デッドビート制御によるアクティブフィルタの高性能電流制御

学生員 浜 崎 真 一 (横浜国立大学)

正 員 河 村 篤 男 (横浜国立大学)

A Novel Method for Active Filter Current Regulation using Dead-beat Control

Shin-ichi Hamasaki, Student Member, Atsuo Kawamura, Member (Yokohama National University)

The shunt-type active filter (AF), which is widely used due to the protection capability, is installed in parallel to the loads. It is considered as the ideal current source and it compensates the harmonic current of the load. However, the AF is practically realized by the current regulator using the voltage source type inverter, and it is very difficult to realize the AF current as an ideal current source, especially when it is controlled by the digital equipments.

A new control scheme for the line current detection type AF is proposed to improve the current regulation capability based on the digital dead-beat control. The current control scheme is achieved by controlling the intermediate voltage of the inverter output filter so that the AF output current is regulated using the dead-beat control law for the calculation of the pulse width of the PWM inverter. In the proposed scheme, the current regulation performance is improved much better than the conventional one.

The control method, mathematical analysis, the simulation results and the experimental results are presented in this paper.

キーワード: アクティブフィルタ, デジタル制御, デッドビート制御, PWM インバータ, 電源側電流検出

Keywords: active filter, digital control, dead-beat control, PWM inverter, source current detection

1. ま え が き

現在, 高調波対策の一つとしてアクティブフィルタ (以下, AF) の研究が多く行われ, 実用化も進められている。

AF は並列形と直列形に大別できる⁽¹⁾が, 現在主流である並列形 AF は系統と負荷のライン上に並列に接続され, 系統に流入する高調波に対して逆相の電流を流すことにより高調波を補償する機能を持つ。従って並列形 AF は, 解析上は電流源とみなされるが⁽¹⁾⁽²⁾, 実用上の実現は, 電圧形インバータとフィルタで構成した回路で電流制御を行う。AF の電流制御部分に関しても, その追従性を向上させるための研究が数多く行われている^{(3)~(5)}が, 複数の高調波が含まれるような複雑な波形を指令値通りに出力することは難しい。AF の制御において, 出力電流追従性能の低下は AF の高調波補償性能の低下に直接関わるため, 電流追従性を向上させることは重要であり, AF が理想電流源のように動作することが望ましい。

現在の AF の電流制御は, 簡単な制御で比較的良好な性能が得られることから, アナログによる制御が一般的でデジタルによる制御の例は少ないが, 装置の小型化や系統条件の変化に対応できる柔軟な制御の要求などから AF の制

御もデジタル化の傾向にある。しかし, デジタルによる電流制御の場合, アナログで一般的に用いられている比例制御では出力の時間遅れが大きい, 制御電流が振動的となりやすいなど問題点も多い。また, インバータの出力側に LC や C のフィルタを設置することによりスイッチングリプルが低減できることは古くから報告されており⁽⁶⁾一般的に用いられているが, 文献(1)(3)のようにフィルタは受動的に利用され, インバータの制御とフィルタは個々に解析されているため, 系統のインピーダンスの変化等による影響を受けやすいという問題点がある。また, 文献(4)(5)のように出力フィルタが利用されていない例もあり, これらはスイッチングによる電流リプルが大きい実用性に問題があると考えられる。

本論文では, リプル除去用フィルタのある AF の出力電流追従性を向上させるために, フィルタ部分を含めた状態フィードバック制御を行う新しいデジタル制御方式を提案する。具体的には, 電流制御部に出力フィルタの電圧をデッドビート制御⁽⁷⁾⁽⁸⁾するマイナーループを設けた二重ループの制御系となっている。提案する制御方式について理論的に検討し, デジタル制御でも時間遅れが少なく良好な追従性能が得られることをシミュレーションと実験の

両面から確認し、本方式の有効性を明らかにする。

2. 既存のアナログ式電流制御方式のデジタル制御⁽¹⁾

〈2・1〉 AF 制御等価回路 AF の高調波補償及び、電流制御を考慮した単相の等価回路モデルは図 1 のように表わされる。

図 1 AF 等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit of AF

整流器等の高調波発生源を電流源 i_0 と仮定し、AF は図 1 の中央部分で、インバータと出力フィルタ (L_1, L_2, C_c, R_c) により構成される。図の出力フィルタの構成は、電流調整用リアクトル (L_1) に LCR のフィルタ (L_2, C_c, R_c) としてあるが、 L_2 がなく CR フィルタで構成される場合が多い⁽¹⁾⁽³⁾。

AF の電流制御で一般的に用いられる制御として、主に PWM 三角波比較方式とヒステリシス制御方式の二方式が挙げられる⁽¹⁾。しかし、ヒステリシス方式は非常に高速なスイッチングが要求されるため、デジタル制御には適さない。本稿では PWM 三角波比較方式について述べる。

図 1 の電流 i_c を制御するので、AF の出力電流は出力フィルタを通過させた電流 i_{af} となる。 i_c の制御は、比例制御を用いることが多く、電流指令値 i_c^* 、電流 i_c 、電圧 v_N (L_2 が無い場合 AF 設置点電圧 V_L) を用いて、式 (1) のように指令電圧 V_i^* を与えて PWM 制御によりインバータを動作させる。

$$v_i^* = v_N + K_p(i_c^* - i_c) \dots\dots\dots (1)$$

ここで K_p は比例ゲインである。

本稿では、この方式を電流比例制御と呼ぶこととする。この制御をアナログで行った場合、低次の高調波であれば良好な波形が得られるが、この方式をデジタル制御に適用した場合、制御による時間遅れが大きく、高周波リプルが発生する。特に 10 次を超える高次の高調波に対しては、アナログ・デジタルによらず追従性は悪くなる。

また、系統インピーダンスや外部のフィルタ等の影響を

受けるため、スイッチングリプル成分の増加、共振の発生などの可能性がある。

3. 提案するデジタル制御方式

〈3・1〉 基本原理 前述のように電流比例制御では出力電流 (i_{af}) が直接制御されていないのに対し、提案する制御方式では i_{af} を直接制御する。図 1 の回路で i_{af} を制御するために、フィルタの中間点電圧 v_N を制御する二重ループ構成を用いる。中間点電圧 v_N を精度良く制御するために、デッドビート制御による電圧制御を適用する。

従来、インバータとフィルタの動作を個々に扱っていたのに対し、本方式はインバータの制御にフィルタ部分の状態量を含めてフィードバック制御を構成しているため、①出力電流が指令値で直接指定できる、②フィルタコンデンサの共振を抑制でき、系統インピーダンス等の影響を受けにくいなどの利点がある。

ここで、提案する制御の理論的な解析を行うために AF 電流制御の等価回路を導入する。図 1 の回路で AF 設置点の電圧 v_L を用いて AF 部の回路を考えると図 2 のようになる。ここで、電圧 v_i はインバータの出力電圧である。この回路により、AF 外部 (系統・負荷) の情報は AF 設置点の電圧 v_L で表され、系統・負荷の条件によらずに AF の電流制御を考えることができる。

図 2 電流制御等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of current control

提案する制御では、図 2 の回路を図 3, 4 のようにフィルタ電圧 v_N の制御部と出力電流 i_{af} の制御部の二つに分けて考える。制御構成は、図 3 の回路で電流 i_{af} が 1 サンプル後に指令値と一致するような電圧指令値 v_N^* を計算し、電圧 v_N が v_N^* と一致するように図 4 の回路でインバータ電圧 v_i を操作する。本制御方式において検出する状態量は、電流 i_c, i_{af} 、及び電圧 v_L で他の状態は全て観測器により推定する。

〈3・2〉 電圧 V_N のデッドビート制御⁽⁷⁾⁽⁸⁾ 時刻 $(k+1)T$ における出力電圧 $v_N(k+1)$ を指令値に一致させるために、時刻 kT における状態からインバータのパルス幅 $\Delta T(k)$ を求めて、そのパルスをインバータで出力するように制御する。

図 4 において i_{af} を二階微分 $=0$ の外乱とみなし、 i_c, v_c と共に状態変数に選ぶ。 i_{af} はサンプル点間で一次関数的に変化する。

図3 電流 (i_{af}) 制御の等価回路
Fig. 3. Circuit of current i_{af} control

図4 電圧 (v_N) 制御の等価回路
Fig. 4. Circuit of voltage v_N control

図5 パルスパターン
Fig. 5. Pulse pattern

図4の回路より状態方程式を求めると、

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}v_i \quad (2)$$

$$v_N = \mathbf{c}^T \mathbf{x} \quad (3)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_c \\ v_c \\ i_{af} \\ i_{af} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{R_c}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_c} & 0 & -\frac{1}{C_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} R_c & 1 & -R_c & 0 \end{bmatrix}$$

となる。

この連続系の式をサンプル値系の式に変換する。インバータ出力電圧 v_i の出力パルスを図5のようにサンプル点間中央から左右対称になるように与えるとすれば、サンプル値系の式は以下のように表すことができる⁽⁹⁾。ここで、 T_s はサンプリング時間である。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \mathbf{g}\Delta T(k) \quad (4)$$

$$v_N(k) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(k) \quad (5)$$

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_c(k) \\ v_c(k) \\ i_{af}(k) \\ i_{af}(k) \end{bmatrix} \quad \mathbf{F} = e^{\mathbf{A}T_s}$$

$$\mathbf{g} = e^{\mathbf{A}T_s/2} \mathbf{b} E_d \quad \mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} R_c & 1 & -R_c & 0 \end{bmatrix}$$

これらの計算は、設計した回路パラメータより予め求めておくことができる。

なお、簡単な計算の後、 $\mathbf{F}$ 、 $\mathbf{g}$ は以下のような形をしていることが分かる。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} & F_{14} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} & F_{24} \\ 0 & 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

出力電圧 $v_N(k+1)$ は、次式となる。

$$v_N(k+1) = R_c i_c(k+1) + v_c(k+1) - R_c i_{af}(k+1) \quad (8)$$

式(8)に式(4)の $i_c(k+1)$ 、 $v_c(k+1)$ 、 $i_{af}(k+1)$ を代入してまとめると、

$$v_N(k+1) = K_1 i_c(k) + K_2 v_c(k) + K_3 i_{af}(k) + K_4 i_{af}(k) + K_5 \Delta T(k) \quad (9)$$

但し、

$$\begin{cases} K_1 = R_c F_{11} + F_{21} \\ K_2 = R_c F_{12} + F_{22} \\ K_3 = R_c F_{13} + F_{23} - R_c \\ K_4 = R_c F_{14} + F_{24} - R_c T_s \\ K_5 = R_c g_1 + g_2 \end{cases} \quad (10)$$

となる。なお、各電流・電圧等の係数 $K_1 \sim K_5$ はすべて回路パラメータとサンプリング周期によって決定される定数となる。 $v_N(k+1) = v_N^*(k+1)$ として、パルス幅 $\Delta T(k)$ について解くと、

$$\Delta T(k) = \{v_N^*(k+1) - K_1 i_c(k) - K_2 v_c(k) - K_3 i_{af}(k) - K_4 i_{af}(k)\} / K_5 \quad (11)$$

となる。

これより、時刻 kT における状態変数が全て分かれば、出力電圧パルス幅 $\Delta T(k)$ を与えることにより、 $v_N(k+1) = v_N^*(k+1)$ を実現することができる。

なお $\Delta T(k)$ が負の場合、パルス幅 $|\Delta T(k)|$ でインバータ DC 電圧は $-E_d$ を与える。

〈3・3〉 状態観測器の設計 時間 kT の時点で (11) 式の $\Delta T(k)$ を計算して出力しようとする、有限の計算時間が必要なためパルス幅 ΔT がサンプル時間 T_s までの大きい値をとれないという問題が生じる。そこで、1 サンプル先を推定する状態観測器を設計し、その観測器で得られた状態量を用いて、 $(k-1)T$ 時点の情報から kT 時点の間パルス幅 $\Delta T(k)$ を予め計算しておき、 kT 時点で $\Delta T(k)$ を与えるように制御する。これにより、計算時間を T_s だけ確保することができる。

$\Delta T(k)$ の算出に必要な状態量は、 $i_c, v_c, i_{af}, \dot{i}_{af}$ の四つであるが、検出が容易な i_c, i_{af} を検出し、状態量推定に利用する。

$\dot{i}_{af}(k)$ は、

$$\dot{i}_{af}(k-1) = \frac{i_{af}(k-1) - i_{af}(k-2)}{T_s} \dots\dots (12)$$

とし、 $\dot{i}_{af}(k)$ は一定であると仮定してあるので、

$$\dot{i}_{af}(k) = \dot{i}_{af}(k-1) \dots\dots\dots (13)$$

また、 $i_{af}(k)$ は式 (6) より、

$$i_{af}(k) = i_{af}(k-1) + T_s \dot{i}_{af}(k-1) \dots\dots\dots (14)$$

とする。

i_c, v_c については i_c を出力とする状態観測器を設計する。 i_c, v_c を状態変数 $\mathbf{x}_c$ として観測器を設計すると、式 (15) で表される。ここで、 $\hat{\mathbf{x}}_c$ は $\mathbf{x}_c$ の推定値である。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_c(k) = & \mathbf{F}_c \hat{\mathbf{x}}_c(k-1) + \mathbf{F}_a \mathbf{x}_a(k-1) + \mathbf{g}_c \Delta T(k-1) \\ & - \mathbf{L}_c \{i_c(k-1) - c_c^T \hat{\mathbf{x}}_c(k-1)\} \dots\dots (15) \end{aligned}$$

$$\mathbf{x}_c(k) = \begin{bmatrix} i_c(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}_a(k) = \begin{bmatrix} i_{af}(k) \\ \dot{i}_{af}(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_c = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_a = \begin{bmatrix} F_{13} & F_{14} \\ F_{23} & F_{24} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_c = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{c}_c^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_c = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{L}_c$ はゲインで、観測器の極が安定な極配置となるように、 l_1, l_2 を決定する。式 (15) の観測器に $i_c(k-1)$ と $\Delta T(k-1)$ を与えることにより、 $\hat{i}_c(k), \hat{v}_c(k)$ を計算することができる。

kT 時点で与えるパルス幅 $\Delta T(k)$ の計算には、 $(k-1)T$ 時点で求めた推定値 $\hat{i}_c(k), \hat{v}_c(k), \hat{i}_{af}(k), \dot{\hat{i}}_{af}(k)$ を用いる。また、式 (11) の計算には $v_N^*(k+1)$ も必要であるが、 $v_N^*(k+1)$ の推定は困難であるので、補正を加えた $v_N^*(k)$ を利用する。これについては、次節 3.4 で詳しく述べる。

これらを踏まえると、 $\Delta T(k)$ の計算式は式 (16) となる。

$$\begin{aligned} \Delta T(k) = & \{v_N^*(k) - K_1 \hat{i}_c(k) - K_2 \hat{v}_c(k) - K_3 \hat{i}_{af}(k) \\ & - K_4 \dot{\hat{i}}_{af}(k)\} / K_5 \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

〈3・4〉 電流 i_{af} の制御 図 3 より、電流 i_{af} が電流指令値 i_{af}^* に一致するように電圧指令値 v_N^* を求める。

図 3 より回路方程式は、

$$\frac{d}{dt} i_{af} = \frac{v_N - v_L}{L_2} \dots\dots\dots (17)$$

式 (17) で $v_N(k), v_L(k)$ がサンプル点間では一定であると仮定すると、サンプル値系 (サンプリング時間 T_s) のモデルは、

$$i_{af}(k+1) = i_{af}(k) + \frac{T_s}{L_2} \{v_N(k) - v_L(k)\} \cdot (18)$$

となる。ここで、 $i_{af}(k+1) = i_{af}^*(k+1), v_N(k) = v_N^*(k+1)$ と置き換えて変形することにより、

$$v_N^*(k+1) = \frac{L_2}{T_s} \{i_{af}^*(k+1) - i_{af}(k)\} + v_L(k) (19)$$

が得られる。

ここで、前節で述べた電圧デッドビート制御において、計算時間の問題から 1 サンプル先を予測した状態量に基づき、1 サンプル先のパルス幅を予め計算する手法をとっているため、式 (19) の v_N^* も 1 サンプル先を予測した値にする必要がある。しかし、 $v_N^*(k+1)$ の推定には系統の高調波電流のフィードバックにより計算される $i_{af}^*(k+1)$ の推定が必要であるが、この値を推定するには、系統・負荷の条件が既知でなければならず、 $i_{af}^*(k+1)$ を推定することは困難である。そこで、式 (19) を元に $i_{af}^*(k), i_{af}(k-1)$ に変化率 (差分) を考慮した補正項を加えた $v_N^*(k)$ により式 (16) の $\Delta T(k)$ を計算する。補正項を加えた $v_N^*(k)$ は次式で与える。

$$\begin{aligned} v_N^*(k) = & \frac{L_2}{T_s} [i_{af}^*(k) + K_e \{i_{af}^*(k) - i_{af}^*(k-1)\} \\ & - i_{af}(k-1) - K_e \{i_{af}(k-1) - i_{af}(k-2)\}] \\ & + v_L(k-1) \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

なお、 $i_{af}^*(k)$ は、 $(k-1)T$ 時点で検出したフィードバックする高調波電流により計算される。

式 (20) を変形すると、

$$\begin{aligned} v_N^*(k) = & \frac{L_2}{T_s} [i_{af}^*(k) - i_{af}(k-1) \\ & + K_e \{i_{af}^*(k) - i_{af}(k-1)\} \\ & - K_e \{i_{af}^*(k-1) - i_{af}(k-2)\}] \\ & + v_L(k-1) \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

となる。ここで、指令値 $i_{af}^*(k)$ と出力電流 $i_{af}(k-1)$ の偏差を用いて $e(k)$ を定義する。

$$e(k) = \frac{L_2}{T_s} \{i_{af}^*(k) - i_{af}(k-1)\} \dots\dots\dots (22)$$

式 (21) に式 (22) を用いると、

$$v_N^*(k) = e(k) + K_e\{e(k) - e(k-1)\} + v_L(k-1) \quad \dots (23)$$

さらに、式 (24) に v_L がサンプリング間で一定であると仮定したことによる誤差によって発生する基本波成分を補償するために、同様の変化率（差分）を考慮した補正項を加える。

$$v_N^*(k) = e(k) + K_e\{e(k) - e(k-1)\} + v_L(k-1) + K_v\{v_{Lf}(k-1) - v_{Lf}(k-2)\} \quad \dots (24)$$

ここで、 v_{Lf} は電圧 v_L の基本波分である。

この電圧指令値 v_N^* に追従するように電圧 v_N をデッドビート制御することにより、AF 出力電流 i_{af} を電流指令値 i_{af}^* に追従させることができる。

4. シミュレーション

シミュレーションにより、比例制御方式と提案する方式を比較する。シミュレーションは図 1 の回路で、高調波発生源は、5～19 次の 3 の倍数を除く奇数次の高調波を含むとして行なった。電流比例制御は、式 (1) の制御則でデジタル制御を行った場合である。比例制御方式と提案する方式のいずれについても、サンプリング時間 $64\mu\text{sec}$ 、キャリア周波数 15.6kHz で行なった。

高調波の検出は電源側電流 i_s を検出し、式 (25) で示されるように、DFT により求めた基本波成分 i_{sf} を除去した高調波成分 i_{sh} をフィードバックする、いわゆる電源側電流検出方式⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾で、式 (26) のような比例制御を行った。

$$i_{sh}(k-1) = i_s(k-1) - i_{sf}(k-1) \quad \dots (25)$$

$$i_{af}^*(k) = K_a i_{sh}(k-1) \quad \dots (26)$$

各パラメータについては表 1, 2 の通りである。%の値は、%インピーダンス表示である。

表 1 シミュレーション回路パラメータ表

Table 1. Parameters table of simulation circuit

L_S	3.18 (mH) (10%)	r_s	0.1 (Ω) (0.5%)
L_L	38.2 (mH) (167%)	R_L	16.0 (Ω) (125%)
L_1	700 (μH) (2.2%)	L_2	500 (μH) (1.6%)
C_c	2.5 (μF) (1.6%)	R_c	4.0 (Ω) (500%)
E_{dc}	190 (V)	T_s	64.1 (μsec)
電源電圧	100 (V)	基本周波数	50 (Hz)

表 2 制御パラメータ表

Table 2. Parameters table of controller

I_1	0.25	I_2	5.0
K_a	5.0	K_v	3.0 (V/A)
K_e	1.0	K_p	8.0

シミュレーション結果は、図 6～8 のようになる。図 6 は 2 章の既存のアナログ制御のデジタル式、図 7 は提案する制御方式による AF 出力電流の追従性を示した結果である。

電流比例制御では指令値に対して遅れが生じており、追

図 6 AF 電流 i_{af} と電流指令値 i_{af}^* (電流比例制御のデジタル式)

Fig. 6. AF current i_{af} and reference i_{af}^* (conventional control based on digital)

図 7 AF 電流 i_{af} と電流指令値 i_{af}^* (提案制御)

Fig. 7. AF current i_{af} and reference i_{af}^* (proposed control)

図 8 電圧 v_N と電圧指令値 v_N^*

Fig. 8. Voltage v_N and reference v_N^*

従性が悪いのに対し、提案する制御はほとんど遅れがなく、指令値に良好に追従していることが確認できる。さらに、電流比例制御では電流に 3kHz 程度の振動が発生しているが、提案する制御では振動成分は少なく良好に追従した出力電流となる。なお、図 8 は提案する制御時の電圧 v_N の波形であるが、デッドビート制御により 1 サンプル (約 $64\mu\text{sec}$) 遅れで指令値 v_N^* に追従している。

図 9, 10 に、 I_{af}/I_{af}^* の周波数特性の比較を示す。図 1 の i_0 を振幅 1A の単一高調波としてシミュレーションしたことによるものである。これらの結果が示すように、電流比例方式と比較して提案方式は、より高い周波数帯域まで、良好な追従性が得られる。少なくとも $\sim 1.2\text{kHz}$ の高調波に対しては十分な補償特性が得られると考えられる。

図 9 周波数振幅特性の比較

Fig. 9. comparison of amplitude-frequency characteristics

図 10 周波数位相特性の比較

Fig. 10. comparison of phase-frequency characteristics

図 11~13 は電源側電流 i_S の FFT によるスペクトルを示したものである。図は基本波を 100%とした場合の各成分の割合を示している。これらの結果からも明らかなように、各次高調波について提案制御の方が良い高調波補償性能が得られる。特に 10 次を超える高次の高調波についてはその差が顕著に現れている。

5. 実験

本提案方式について、実験を行いその性能について確認を行なった。シミュレーションは単相回路により行なっていたが、実験では実用性を考慮し、三相回路により行なった。

〈5・1〉 装置構成 図 14 が実験回路の構成図、表 3、4 が実験装置の各パラメータである。実験は、三相 100V、2kVA 相当の系統モデルを構成し、そのモデルに AF を接続して実験を行った。系統インピーダンスは負荷の 10%に設定し、負荷の高調波発生源はチョークコンデンサインプット型三相ダイオード整流器を用い、AF の制御は DSP によるデジタル制御装置を利用している。また、電圧 v_L の検出時に A/D に取り込む前にカットオフ周波数約 3kHz の 1 次のローパスフィルタを介している。これは、 v_L に含まれるスイッチング周波数成分による影響を少なくするためである。

AF の制御は、検出した三相の各相電流を電圧を式 (27)、線間電圧を式 (28) により α, β の二相座標系に変換し、各相を制御する。これは、 α, β 相に変換することにより、三相平衡時は各相が非干渉化されるため、各相独立に単相の理論を用いて制御できるためである⁽⁸⁾。

図 11 FFT 結果 (AF オフ時)

Fig. 11. FFT analysis (without AF)

図 12 FFT 結果 (電流比例制御時)

Fig. 12. FFT analysis (conventional control)

図 13 FFT 結果 (提案制御時)

Fig. 13. FFT analysis (proposed control)

表 3 実験装置パラメータ表

Table 3. Parameters table of experimental component

L_S	3.18 (mH) (10%)	L_L	38.2 (mH) (167%)
R_L	16.0 (Ω) (125%)	L_1	700 (μ H) (2.2%)
L_2	500 (μ H) (1.6%)	C_c	2.5 (μ F) (1.6%)
R_c	4.0 (Ω) (500%)	E_d	190 (V)
電源電圧	100 (V)	基本周波数	50 (Hz)

表 4 制御パラメータ表

Table 4. Parameters table of controller

l_1	0.25	l_2	5.0
K_a	5.0	K_e	1.0
K_v	0.0

図 14 実験装置構成

Fig. 14. Experimental component

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \cdots (27)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{uv} \\ v_{vw} \\ v_{wu} \end{bmatrix} \quad \cdots (28)$$

インバータの制御は、 α 相、 β 相それぞれから求まるパルス幅 $\Delta T_\alpha, \Delta T_\beta$ を式 (29) により線間のパルス幅 $\Delta T_{uv}, \Delta T_{vw}, \Delta T_{wu}$ に変換する⁽⁸⁾。

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{uv} \\ \Delta T_{vw} \\ \Delta T_{wu} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_\alpha \\ \Delta T_\beta \end{bmatrix} \quad \cdots (29)$$

ここで、変換された線間パルス幅 $\Delta T_{uv}, \Delta T_{vw}, \Delta T_{wu}$ の具体的な出力方法について述べる。図 15, 16 はパルス出力方法の一例である。三相の瞬時線間電圧の和は 0 であることを考慮し、線間パルスを図 15 上のように出力させる。三相のうち二相の出力は同符号となるが、図のように一方は離散モデルに従ってサンプリング時間の中央に出力するようにし、もう一方は二分割してその両端に出力するようにする。このように線間パルスを出力すると仮定した場合、インバータの相電圧を図 15 下のように与えることによって、希望する線間パルス電圧を出力できる。相電圧パルスの与え方は複数考えられるが、このように与えた場合、図 16 のように三角波キャリアに同期させて、一定の指令値を与えることによって出力が容易に実現できる利点がある。先に述べたように図 15, 16 は一例であるが、各線間パルスの正負の組み合わせによって全 3 パターンに分類され、他のパターンについても図 15, 16 と同様にして出力できる。

〈5・2〉 結 果 実験は、キャリア周波数 15.6kHz (サンプリング時間 64.1 μ sec)、インバータのデッドタイム 2.0 μ sec で行った。また、計算時間の問題から式 (24) の基本波電圧 v_{Lf} による補正項は含めていないので、式 (24) に

図 15 線間パルス幅→相パルス幅変換 (一例)

Fig. 15. Transformation of line-to-line pulse width into phase pulse width (one example)

図 16 三角波キャリア同期

Fig. 16. Synchronous of triangular wave carrier

において $K_v = 0$ として行なっている。制御に必要なコントローラパラメータは、オープンループによる制御で調整してある。但し、これらのパラメータは AF 内部の回路によるものであるため一度調整すれば、変更の必要は無い。

図 17 は、電流制御性能の試験のため図 14 の回路で整流器の無い状態で、オープンループで電流指令値として $i_{af}^* = 2 \sin 5\omega t$ (A) を与えた場合の実験結果である。計算時間の問題で、現状では基本波電圧の補正項が含まれて

いないため、若干の基本成分が含まれているものの、指令値に対して遅れがなく、かなり精度良く追従していることが確認できる。図 18, 19 が、この時の周波数特性の測定結果である。負荷を線形負荷のみにした状態で、 i_{af} が振幅 0.5(A) の単一高調波である指令値を用いて測定した。振幅特性は、1.5kHz 程度まで 2dB 以内の精度になっている。位相特性は、シミュレーションとほぼ同様の結果で、各周波数において約 1 サンプルの時間遅れに対応している。高い周波数においてやや大きめの振幅となる理由として、①主としてインダクタンスが周波数によって多少変動するので、パラメータ誤差による出力誤差、②電圧・電流センサの周波数特性の影響、③サンプル時間内で v_L を一定と仮定していることにより生じるモデル化誤差等が挙げられる。これらに対するロバスト化は今後の検討課題であるが、後述するように、実用上の高調波の補償誤差は小さいと考えられる。

図 17 電流制御性能 (オープンループ時)

Fig. 17. Current Regulation performance (open-loop)

図 20~22 は AF をシミュレーションと同様に電源側電流検出方式の AF として動作させた場合の実験結果で、図 23, 24 はその時の FFT 解析結果である。FFT 解析結果は、基本波 100% に対する高調波の割合を表わしている。

図 20, 21 は、それぞれ AF オフ時、オン時における電源側電流波形で、これらから、AF により問題なく安定に高調波を補償できていることが確認できる。図 22 は AF の電流追従性を示したものである。オープンループ時と同様に遅れも少なくかなり精度良く追従していることが確認できる。なお、 i_{af}^* の $\frac{di}{dt}$ が大きい部分で振動的となっているが、これは、電流制御部分に微分要素を加えていることが原因であると考えられ、ゲインの決め方などを含めて今後検討していく予定である。

また、図 23, 24 の結果から明らかなように、10 次以上の高調波についても十分に高調波補償がなされており、本方式の有効性が確認できる。図 23, 24 に図 18, 19 の結果を踏まえると、少なくとも約 1kHz (20 次) 程度までの高調波に対しては十分な補償効果が得られると考えられる。なお、従来方式としてとりあげた電流比例制御をデジタル制御で行うと、時間遅れの影響により安定な実験が困難であった。

図 18 周波数振幅特性の比較

Fig. 18. comparison of amplitude-frequency characteristics

図 19 周波數位相特性の比較

Fig. 19. comparison of phase-frequency characteristics

本論文では、電源側電流検出形 AF において比例制御を用いており、AF 高調波補償の制御則については詳しく述べていないが、提案する方式と高度な高調波補償アルゴリズムとを組み合わせることにより、より高調波補償性能の向上を図ることが可能である⁽¹⁰⁾。

6. む す び

本論文では、デジタル制御において、AF の電流制御の問題点であった追従性の問題に着目し、AF の電流制御の追従性を向上させる一方式として、インバータ出力フィルタの中間点電圧を制御する方式を提案した。制御は、AF の出力電流制御とそれを行うためのフィルタ部分の電圧の制御を組み合わせた二重ループによる制御で、電圧の制御には、電圧デッドビート制御を適用した。提案方式の大きな特徴は、インバータに加え、その出力フィルタの状態も考慮したフィードバック制御を行う方式である点である。

この制御方式により、一般的な PWM 方式の電流比例制御方式と比較して制御による遅れ・振動が少なく、高調波補償性能が向上することをシミュレーションにより明らかにした。また、三相の系統モデルによる実験を行うことにより、提案する制御方式が有効であることを明らかにした。

今後は、各種系統条件などの変化に対してのロバスト化等の検討を進めていく予定である。また、本論文の電流制御に、現代制御理論に基づく高調波補償アルゴリズムによる一括補償方式を組み合わせることにより、より効果の高

図 20 系統電流 i_s (AF なし)
Fig. 20. Line current i_s (without AF)

図 21 系統電流 i_s (提案制御時)
Fig. 21. Line current i_s (proposed control)

図 22 電流指令値 i_{af}^* と補償電流 i_{af}
Fig. 22. AF reference i_{af}^* and AF current i_{af}

い補償性能が得られるが、誌面の都合上、実験を含め、その結果は稿を改めて報告する⁽¹⁰⁾。

最後に、本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金によって行われたことを付記する。

(平成 13 年 5 月 7 日受付, 同 14 年 4 月 9 日再受付)

文 献

- (1) 彭, 木幡, 赤木: 「並列形アクティブフィルタと直列形アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電学論 D, 113 巻 1 号, pp.33-39 (1993)
- (2) 赤木: 「配電系統に設置する並列形アクティブフィルタの制御法と設置点について」, 電学論 D, 116 巻 3 号, pp.285-293 (1996)
- (3) 依田・福田: 「正弦波内部モデルを用いたアクティブフィルタ電流制御」, 電学論 D, 120 巻 12 号, pp.1440-1446 (2000)
- (4) 大西, 山内: 「電源瞬時電力脈動低減方式アクティブフィルタ」, 電学論 D, 111 巻 11 号, pp.921-929 (1991)
- (5) P.Jintakosonwit, 藤田, 赤木: 「配電系統用アクティブフィルタの全デジタル制御システムとその留意点」, 電学論 D, 121 巻 3 号, pp.316-324 (2001)

図 23 FFT 結果 (AF オフ時)
Fig. 23. FFT analysis (without AF)

図 24 FFT 結果 (提案制御時)
Fig. 24. FFT analysis (proposed control)

- (6) 赤木, 阿藤, 難波江: 「直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの補償特性」, 電学論 B, 106 巻 7 号, pp.563-570 (1986)
- (7) T.Yokoyama, A.Kawamura: "Disturbance Observer Based Fully Digital Controlled PWM Inverter for CVCF Operation", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.9, No.5, pp.473-478 (1994)
- (8) 石原・河村: 「DSP による実時間出力波形形成三相 PWM インバータ」, 電学論 D, 110 巻 6 号, pp.627-636 (1990)
- (9) 河村: 「PWM インバータで駆動されるパワーエレクトロニクス線の線形サンプル値モデルの導出」, 電気学会会大, No.534 (1987)
- (10) 浜崎, 河村: 「外乱オブザーバを用いた一括補償型アクティブフィルタの高調波補償特性」, 電学論 D, 119 巻 10 号, pp.1271-1272 (1999)
- (11) 大西: 「電源電流検出制御方式単相電源電流補償装置」, 電学論 D, 117 巻 3 号, pp.321-327 (1997)

浜崎 真一 (学生員) 1975 年 10 月 17 日生。平成 12 年 3 月横浜国立大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士課程前期修了。同年 4 月同大学院工学研究科博士課程後期入学, 現在に至る。日本学術振興会特別研究員。アクティブフィルタに関する研究に従事。電気学会, IEEE 学生会員。

河村 篤男 (正員) 1953 年 12 月 17 日生。1981 年 3 月東京大学大学院工学系研究科電気工学博士課程修了。現在, 横浜国立大学工学部電子情報工学科教授。主として, パワーエレクトロニクス, ロボティクス, デジタル制御などの研究に従事。工学博士。1988 年 IEEE/IAS 論文誌論文賞, 1996 年電気学会論文賞授賞。電気学会, IEEE, 電子情報通信学会, ロボット学会, 計測自動制御学会等会員。