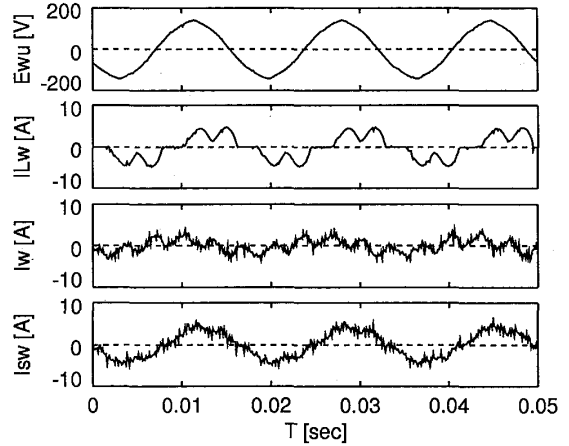
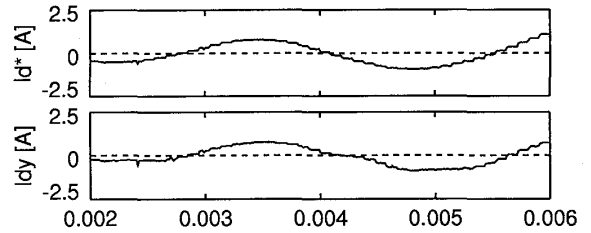
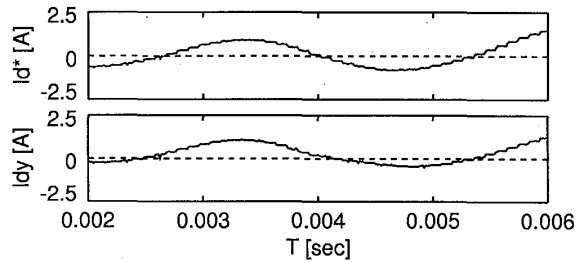


Fig.16 Experimental results.
($R=0.15\Omega$, $R^*=0.1\Omega$, $\epsilon=0.3$)



(a) PID



(b) Dead-beat

Fig.17 Experimental results of current tracking.

- ラメータ変動を考慮した電流制御法」, 電学論D, 107, 1339 (昭62)
- 6) 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 (昭59)
- 7) 伊藤・千葉・赤木：「アクティブフィルタシステムの特性解析」, 平2電学産業応用全大, S.4-4