Current Control for Single-Phase Active Filter Based on Multirate PWM

Kimihiko Sato Student Member (Yokohama National University, kimi@hfl.dnj.ynu.ac.jp)

Hiroshi Fujimoto Member (Yokohama National University, hfuj@ynu.ac.jp)

Keywords: active filter, line current detection, PWM hold, deadbeat control, multirate control, repetitive control

Current harmonics generated by nonlinear loads or some switching devices of power electronics system may increase power losses or cause damages to electrical equipments. Thus, active filter (AF) have been proposed in order to compensate the harmonics.

The shunt active filter, which is connected to power systems in parallel with the load, is considered as a current source. However, the shunt active filter is actually realized by current control using the voltage source type inverter.

Authors applied multirate perfect tracking control (PTC) to current control of the shunt active filter. Although conventional singlerate deadbeat control could not guarantee zero tracking error for arbitrary reference signals, the proposed multirate control can achieve perfect tracking at every sampling point.

In this paper, the current reference is produced by using the periodicity of the harmonics. Two repetitive controls the feedforward-type (FF-type) compensation and the feedback-type (FB-type) compensation are proposed. The proposed method is applied to the shunt AF in simulations and experiments.

Fig. 1 is the circuit of the single-phase AF. AF is shown in the dotted line, which is composed by the voltage type inverter and the output filter. And Fig. 2 shows experimental device.

Fig. 3(a), (b), (c) show the line current i_s . We find that the harmonic component is compensated. The harmonic component is compensated at some level with the FF-type compensation. On the other hand, we find that the harmonic component is compensated completely with the FB-type compensation and Q filter. Experimental results show the effectiveness of the proposed method.

Fig. 1. Circuit of the single-phase active filter

Fig. 2. Experimental device

Fig. 3. Line current i_s (Experiment)

マルチレートPWMに基づく 単相アクティブフィルタの電流制御法

学生員 佐藤 公彦* 正 員 藤本 博志*

Current Control for Single-Phase Active Filter Based on Multirate PWM

Kimihiko Sato*, Student Member, Hiroshi Fujimoto*, Member

The shunt active filter, which is connected to power systems in parallel with the load, is considered as a current source. However, the shunt active filter is actually realized by current control using the voltage source type inverter. Authors applied multirate perfect tracking control (PTC) to current control for the shunt active filter. Although conventional single-rate deadbeat control could not guarantee zero tracking error for arbitrary reference signals, the proposed multirate control can achieve perfect tracking at every sampling point. In this paper, we propose a novel method to generate repetitive compensation signals. Simulations and experiments are shown to verify the effectiveness of the proposed method.

キーワード：アクティブフィルタ，電源電流検出，PWM ホールド，デッドビート制御，マルチレート制御，繰り返し制御
Keywords: active filter, line current detection, PWM hold, deadbeat control, multirate control, repetitive control

1. 序 論

現在，各種電気機器等から発生する高調波が問題になっている。高調波はインバータ駆動の電動機で余分な損失を増加させたり，機器の損傷等を引き起こす可能性がある。そこで，高調波補償装置としてアクティブフィルタ（以下，AF）を用いることが研究されている⁽¹⁾。

主流である並列形 AF は，電源と負荷に対して並列に接続され，電流または電圧の高調波成分を検出して系統の高調波電流を補償する電流を流す制御を行うものである。並列形 AF は電流源としてみなせるが，具体的に電流源として動作するには電圧型インバータを用いた回路での電流制御によって実現される⁽²⁾。本稿では，電源側電流検出一括補償方式⁽³⁾によって電流指令値を演算し，並列形 AF の出力電流 i_{af} が指令値に追従するようにインバータを用いて制御する。

AF のデジタル電流制御についての研究は，近年提案されたものとしてオーバーサンプリングを用いた制御⁽⁴⁾や，従来から研究されているものとしてはデッドビート制御を用いること⁽⁵⁾⁽⁶⁾などが提案されている。しかし，従来用いられているデッドビート制御⁽⁷⁾では，プラントの条件によっては不安定零点⁽⁸⁾等の影響によりフィードフォワード制御

部が不安定となり，誤差なく指令値に追従することはできない⁽⁹⁾。

そこで著者らはマルチレートフィードフォワード制御を用いノミナルプラントに対してサンプル点ごとに追従誤差が零になることを保証した完全追従制御（PTC）法⁽¹⁰⁾を AF に適用している⁽¹¹⁾。本稿では，高調波が周期的であることを利用して補償信号指令値を作り出す。指令値生成方法についてはフィードフォワード型とフィードバック型という2種類を提案する。その指令値に対して PTC 法によるデジタル電流制御を行い，整流器負荷からの高調波を補償できることをシミュレーションと実験を通して解析を行う。

2. 電源側電流検出方式⁽³⁾

本稿で用いた単相 AF の回路を Fig. 1 に示す。点線内が AF であり，電圧型インバータと出力フィルタにより構成される。各素子等のパラメータは Table 1 であり，高調波発生源として単相ダイオード整流器を用いた。

並列形 AF は系統の高調波を補償するように電流を出力する。AF 出力電流 i_{af} の指令値 i_{af}^* を作り出すためには高調波の検出が必要である。まず，基本波成分 i_{sf} と高調波成分 i_{sh} が含まれた電源側電流 i_s を検出し，Discrete Fourier Transform（DFT）により i_{sf} を求める。

i_s から i_{sf} を除去することにより求めた高調波成分 i_{sh} の逆相を i_{af}^* とする。

$$i_{af}^*[k] = -i_{sh}[k] = -(i_s[k] - i_{sf}[k]) \cdots \cdots (1)$$

* 横浜国立大学
〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5
Yokohama National University
79-5, Tokiwadai, Hodohaya-ku, Yokohama 240-8501

Fig. 1. Circuit of the single-phase active filter.

Table 1. Parameters table.

L_s	3.18 mH	R_s	0.1 Ω
L_1	700 μ H	L_2	500 μ H
C_c	1.25 μ F	R_c	4.0 Ω
v_{dc}	150 V	v_s	100 V, 50 Hz

3. シングルレート制御系設計

〈3・1〉 シングルレート系での制御対象のモデル化 i_{af} を制御するために Fig. 1 での AF 設置点の電圧 v_L までの回路である Fig. 2 を用いる。電圧 v_i はインバータの出力電圧であり、AF 外部の情報は v_L で表され、系統・負荷の条件によらずに AF の電流制御を考慮することができる⁽⁵⁾。

入力を v_i , v_L , 出力を i_{af} としてプラントの伝達関数を求めると (2) 式となる。

$$i_{af} = P_i(s)v_i - P_i(s)v_L \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$P_i(s) = \frac{b_{i1}s + b_{i0}}{s^3 + a_2s^2 + a_1s}$$

$$P_l(s) = \frac{b_{l2}s^2 + b_{l1}s + b_{l0}}{s^3 + a_2s^2 + a_1s}$$

ただし、 a_1 , a_2 , b_{i0} , b_{i1} , b_{l0} , b_{l1} , b_{l2} はすべて Fig. 2 の回路パラメータから決定される定数である。

本節では、まず簡単化のため (2) 式の v_L の項を外乱項として無視し、 v_i により i_{af} を制御する。しかし実際には v_L の項は無視できないので、その対策については第 5 節で述べる。

v_L の項を無視すると、(3) 式となる。

$$i_{af} = \frac{b_{i1}s + b_{i0}}{s^3 + a_2s^2 + a_1s} v_i \quad \dots\dots\dots (3)$$

状態変数を

$$x_1 = \frac{1}{b_{i1}s + b_{i0}} i_{af} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$x_3 = \ddot{x}_1 \quad \dots\dots\dots (6)$$

として連続時間系での状態方程式を求めると、(7) 式が得られる。

Fig. 2. Equivalent circuit of current i_{af} control.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_p v_i(t), \quad i_{af}(t) = \mathbf{c}_p \mathbf{x}(t) \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{c}_p = \begin{bmatrix} b_{i0} & b_{i1} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T$$

制御対象を離散化する場合、一般的には零次ホールドを用いるが⁸、インバータシステムにおいては $v_i(t)$ は $\pm V_{dc}$ か 0 のいずれかの値しか取れないため、瞬時値を緻密に制御したい場合には、零次ホールドによる平均的な離散化近似は不適切である。そこで、 $\Delta T[k]$ を制御入力 $u[k]$ としてとらえた PWM ホールドを用いて離散化を行う⁽¹²⁾。制御対象を PWM ホールドを用いて制御周期 $T_u = 54.2 \mu\text{s}$ で離散化すると (8) 式が得られる。 $\Delta T[k]$ はパルスの時間幅であり、以後、 $u[k]$ は $\Delta T[k]$ として扱う。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k], \quad i_{af}[k] = \mathbf{c}_s \mathbf{x}[k] \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\mathbf{A}_s = e^{\mathbf{A}_p T_u}, \quad \mathbf{b}_s = e^{\mathbf{A}_p \frac{T_u}{2}} \mathbf{b}_p V_{dc},$$

$$\mathbf{c}_s = \mathbf{c}_p, \quad u[k] = \Delta T[k]$$

〈3・2〉 フィードバックデッドビート制御⁽⁷⁾ フィードバックデッドビート制御（以下、FBDB）は従来のデジタル電流制御⁽⁵⁾⁽⁶⁾ に用いられている制御則である。これを今回用いるプラントに適用する。

離散化された状態方程式である (8) 式より、 $i_{af}[k+1]$ について解くと (9) 式のように表される。

$$i_{af}[k+1] = \mathbf{c}_s (\mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k]) \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 $i_{af}[k+1] = i_{af}^*[k+1]$ として $u[k]$ について解くと (10) 式になる。

$$u[k] = \frac{i_{af}^*[k+1] - K_1 x_1[k] - K_2 x_2[k] - K_3 x_3[k]}{K_4} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 $K_1 \sim K_4$ はすべて回路パラメータとサンプリング周期から決定される定数である。

FBDB では $r[k]$ から $u[k]$ までのフィードフォワード制御部の伝達関数がプラントの逆システムに相当している。これにより、入りに目標値の 1 サンプル先を与えることでサンプル点ごとに目標値に追従する。

しかし、今回用いたプラントの伝達関数 (3) 式を離散化すると零点が $z = -1.30, -0.24$ となっている。すなわち、プラントの逆システムであるフィードフォワード制御部の極が

Fig. 3. Simulation results with FBDB.

$z = -1.30, -0.24$ ということになり、不安定な極 ($z = -1.30$) を持っていることがわかる。

実際に目標値として振幅 1 A、周波数 200 Hz の正弦波を入れて FBDB を用いてシミュレーションを行うと Fig. 3 のようになり、出力が発散して不安定になってしまう。このことから、シングルレート制御系では任意の指令値に対して完全追従することができないことが明らかとなった。

4. マルチレート制御系設計

〈4・1〉 マルチレート制御系での完全追従制御 (PTC) ⁽¹⁰⁾

これまで述べてきたように、従来用いられていたシングルレート制御系では、外乱やモデル化誤差がない理想な場合でも、短いサンプリング周期で離散化したときに生じる不安定零点の影響により任意の指令値に対して誤差ゼロで追従することは理論的に不可能である。

そこで本稿ではマルチレート制御系を適用することにより任意の指令値に対して完全追従を達成する。マルチレート制御系は Fig. 4 に示すように指令値のサンプリング周期 T_r の間に制御入力を n 回切り替える制御法である。ただし、 n はノミナルプラントの次数であり、ここでは $n = 3$ である。キャリア周期 T_u と指令値のサンプリング周期 T_r と出力周期 T_y の間には $T_u = \frac{T_r}{3} = T_y = 54.2 \mu\text{s}$ の関係がある。

(8) 式において 3 サンプル目について考え、 $\mathbf{x}[i] = \mathbf{x}(iT_r)$ とおくと

$$\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\mathbf{u}[k] \dots\dots\dots (11)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s^3, \mathbf{B} = [\mathbf{A}_s^2\mathbf{b}_s, \mathbf{A}_s\mathbf{b}_s, \mathbf{b}_s],$$

$$\mathbf{u}[i] = \begin{bmatrix} u_1[i] \\ u_2[i] \\ u_3[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta T[k] \\ \Delta T[k+1] \\ \Delta T[k+2] \end{bmatrix}$$

となり、さらに (11) 式を $\mathbf{u}[i]$ について解くと (12) 式が得られる。

$$\mathbf{u}[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{z}^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}[i+1] \dots\dots\dots (12)$$

(12) 式のすべての極は z 平面で原点にあることから安定な逆系であることが分かる。また、制御対象の状態変数に対する目標軌道の予見値 $\mathbf{r}[i] = \mathbf{x}_d[i+1]$ を入力に与えると、フィードフォワード制御入力は (13) 式のようになる。

$$\mathbf{u}_0[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{z}^{-1}\mathbf{A})\mathbf{r}[i] \dots\dots\dots (13)$$

これより、ノミナルプラントに対してサンプル点ごとに

Fig. 4. Multirate PWM control.

Fig. 5. Block diagram of PTC.

Fig. 6. Simulation results with PTC.

完全追従が達成される。PTC のブロック図は Fig. 5 のように表され、外乱やプラント変動によって出力に誤差が生じた場合フィードバック制御が働きその誤差を抑圧することができる。

〈4・2〉 状態変数目標軌道生成 PTC では入力に制御対象の状態変数に対する目標軌道の予見値を与える。状態変数は (4)~(6) 式であり、状態変数の指令値は電源側電流検出方式より導出した i_{af}^* から求める。すなわち

$$x_1^* = \frac{1}{b_{i1}s + b_{i0}} i_{af}^* \dots\dots\dots (14)$$

として状態変数の指令値 x_1^* を与える。

ここで、(14) 式の伝達関数は 1 次遅れ系であり、そのカットオフ周波数約 200 kHz は今回用いたキャリア周波数約 20 kHz に比べて十分はやいので、直流ゲインである

$$x_1^* = \frac{1}{b_{i0}} i_{af}^* \dots\dots\dots (15)$$

に近似できる。

同様に、(16), (17) 式より x_2^*, x_3^* を与える。

$$x_2^* = \frac{1}{b_{i0}} i_{af}^* \dots\dots\dots (16)$$

$$x_3^* = \frac{1}{b_{i0}} i_{af}^* \dots\dots\dots (17)$$

シングルレート制御系での FBDB のときと同様に、目標

 Fig. 9. FFT analysis i_s (Simulation).

 Fig. 10. AF current i_{af} (Simulation).

Fig. 11. Experimental device.

 Fig. 12. Line current i_s (Experiment).

 Fig. 13. FFT analysis i_s (Experiment).

Fig. 9(c) の FB 型補償では奇数次の高調波成分を完全に抑圧できていることが確認できる。また、FF 型補償と FB 型補償それぞれの AF 出力電流を表したものが Fig. 10(a), (b) であり、 i_{af} が指令値に追従していることがわかる。

〈6・2〉 実 験 実験では、エヌエフ回路設計ブロック社製のシステム交流電源 (P-STATION/4471 インターフェイス) を用い、AF の制御は TEXAS INSTRUMENTS 社製の DSP (C6713) によるデジタル制御装置を利用している。Fig. 11 は実験装置の写真である。

実験ではセンサーからの微小なノイズが発生することがある。このノイズは次数間高調波成分を含んでいるため、前章で述べたように FB 型では増幅してしまう恐れがあ

る。実際にノイズ対策を行わずに FB 型補償を行った場合、電流波形は大きく発散してしまうことを確認した。

そこで、これを取り除くために Q フィルタを用いる。

$$Q[z] = \left(\frac{z + \gamma + z^{-1}}{\gamma + 2} \right)^{N_q} \dots \dots \dots (23)$$

このフィルタは位相遅れ無しのローパスフィルタである。今回の実験では $\gamma = 2$, $N_q = 2$ とし、カットオフ周波数が約 850 Hz となるように設計した。

Fig. 12(a), (b), (c) はシミュレーションと同様に AF を動作させたときの実験結果で、Fig. 13(a), (b), (c) はそれぞれを FFT 解析した結果である。シミュレーション結果と

Fig. 14. AF current i_{af} (Experiment).

ほぼ同様に、FF型補償ではある程度高調波を抑圧できており、FB型補償では繰り返して補償することにより奇数次の高調波を抑圧できていることが確認できる。なお、そのときのAF電流がFig.14(a), (b)である。

7. おわりに

本稿では、AFのデジタル電流制御にPTCを用いた。その指令値生成の際、高調波が周期的であることを利用した補償信号生成においてFF型とFB型という2種類についての方法を提案し、シミュレーションと実験を通してその有効性を確認した。

今回、FB型ではQフィルタを用いてセンサーからの次数間高調波成分を含んだノイズの増幅を抑えた。しかし、長時間FB型を用いると次数間高調波は次第に悪化してしまう。一方、FF型では抑圧特性が悪化することは無い⁽¹³⁾。そのため、FB型で一定時間経過後にスイッチをオフにし、途中からFF型に切り替えることで高調波補償とノイズ対策の2つを同時に達成することができる。

(平成20年12月1日受付, 平成21年8月16日再受付)

文 献

- (1) 赤木泰文, 他: 「多重電圧形 PWM 変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」, 電学論 B, Vol.105, pp.573–580 (1985)
- (2) F.Z. Peng, M. Kohata, and H. Akagi: “Compensation Characteristics of Shunt Active and Power Filters”, *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.1, pp.33–39 (1993) (in Japanese)
- (3) T. Ohnishi: “Single Phase Line Current Compensator based on AC Line Current Detection”, *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.3, pp.321–327 (1997) (in Japanese)
- (4) K. Hirasaki and H. Fujita: “A Fast Current Controller Based on Oversampling and its Application to a Single-Phase Active Filter”, SPC-07-27,

- pp.37–42 (2007) (in Japanese)
- (5) S. Hamasaki and A. Kawamura: “A Novel Method for Active Filter Current Regulation using Dead-beat Control”, *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.8, pp.781–789 (2002) (in Japanese)
- (6) L. Zhao and A. Kawamura: “Current Control for Active Filter with Multirate and Deadbeat Control”, *JIASC2004*, 1-102, pp.489–490 (2004-9) (in Japanese)
- (7) K. Ishihara and A. Kawamura: “DSP Based Real Time Output Waveform Synthesis for Three Phase PWM Inverter”, *T. IEE Japan*, Vol.110-D, No.6, pp.627–636 (1990) (in Japanese)
- (8) K.J. Åström, P. Hangander, and J. Sternby: “Zeros of Sampled Systems”, *Automatica*, Vol.20, No.1, pp.31–38 (1984)
- (9) D. Ogino, H. Fujimoto, and S. Kondo: “Multirate Two-degree-of-freedom Deadbeat Control of Single-phase Inverter”, *T. IEE Japan*, Vol.125-D, No.7, pp.751–757 (2005) (in Japanese)
- (10) H. Fujimoto, Y. Hori, and A. Kawamura: “Perfect Tracking Control Method Based on Multirate Feedforward Control”, *Trans. SICE*, Vol.36, No.9, pp.766–772 (2000) (in Japanese)
- (11) K. Sato and H. Fujimoto: “Proposal of Current Control for Single-Phase Active Filter Based on Multirate PWM”, *IECON*, pp.3155–3160 (2008)
- (12) K.P. Gokhale, A. Kawamura, and R.G. Hoft: “Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.23, No.5, pp.901–910 (1987)
- (13) T. Nakai and H. Fujimoto: “Proposal of harmonic current suppression method of PM motor based on repetitive perfect tracking control”, SPC-07-27, pp.37–42 (2007) (in Japanese)

佐藤 公彦 (学生員) 1984年9月23日生。2007年3月横浜国立大学工学部電子情報工学科卒業。現在、同大学大学院工学府物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース在学中。インバータを用いた電圧、電流制御に従事。IEEE 学生会員。

藤本 博志 (正員) 1974年2月3日生。2001年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。博士(工学)。同年4月長岡技術科学大学工学部電気系助手。2002年8月より1年間、米国Purdue大学工学部機械工学科客員研究員。2004年4月横浜国立大学大学院工学研究院講師。2005年4月同助教授, 2007年4月同准教授。制御工学, モーションコントロール, マルチレート制御に関する研究に従事。2001年IEEE Trans. IE 最優秀論文賞などを受賞。計測自動制御学会, 自動車技術会, IEEE 各会員。