適応デジタル信号処理を利用した電圧形 PWM インバータの電流追従制御

正員 福田 昭 治* 学生員 古 川 祐 也*

Current Tracking Control of Voltage Source PWM Inverters Using Adaptive Digital Signal Processing

Shoji Fukuda*, Member, Yuya Furukawa*, Student Member

An active filter (AF) is required to have a high control capability of tracking a time-varying current reference. However, a steady-state current error always exists if a conventional proportional and integral (PI) regulator is used because the current reference varies in time. This paper proposes the application of adaptive digital signal processing (ADSP) to the current control of voltage source PWM inverters. ADSP does not require any additional hardware. It can automatically minimize the mean square error. Since the processing time available by a computer is limited, ADSP cannot eliminate higher order harmonics but can eliminate lower order harmonics such as 5th to 17th. Experimental results demonstrate that ADSP is useful for improving the reference tracking performance of voltage source inverters.

キーワード：電流制御，適応デジタル信号処理，アクティブフィルタ，電圧形インバータ

Keywords: current control, adaptive digital signal processing, active filter, voltage source inverter

1. まえがき

ダイオード整流器などの非線形負荷が発生する高調波電流が配電／送電線で問題となっている。この解決にアクティブフィルタ (AF) が有効である。AF にとって電流制御は重要な課題である。すなわち、比較的広い周波数帯の電流指令に対して、定常偏差ゼロで追従するフィードバック制御系が必要となる。AF に代表されるような、時間的に変化する目標値に追従する電圧形 PWM インバータの出力電流制御には三つの有力な方法がある。ヒステリシス制御、予測制御、三角波比較法である⁽¹⁾。

ヒステリシス制御は簡便な方法であるが、スイッチング周波数が大幅に変化する。この欠点は可変ヒステリシス幅制御⁽²⁾で改善できるが、満足できる特性を得るには制御装置が極めて複雑になる。予測制御⁽³⁾⁽⁴⁾は良好な電流制御が可能であるが、実際の適用にはシステムが複雑になったり、目標値が突然変化したとき、突変の影響の減衰が遅い等の問題がある。

比例積分 (PI) 補償器を用いた三角波比較法は長い使用

の歴史がある。しかし目標値と出力電流の間に定常偏差が残る欠点がある。

本論文では三角波比較法をベースとした電流制御を取り上げる。この場合定常偏差が残留する主要な理由として以下の二つがあげられる。

- 1) 目標値が時間的に変化するにもかかわらず、電流制御に PI 補償器が使われる。
- 2) マイクロプロセッサ制御システムでは出力に時間遅れが存在する。

三角波比較方式で PI 補償器を用いたときに発生する定常偏差をなくす方法として、筆者は正弦波内部モデルを用いる制御法⁽⁵⁾を提案し、優れた制御性能を示した。しかしこの方法には目標値信号が正弦波に限定される、目標信号の周波数が既知でないと内部モデルを設計できない、目標信号の周波数が変わると内部モデルを再設計しなければならないなどの扱いづらさも存在する。

本論文で、もう一つの制御方法を提案する。すなわち適応デジタル信号処理 (ADSP) を電流制御システムに導入する。この方法は目標信号が非正弦波でもよく、目標信号の周波数を知る必要もなく、目標信号の周波数は変化してもよく、制御アルゴリズムはより簡単であるという特長がある。筆者は電流形 AF に ADSP を導入し、AF の補償特性の改善法を報告した⁽⁶⁾。しかし、電流形インバータではフィ

* 北海道大学大学院システム情報工学専攻
〒060-8628 札幌市北区北 13 条西 8 丁目
Division of Systems & Information, Graduate School of
Engineering, Hokkaido University,
North -13 West-8 Kita-Ku Sapporo, 060-8628 Japan

ードフォワード形電流制御が基本であるが、電圧形インバータではフィードバック制御が不可欠である。このため電流形 AF で用いた ADSP の配置を電圧形インバータの電流制御にそのまま使用するの是不適当である。本論文では電圧形インバータに適した新しい ADSP の配置を提案している⁽⁷⁾。また、提案する適応制御をインバータ、AF の電流制御系に適用、実験およびシミュレーション結果よりその有効性を確認している。

2. 適応デジタル信号処理

電圧形アクティブフィルタ (AF) の補償特性を悪化させる主な三つの原因は以下の通りである。

- 1) AF は時間的に変化する目標値、高調波や基本波周波数成分に遅れなく追尾する出力電流を発生しなければならない。しかし PI 補償器を用いたとき、目標値と出力電流との偏差がゼロになるのは比例ゲインが無限大のときである。システムの安定性から、現実にはそのような大きなゲインの設定は不可能である。
- 2) コンピュータ制御システムではコンピュータが制御アルゴリズムを実行する時間が必要で、制御出力には必ず 1 サンプル時間の遅れができる。目標値と出力電流の間のこの時間遅れは、目標の周波数が高くなるにつれて重大になる。この遅れを補償するにはある種の予測機能が有用である。
- 3) 電圧形 AF では出力電流のフィードバック制御が不可欠である。そのため AF の伝達関数は極めて非線形となり、ゲインと位相特性が出力電流の目標値に応じて変化する⁽⁸⁾。

これらの原因によって生じる AF の補償特性の悪化を改善するために、本論文では学習アルゴリズムに基づく予測機能を持つ、適応デジタルフィルタ (adaptive digital filter, 以後 ADF と略す) を制御システムに導入する。制御系がデジタル制御システムであれば、ADF は何ら追加のハードウェアを必要とせず、ソフトウェアの追加のみですむ。

(2.1) 適応デジタルフィルタ FIR 形デジタルフィルタの入力を $x(n)$ とすれば、出力 $y(n)$ は次式で与えられる。

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(n-k) \quad \dots\dots\dots (1)$$

上式で h_k はフィルタの応答特性を決定する重み、 N はフィルタの次数である。

適応デジタルフィルタ (ADF) は h_k を変えることで、異なったフィルタ条件に合うように自分自身の特性を変化させることができる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。図 1 に示す ADF を用いた未知システムのシステム同定を考えよう。

ADF は未知システムの出力 $d(n)$ と自分の出力 $y(n)$ が一致するように自身の特性を変化させる。未知システムと ADF は同じ入力 $x(n)$ で駆動され、一般に $d(n)$ と $y(n)$ との偏差の

図 1 適応システム同定

Fig. 1. Adaptive system identification.

2 乗平均が最少となるように ADF 自身を調節する。LMS 法⁽¹¹⁾と呼ばれる適応アルゴリズムは以下のようなものである。

$$h_k(n+1) = h_k(n) + 2\mu\epsilon(n)x(n-k), \quad \dots\dots\dots (2) \\ k = 0, 1, \dots, N-1$$

上式の μ はステップサイズパラメータと呼ばれ、 h_k の収束速度、残留誤差 (定常偏差) $\epsilon(\infty)$ 、適応の安定度を決定する。一般に μ を大きく設定すると収束は速くなるが残留誤差は大きくなる⁽¹¹⁾。 μ を過大にすると適応制御系は不安定となる。偏差は次のように定義される。

$$\epsilon(n) = d(n) - y(n) \quad \dots\dots\dots (3)$$

(2.2) 逆モデリング 図 2 は未知プラントの適応逆モデリングを示す。逆モデルを求められる未知の伝達関数には信号 $s(n)$ が入力される。プラントの出力 $x(n)$ が ADF への入力となる。収束後には ADF の出力 $y(n)$ とプラントの入力 $s(n)$ との偏差は最少な 2 乗平均誤差 ϵ^2 となる。収束後の誤差 ϵ が非常に小さいとすると、ADF の伝達関数はプラントのその逆関数となり、プラントと逆モデルの伝達関数の積は「1」になる。すなわち、インパルス応答は遅れのないユニットインパルスとなる。

逆モデリングの考えをアクティブフィルタ (AF) に適用することができる。未知プラントが出力時間遅れを考慮した AF と結合リアクトルであると考えればよい。

(2.3) ADF のインバータ電流制御への応用 逆モデリングをそのまま AF の電流制御に当てはめると図 3 を得る。 i_c^* が目標値、 i_c が出力電流、 $G(s)$ 、 e^{sT} は AF に用いる

図 2 適応逆モデリング

Fig. 2. Adaptive inverse modeling.

図3 ADFを用いた基本的なAF電流制御系

Fig. 3. AF control system using ADF.

図4 提案するADFを用いたAF電流制御系

Fig. 4. Proposed ADF-assisted current control system of AF.

変換器の伝達関数と出力時間遅れを、 $R-L$ は結合リアクトルの定数を表す。電流形AFの適応制御では図3の構成をそのまま用いた。電流形AFは線形であり、フィードフォワード形で電流制御ができるからである。電圧形AFはフィードバック制御が必要となる。このため伝達特性が出力電流に依存するという強い非線形性が存在する⁽⁹⁾。

2乗平均誤差の最少化には逆モデルの重みの数に関係し、適応システムの重みの数($=N$: 適応フィルタの次数)を増やすほど2乗平均誤差を小さくできる⁽¹⁰⁾。理想を言えば、適応アルゴリズムの処理に過去、1サイクルにわたる入力信号系列 $[i_c^*(n-k), k=0,1,\dots,N-1]$ を用いるのが好ましい。ただしこの場合 $N=f_s/f$ (f : 目標信号周波数, f_s : サンプル周波数)となる。

しかし現実には、コンピュータによる処理時間が1サンプル期間以内に限定されるので、一サイクルにわたる入力信号系列データを用いることは困難である。実験では数個の最新入力データのみを利用することになる。このような理由から電圧形AFに図3の構成は不相当である。

表1 単相インバータの定数

Table 1. Parameters used for single-phase PWM inverter.

DC supply voltage	$V_{dc}=100[\text{V}]$
output frequency	$f=50.0[\text{Hz}]$
current reference	$I^*=4.0[\text{A}]$
carrier frequency	$f_c=10.0[\text{kHz}]$
sampling frequency	$f_s=10.0[\text{kHz}]$
load	$R=15.2[\Omega]$ $L=69.0[\text{mH}]$
P gain	$K_p=50[\text{V/A}]$
order of ADF	$N=3$
step size parameter	$\mu=2.0 \times 10^{-3}[\text{V/A}^3]$

(a) with P compensator

(b) with P+ADF compensator

図5 目標値が正弦波の場合の電流波形比較

Fig. 5. Current waveforms with a sinusoidal reference.

そこで本論文では二つの補償器で構成する電流制御系を提案する。主補償器にPIを、副補償器にADFを用いる。

インバータの出力電流制御では目標信号に直流成分を含まないので、I補償は省略してよく、実験には図4の構成を利用した。以後この構成をP+ADF補償器と呼ぶ。P補償器のゲインは K_p であり、ADFはP補償器の出力に対し、平均二乗誤差 $e^2(n)$ が最少となるような補正信号を発生する。最少化されるべき電流偏差は

$$e(n) = i_c^*(n) - i_c(n) \quad (4)$$

と定義される。ADFは目標値信号を入力とし、 $e(n)$ に基づいて(2)式で重みを調整し、(1)式で出力信号 $y(n)$ を作成する。二つの信号の和 $K_p e(n) + y(n)$ がコンバータの電圧目標信号となる。これに系統との接続点における端子電圧に対応するフィードフォワード信号 $v^*(n)$ を加えて(図示していない)、コンバータの合成電圧指令ができて上がる。

ADFの過渡応答は原理的に遅い。しかしP補償器がこれを改善するので、図4の構成は図3に比べて迅速な過渡応答を可能にする。この点も実験で確認する。

なお、ADFを用いた電流制御法には江口氏らの論文⁽¹³⁾があり、そこではfiltered-X LMSと呼ばれる特殊な適応アルゴリズムを用いている。filtered-Xアルゴリズムは短い処理時間で高精度な制御が実現できる特長がある。しかし、ADFの入力信号に電流指令値の情報を含むことができない

ため、応答が極めて遅くなるのが問題である。

(2・4) 制御系のパラメータ設計 ADFを用いた制御系では、安定な ADF を設計することが先決事項である。ADF の設計で設計者が決めなければならないパラメータは、フィルタの次数 N とステップサイズパラメータ μ の二つである。一般に N を大きくすれば 2 乗平均誤差は小さくできる⁽¹⁰⁾。一方 μ は安定度を決定し、大きく設定すれば適応フィルタの収束は速いが、安定度が低下するし、残留誤差 (最終的な 2 乗平均誤差) は大きくなる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。従って ADF を電流制御系に利用する場合、 N と μ はできるだけ大きく設定するのが好ましい。しかし現実には、 N を大きく設定すると計算量が膨大になる (乗算が $3N$ 回、和算が $2N$ 回) ことを加味すれば、

- N には計算時間から上限があり、
- μ には系の安定度から上限がある。

これらの条件を踏まえて、筆者は以下のようにパラメータを決定した。

まずサンプリング間隔と計算量を勘案して N を決める。次にシミュレーションによって系の安定度からおおよその μ を決める。最後に実験結果から μ の最終値を決定する。比例ゲインは制御系の安定性にはあまり影響がない。そこで K_p は N と μ を決めた後に、過渡特性、例えば目標値のステップ応答から適値を決定する。

3. 単相 PWM インバータの電流制御

提案した制御法の電流制御性能を確認するために、単相 PWM インバータの実験を行った。負荷は $R-L$ とし、パラメータは表 1 の通り、ユニポーラ PWM 法⁽¹²⁾を用いた。この場合 $100\mu s$ の出力時間遅れが存在する。

P および P+ADF 補償器を用いたときの定常状態の電流波形を図 5(a), (b) で比較した。P のみを用いた場合大きな定常偏差が確認できるが、P+ADF の場合定常偏差はほとんど残らない。なお、平均 2 乗誤差は図の偏差の二乗と考えれば良い。図 6(a), (b) に三角波の目標信号に対する応答を比較した。P+ADF 補償器は非正弦波の目標にも追従できることが確認できる。

次に P+ADF 補償器の過渡特性を調べる。まず目標値突変の実験をした。図 7 は電流指令を $90ms$ において、 $2A$ から $4A$ にステップ的に増加したときの応答である。出力は入力に半サイクル以内 ($10ms$) で追従している。

図 8 は電流指令を $1A$ 一定としてその周波数を $133ms$ において $50Hz$ から $100Hz$ にステップ的に上げたときの応答である。この場合も出力は入力に半サイクル以内 ($10ms$) で追従している。このように P 補償器と ADF とを組み合わせることで目標値はもちろん、目標周波数のステップ変化にも迅速に追従する。紙数の関係で省略したが、負荷のパラメータ突変に対しても迅速な応答ができることを確認している⁽⁸⁾。

以上図 5~8 は P+ADF 補償器の有効性を示している。

(a) with P compensator

(b) with P+ADF compensator

図 6 目標値が三角波の場合の電流波形比較

Fig. 6. Current waveforms with a triangular reference.

図 7 電流目標値のステップ変化に対する応答

Fig. 7. Responses to a step reference change, $I^*=2A$ to $4A$ at $90ms$, with $f^*=50Hz$.

図 8 周波数目標値のステップ変化に対する応答

Fig. 8. Responses to a step frequency reference change, $f^*=50Hz$ to $100Hz$ at $133ms$, with $I^*=1A$.

4. アクティブフィルタの電流制御

図9は三相AFと実験に用いた制御システムである。次の二つの制御ループがある。

- (1) 直流電圧 V_{dc} の制御ループ
- (2) 三相電流 i_{cu} , i_{cv} , i_{cw} の制御ループ

直流電圧制御ループでは、PI 補償器が直流電流指令値をつくる。直流電流指令値は相電圧 e_u と同位相で単位振幅の正弦波 u_u を乗じて V_{dc} 制御のための交流電流指令 i_{dcu} をつくる。同じ手続きで w 相の電流指令 i_{dcw} がつくられる。

電流制御では、二相の負荷電流 i_{Lu} , i_{Lw} を検出しその高調波成分を抽出する。AF の電流指令 i_{cu}^* , i_{cw}^* は負荷電流高調波と逆位相の関係になる。電流制御は u , w 相について P+ADF 補償器で行う。電流 $i_{cu}^* + i_{dcu}$ が u 相の合成電流指令となる。実験装置の定数を表2に示す。ADF の次数は DSP の計算時間の関係から「3」とした。

〈4.1〉 周波数応答 P+ADF 補償器を用いたときの電流制御系の閉ループ伝達関数は次式となる。

$$G_{AF} = \frac{Ge^{-sT}}{GK_p e^{-sT} + R_c + sL_c} \left(K_p + \sum_{k=0}^2 h_k e^{-ksT} \right) \quad (5)$$

上式で R_c , L_c は結合リアクトルの抵抗とインダクタンス、時間遅れは $T=100\mu s$ である。 G_{AF} のボード線図を図10に示す。ただし ADF の重み係数はシミュレーションで求めた、

図9 三相AF、負荷、制御系

Fig. 9. Three phase active filter, load and simplified control system.

表2 三相アクティブフィルタの定数

Table 2. Parameters used for three-phase AF.

AC supply voltage	$E=100[V]$
DC voltage	$V_{dc}=200[V]$
carrier frequency	$f_c=10.0[kHz]$
sampling frequency	$f_s=10.0[kHz]$
coupling reactor	$L_c=10.0[mH]$
DC load	$R_L=13.7[\Omega]$ $L_L=69.0[mH]$
P gain for AF current control	$K_p=100[V/A]$
PI gain for DC voltage control	$K_{pDC}=2[A/V]$ $K_{iDC}=500[A/Vs]$
order of ADF	$N=3$
step size parameter	$\mu=5.0 \times 10^{-4}[V/A^3]$

図10 三相AFの閉ループ伝達関数 G_{AF} のボード線図

Fig. 10. Bode plots of closed-loop transfer function G_{AF} of AF.

$h_0=330V/A$, $h_1=282V/A$, $h_2=233V/A$ を使用し、コンバータの伝達関数は $G=1$ と仮定した。図より、ADF を使用しない場合、出力にかなりの位相遅れが現れる。例えば 500Hz の入力信号に対し出力は 18.3° 遅れる。1000Hz の入力では 38.9° も遅れることになる。対照的に ADF を導入すれば出力の位相遅れは 500Hz 入力では 3.7° , 1000Hz 入力では 10.1° となる。これより ADF による補償特性の改善が期待できる。

〈4.2〉 実験結果 ダイオード整流器の発生する高調波の補償実験を行った。図9に三相ダイオード整流器(負荷電力 1.22kW) を負荷とした AF システムを示す。

P+ADF 補償器を用いたときの電流波形を図11に示す。負荷電流は THD=16.4%であったが、P 補償器を用いると電源電流の THD は 4.23%に、さらに P+ADF 補償器を用いると図11のように 1.98%まで減少した。DSP の計算時間から(2)式の適応アルゴリズムに用いる入力データ数は制限を受ける。このため ADF は高次の高調波の補償には無理があるが、電源電流のスペクトル分析より、5次から17次くらいまでの低次の高調波を補償できることが確認できた。

以上より ADF を AF 制御系に導入する有効性が確認できる。

図 11 チョークインプット形整流器負荷の電流波形
Fig. 11. Current waveforms of AF with diode rectifier load 10A/div., and 5ms/div.

5. むすび

アクティブフィルタにおいて電流制御は極めて重要である。従来、電流制御には三角波比較法を P (あるいは PI) 補償器とともに用いるのが一般的であったが、目標値と補償電流の間に定常的に偏差が存在する欠点があった。本論文ではこの偏差の 2 乗平均を最小化するという観点から、適応デジタル信号処理を電流制御系に導入した。

しかし、適応アルゴリズムの実行に許される時間が極めて短いため、本来必要とされるデータ点数を使用することができなかった。この問題を解決するために、本論文では二つの補償器を組み合わせる適応制御系構成を提案した。すなわち、P(あるいは PI)補償器を主補償器に、適応デジタルフィルタを補助の補償器に利用するものである。

提案した適応制御系の有効性の検証に、単相 PWM インバータと三相アクティブフィルタの実験を行った。実験結果より提案した適応システムは入力データ数が「3」と少ないにもかかわらず、平均 2 乗誤差は最小化され、ステップ的な目標値変動やパラメータ変動に対しても迅速に応答できることが確認できた。紙数の関係で省略したが、この適応制御系は三相 PWM 整流器の電流制御系にもそのまま適用できる。今後は計算時間の短い適応アルゴリズムを用いた適応デジタル信号処理の利用を考えていきたい。

本学在学中に、単相 AF の適応制御を通じて本研究の基礎の構築にご協力いただいた、神谷博文氏 (現在、北海道電力 (株) 勤務) に深甚なる謝意を表します。

(平成 14 年 2 月 22 日受付, 平成 14 年 7 月 31 日再受付)

文 献

(1) D.M. Brod and D.W. Novotny: "Current control of VSI-PWM inverters", *IEEE Trans. Ind. Appln.*, Vol. IA-21, No.4, pp.562-570

(1985-4)

- (2) L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasini: "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feed-forward bandwidth prediction", *IEEE IAS-95*, pp.2633-2640 (1995)
- (3) R. Wu, S.B. Dewan, and G.R. Slemon: "A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency", *IEEE Trans. Ind. Appln.*, Vol. IA-26, No.5, pp.880-885 (1990-5)
- (4) D.G. Holmes and D.A. Martin: "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters", *IEEE IAS-96*, pp.906-913 (1996)
- (5) S. Fukuda and T. Yoda: "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model", *IEEE Trans. Ind. Appln.*, Vol. IA-37, No.3, pp.888-895 (2001-3)
- (6) S. Fukuda and S. Sugawa: "Improvement on active filter performance by employing an adaptive signal processing technique", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.12, pp.1303-1308 (1996-12) (in Japanese)
福田・須川:「適応信号処理を用いたアクティブフィルタの補償特性改善」電学論 D, 116, 12, pp.1303-1308 (1996-12)
- (7) H. Kamiya, S. Nakajima, and S. Fukuda: "Current control of single-phase voltage source active filter using adaptive digital filter", *IEEE IAS*, Vol.1, No.62, (1999) (in Japanese)
神谷・中島・福田:「適応デジタルフィルタを用いた電圧形単相アクティブフィルタの電流制御」, 電気学会産業応用部門全国大会, Vol. I, No. 62, (1999)
- (8) S. Fukuda and H. Kamiya: "Adaptive learning algorithm assisted current control for active filters", *IEEE IAS-01*, (2001)
- (9) W. Zhaoan, T. Matsubara, Y. Murakami, and T. Ise: "Compensation characteristics and dynamics of the active filter for superconducting magnet energy storage", *T. IEE Japan*, Vol.108-D, No.12, pp.1107-1114 (1988-12) (in Japanese)
王・松村・村上・伊瀬:「超電導電力貯蔵用能動形フィルタの高調波補償特性と動特性」, 電学論 D, 108, 12, pp.1107-1114 (1988-12)
- (10) B. Widrow and S.D. Stearns: *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, (1985)
- (11) S. Haykin: *Introduction to Adaptive Filters*, Macmillan publishing, New York, (1984)
- (12) N. Mohan T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics*, John Wiley & Sons, (1995)
- (13) M. Eguchi, H. Kodama, T. Takebayashi, and H. Nakata: "Novel current control method for utility interactive inverter", *IEEE Technical Meeting on Semiconductor power converter*, SPC-97-26, (1997) (in Japanese)
江口・小玉・竹林・中田:「系統連系インバータの電流制御法」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-97-26, (1997)

福田 昭 治

(正員) 1967年北海道大学大学院工学研究科修士課程修了。72年同大学工学部電気工学科助教授。81～83年カナダ Saskatchewan 大学電気工学科にて研究活動。現在、北海道大学大学院工学研究科システム情報工学専攻助教授。PWM 電力変換装置、電力用アクティブフィルタなどの制御に関する研究に従事。工学博士。IEEE Senior Member。

古 川 裕 也

(学生員) 1977年4月13日生。2000年3月北海道大学工学部システム工学科卒業。2002年3月北海道大学大学院工学研究科システム情報工学専攻修士課程終了。同年4月三菱重工業 (株) 入社。現在、同社技術本部名古屋研究所、パワーエレクトロニクス研究室に所属。