

# DSP を用いたスイッチング電源のソフトウェア制御法

竹下 隆晴<sup>†</sup>      臼井 明<sup>†</sup>      松井 信行<sup>†</sup>

Software Controlled Switched-Mode Power Supply Using DSP

Takaharu TAKESHITA<sup>†</sup>, Akira USUI<sup>†</sup>, and Nobuyuki MATSUI<sup>†</sup>

あらまし 本論文では、出力電圧制御のマイナーループとして電流制御系をもつスイッチング電源のソフトウェア制御法について検討している。DSP のソフトウェア上で制御系を構成すると、ソフトウェアの実行時間によるむだ時間制御系となり、そのままでは期待どおりの電流制御特性が得られない。この問題点に対し、本論文では、むだ時間補償のための電流推定法、電流制御の高速応答を実現するための高速電流制御法、電流の制御偏差除去のための入力直流電圧推定法をそれぞれ提案している。この提案法の有効性確認のために DSP ( TMS320C25 ) を用いた試作制御システムにより定格 50 W, 24 V, 2.1 A, スイッチング周波数 140 kHz のスイッチング電源を制御したところ、スイッチング周期の 5 倍の 35.6  $\mu$ s のサンプリング周期の制御系を構成でき、定常時の出力電圧制御誤差 14.5 mV 以下、50/100% の負荷急変時における最大出力電圧制御誤差 60 mV, 出力電圧回復時間 0.8 ms の実験結果が得られ、十分実用に供する特性が得られた。

キーワード スイッチング電源, ソフトウェア制御, DSP, 電流推定, 入力直流電圧推定

## 1. ま え が き

各種システムの直流電源として、広くスイッチング電源が用いられている。スイッチング電源は小形・軽量化のために高周波スイッチングされ、その高速応答制御を実現するために、一般にアナログ回路で制御される。しかしながら、アナログ回路ではオフセットなどの初期調整や、ドリフトによる制御性能低下などの問題点がある。これら問題点の解決のために、スイッチング電源のデジタル制御法の一方法としてハードロジック回路による制御が提案されている [1], [2]。この方法は、高速制御処理実現の点から有利な方法である。一方、DSP などの高速プロセッサのソフトウェア上に制御系を構成する方法が考えられる。この場合、ソフトウェアのフレキシビリティにより負荷状態に応じた制御法の切換えや少量多品種製品の制御回路の共通化などの対応が可能であり、幅広い応用が考えられる。しかし、プロセッサを用いた制御はソフトウェアの実行時間によるむだ時間制御系となり、高速応答制御が要求される制御系の実現は一般に困難とされ、3

相 PWM コンバータの電流制御系を DSP で構成した例は報告されているが [3], [4], スイッチング電源のプロセッサによる制御については報告されていないように思われる。

本論文では、出力電圧制御のマイナーループとして電流制御系をもつスイッチング電源のソフトウェア制御法を提案する。ソフトウェア制御特有のむだ時間を補償するために、スイッチング電源の離散値モデルに基づいた電流推定法を提案し [5], 更に、電流制御の高速応答を実現するために離散値モデルに基づいた高速電流制御法を提案している。また、提案する制御法はスイッチング電源のモデルに基づいているので、入力直流電圧のコントローラ内の設定値と実際値が異なると電流の定常偏差を発生する。この特性改善のために、推定電流と検出電流による入力直流電圧推定法を提案している [6]。

提案制御法の実験確認のために DSP を用いた試作制御システムで定格出力 50 W, 24 V, 2.1 A, スイッチング周波数 140 kHz のスイッチング電源を制御し、十分実用に供する実験結果を得ている。

## 2. 制御システム

### 2.1 制御システムの概要

図 1 は供試スイッチング電源のシステム構成で、

<sup>†</sup> 名古屋工業大学電気情報工学科, 名古屋市  
Department of Electrical and Computer Engineering,  
Nagoya Institute of Technology, Gokiso, Showa, Nagoya-shi,  
466-8555, Japan

主回路にはフォワードコンバータを用いている．交流 100 V を倍電圧整流し，直流電圧  $V_{dc}$  を得ている．FET のスイッチングにより巻数比  $n_T$  のトランス 1 次側を励磁し，2 次側のリアクトル  $L$  とコンデンサ  $C$  により平滑化して出力電圧  $e$  を得ている．出力電圧  $e$  とリアクトル電流  $i$  を検出し，指令出力電圧  $e^*$  (\* は指令値を意味する) 通りの出力電圧  $e$  が得られるようにスイッチング周期  $T$  間の FET の導通時間  $T_{on}^*$  を決める．図 2 は制御系の構成である．指令電圧  $e^*$  と検出電圧  $e$  との電圧誤差  $\Delta e$  に対し PI 演算を施し，指令リアクトル電流  $i^*$  を決める．電流制御部では  $i^*$  と検出電流  $i$  よりスイッチング周期  $T$  間の印加電圧平均値  $v_i^*$  を計算し， $v_i^*$  に相当した FET の導通時間  $T_{on}^*$  を決定する．フォワードコンバータ部では，印加電圧  $v_i^*$  と  $e$  との差によってリアクトル電流  $i$  が決まり， $i$  と負荷電流  $i_L$  との差であるコンデンサ電流  $i_C$  の充放電により出力電圧  $e$  が決まる．図 2 の  $i_C$  から  $e$  への伝達関数における  $r$  はコンデンサ  $C$  の直列抵抗成分である．抵抗成分  $r$  は微小であるが，出力電圧  $e$  の制御特性に影響を与え，後に述べる制御ゲイン決定に際して無視できない値である．

図 3 にスイッチング電源の動作波形の概要を示す．本システムではスイッチング周波数が高く，1 スwitchング周期  $T$  では制御処理が終了しないため，処理

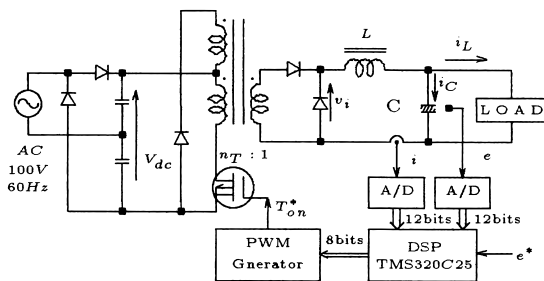


図 1 スイッチング電源のシステム構成

Fig. 1 System configuration of switched-mode power supply.

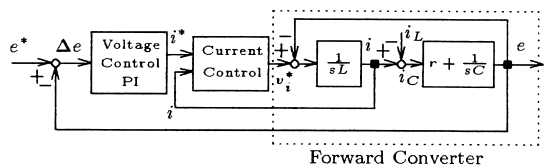


図 2 制御ブロック図

Fig. 2 Control block diagram.

時間が最大のおきにおいてもサンプリング周期内に処理が終了するように 5 スwitchング周期を 1 サンプリング周期  $T_c$  としている．この場合，図 3 に示すように，5 スwitchング周期間は一定の  $T_{on}^*$  が出力される．また同図のようにリアクトル電流  $i$  の連続時には，印加電圧  $v_i$  は FET 導通時に直流電圧  $V (= V_{dc}/n_T)$  となり，非導通時にはダイオードの電圧降下を無視すれば 0 となる．図 4 はサンプル点  $n-1$  と  $n$  間のサンプリング周期  $T_c$  間の制御処理について，検出値と出力の関係を示したものである．このサンプリング周期で出力されるのは，次サンプリング周期  $n$  と  $n+1$  間の  $T_{on}^*(n)$  で，これによりサンプル点  $n+1$  の電流  $i(n+1)$  を制御する．したがって，指令出力電圧  $e^*$  とサンプル点  $n-1$  の検出電圧  $e(n-1)$  から得られる指令電流をサンプル点  $n+1$  の指令電流  $i^*(n+1)$  とし，サンプル点  $n-1$  の検出電流  $i(n-1)$  を用いて  $i^*(n+1)$  と  $i(n+1)$  が一致するように， $n$  と  $n+1$  間の印加電圧平均値  $v_i^*(n)$  を演算し， $v_i^*(n)$  に相当した  $T_{on}^*(n)$  を出力する．

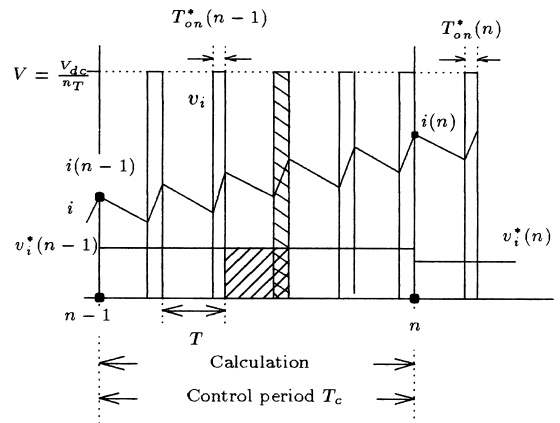


図 3 1 サンプリング周期の動作波形

Fig. 3 Waveforms during one sampling period.

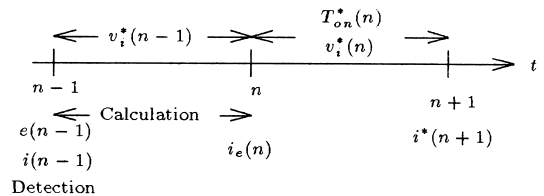


図 4 タイムチャート

Fig. 4 Time chart.

## 2.2 電圧制御法

アナログ制御では電圧制御に PID 制御を用いることも考えられるが、通常ソフトウェア制御では D 制御は後退差分で近似されるので、D 制御により必ずしも良好な特性が得られるとは限らない。そこで、既に説明したように出力電圧  $e$  の制御には PI 制御を用い、指令出力電圧  $e^*$  と検出電圧  $e$  との電圧誤差  $\Delta e$  に式 (1) の PI 演算を施し、指令リアクトル電流  $i^*$  を決定する。

$$i^*(n+1) = K_{vp}\Delta e(n-1) + K_{vi}T_c \sum_{k=0}^{n-1} \Delta e(k) \quad (1)$$

$$\Delta e(n-1) = e^* - e(n-1) \quad (2)$$

ここで、 $K_{vp}$ 、 $K_{vi}$  はそれぞれ電圧制御系の比例、積分ゲインである。

## 3. 電流制御法

処理時間に伴うむだ時間を有するソフトウェア制御系で電流制御系の高速応答をいかに実現するかが重要な問題となる。本論文では (1) むだ時間を有する PI 制御法 (2) むだ時間を補償した PI 制御法 (3) 高速電流制御法の 3 種類の電流制御法について制御特性を検討する。

### 3.1 PI 制御法

最も基本的な電流制御法として式 (3)、(4) に示す PI 制御法がある。

$$v_i^*(n) = K_{ip}\Delta i_2(n) + K_{ii}T_c \sum_{k=0}^n \Delta i_2(k) \quad (3)$$

$$\Delta i_2(n) = i^*(n+1) - i(n-1) \quad (4)$$

ここで、 $K_{ip}$ 、 $K_{ii}$  はそれぞれ電流制御系の比例、積分ゲインである。検出電流  $i(n)$  はサンプル点  $n$  までに得られないので、式 (4) において  $i(n-1)$  が用いられている。したがって、むだ時間系となり、電流制御系の高速応答の実現が困難となり、期待どおりの出力電圧制御特性が得られない。

### 3.2 むだ時間補償した電流制御法

既に述べたように、電流制御系において、むだ時間の除去が制御特性改善の面から望ましい。本節では次サンプル点のリアクトル電流の推定により、むだ時間を補償した PI 電流制御法、更に、より高速な電流制御実現のための高速電流制御法を提案する。

### 3.2.1 リアクトル電流推定法

図 5 は、図 1 に示すフォワードコンバータの 2 次側の等価回路である [7]。同図より次式の電圧方程式が得られる。

$$v_i(t) = L \frac{di(t)}{dt} + e(t) \quad (5)$$

式 (5) をオイラー近似し、サンプル点  $n-1$  と  $n$  の間のサンプル値方程式に書き直すと次式が得られる。

$$v_i(n-1) = \frac{L}{T_c} \{i(n) - i(n-1)\} + e(n-1) \quad (6)$$

ただし、 $v_i(n-1)$  は  $n-1$  と  $n$  間の印加電圧平均値である。式 (6) の  $v_i(n-1)$  を前回のサンプリング周期で決定されたコントローラ内の指令印加電圧平均値  $v_i^*(n-1)$  に置き換えると、推定電流  $i_e(n)$  が次式で得られる。

$$i_e(n) = \frac{T_c}{L} \{v_i^*(n-1) - e(n-1)\} + i(n-1) \quad (7)$$

### 3.2.2 推定電流を用いた PI 制御法

制御処理時間に伴うむだ時間を補償するために、式 (7) の推定電流  $i_e(n)$  を用いて、PI 電流制御式を、

$$v_i^*(n) = K_{ip}\Delta i_1(n) + K_{ii}T_c \sum_{k=0}^n \Delta i_1(k) \quad (8)$$

$$\Delta i_1(n) = i^*(n+1) - i_e(n) \quad (9)$$

と構成でき、電流制御特性の改善が期待される。

### 3.2.3 高速電流制御法

より高速な電流制御系の構成のために、スイッチング電源のサンプル値方程式に基づいてサンプル点ごとに指令値どおりの実電流を実現する高速電流制御法を提案する。式 (6) は印加電圧  $v_i(n-1)$  と次サンプル点の電流  $i(n)$  の応答とみなせ、この関係から指令電

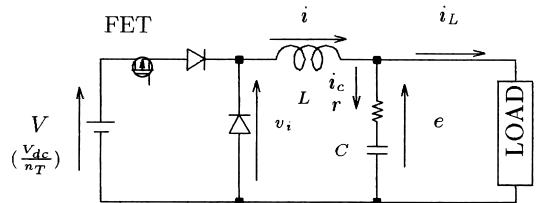


図5 フォワードコンバータの等価回路  
Fig.5 Equivalent circuit of forward converter.

流  $i^*(n+1)$  に  $i(n+1)$  を一致させるための指令印加電圧  $v_i^*(n)$  は以下のようにして得られる．式 (6) を 1 サンプル進め， $i(n+1)$  を指令電流  $i^*(n+1)$  で， $i(n)$  を式 (7) の推定電流  $i_e(n)$  でそれぞれ置き換え， $e(n) \simeq e(n-1)$  の近似を用いて指令印加電圧  $v_i^*(n)$  を次式で与える．

$$v_i^*(n) = \frac{L}{T_c} \{i^*(n+1) - i_e(n)\} + e(n-1) \quad (10)$$

### 3.3 時比率の計算

電流制御系で決定されたスイッチング周期  $T$  間の印加電圧平均値  $v_i^*(n)$  から FET の導通時間  $T_{on}^*(n)$  を求める計算法について説明する．直流電圧  $V$  に対するコントローラ内の設定値を  $V_e$  と記すと，スイッチング周期  $T$  間の印加電圧平均値  $v_i^*(n)$  に相当した  $T_{on}^*(n)$  は，

$$T_{on}^*(n) = \frac{T}{V_e(n)} v_i^*(n) \quad (11)$$

と計算できる．このとき， $T_{on}^*(n)$  による実際の印加電圧平均値  $v_i(n)$  は次式で与えられる．

$$v_i(n) = \frac{V(n)}{T} T_{on}^*(n) \quad (12)$$

### 3.4 入力直流電圧推定法

本制御法においては図 5 の等価回路の入力直流電圧  $V$  は一定と仮定しているが，実際には  $V$  は整流に伴う電源の 2 倍周波数成分を含み，また交流電圧実効値の変化により  $V$  の大きさが変化する．この結果，式 (11) の  $V_e$  が実際の  $V$  と異なり， $v_i^*$  に相当した正確な  $T_{on}^*$  が計算されないために，電流の脈動や定常偏差が発生するなどの電流制御特性の低下を引き起こす．この特性改善のために入力直流電圧  $V$  の推定法を提案する．式 (6) を  $i(n)$  について解き，式 (12) を代入すると実際のコンバータの実電流  $i(n)$  と直流電圧  $V(n-1)$  との関係が次式で得られる．

$$i(n) = i(n-1) + \frac{T_c}{L} \left\{ \frac{T_{on}^*(n-1)}{T} V(n-1) - e(n-1) \right\} \quad (13)$$

一方，式 (7) の推定電流  $i_e(n)$  に式 (11) を代入して，コントローラ内の推定電流  $i_e(n)$  と推定直流電圧

$V_e(n-1)$  の関係が次式で得られる．

$$i_e(n) = i(n-1) + \frac{T_c}{L} \left\{ \frac{T_{on}^*(n-1)}{T} V_e(n-1) - e(n-1) \right\} \quad (14)$$

実際の入力直流電圧  $V(n-1)$  と推定値  $V_e(n-1)$  との推定誤差  $\Delta V$  は電流推定誤差  $\Delta i_e(n)$

$$\Delta i_e(n) = i(n) - i_e(n) \quad (15)$$

を用いて，式 (13)，(14) より次式で得られる．

$$\begin{aligned} \Delta V(n-1) &= V(n-1) - V_e(n-1) \\ &= \frac{TL}{T_c T_{on}^*(n-1)} \Delta i_e(n) \end{aligned} \quad (16)$$

式 (16) より，電圧推定誤差  $\Delta V$  は電流推定誤差  $\Delta i_e$  に比例するので  $\Delta i_e$  を用いて入力直流電圧を推定できる．ここでは，式 (11) の計算において処理時間のかかる除算を避けるために， $T/V_e$  を直接推定する方法を提案する．実際の  $T/V$  とコントローラ内の推定値  $T/V_e$  との推定誤差を  $\Delta C_v$  とすると，式 (16) を用いて次式の近似式が得られる．

$$\begin{aligned} \Delta C_v(n-1) &= \frac{T}{V(n-1)} - \frac{T}{V_e(n-1)} \\ &\simeq -\frac{T}{V^2} \Delta V(n-1) \\ &= -\frac{T^2 L}{V^2 T_c T_{on}^*(n-1)} \Delta i_e(n) \end{aligned} \quad (17)$$

式 (17) から明らかなように， $\Delta i_e(n)$  より  $\Delta C_v$  の情報が得られるので，図 6 に示すように，推定ゲイン  $K_s$  を用いて，推定値  $T/V_e$  を，

$$\frac{T}{V_e(n)} = \frac{T}{V_e(n-1)} - K_s \Delta i_e(n) \quad (18)$$

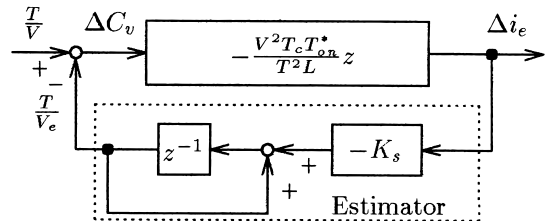


図6 入力直流電圧推定のブロック線図

Fig. 6 Block diagram for input dc voltage estimation.

と計算できる．入力直流電圧  $V$  の主な変動成分は整流に伴う電源の 2 倍周波数成分であり，高速な推定は要求されないで， $T_{on}^*$ ,  $V$  が一定値ではないことを考慮しても十分安定な推定ゲイン  $K_s$  を選定できる．

### 3.5 リアクトル電流不連続時の制御法

提案法では，リアクトル電流が連続であることを前提に理論展開しているのので，リアクトル電流不連続時には制御法を変更しなければならない．図 7 の実線の波形はリアクトル電流不連続時の印加電圧  $v_i$  とリアクトル電流  $i$  である． $i \neq 0$  では FET の導通，非導通に伴い  $v_i$  の瞬時値はそれぞれ  $V$ ,  $0$  となるが，電流不連続，すなわち  $i = 0$  の状態では  $v_i = e$  となる．したがって， $i = 0$  の状態を考慮して  $T_{on}^*(n)$  を決定しなければならない．

図 7 の破線で示した波形は連続・不連続境界時の波形で， $i_s$  はこのときのリアクトル電流のピーク値である．直流電圧  $V$ ，出力電圧  $e$  がともに一定値であるとすれば，式 (5) に基づいて  $i_s$  は，

$$i_s = \frac{eT(V - e)}{LV} \quad (19)$$

と得られる．コントローラは指令電流  $i^*(n+1)$  と  $i_s$  の大小関係により連続・不連続を判断し，制御法を切り換える．

不連続時に指令電流  $i^*(n+1)$  通りのリアクトル電流を実現するための  $T_{on}^*(n)$  は，式 (5)，(19) を用いて，

$$T_{on}^*(n) = \frac{L}{V - e} i^*(n+1)$$

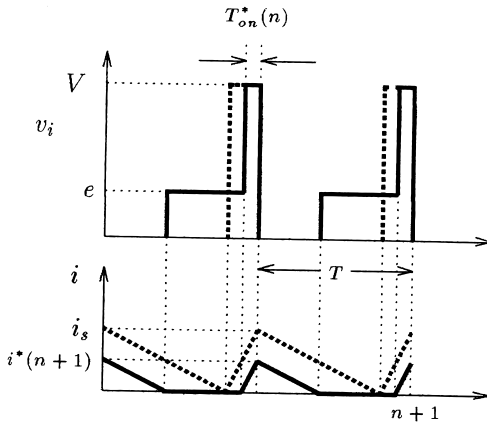


図 7 電流不連続時の  $i$  と  $v_i$  の波形  
Fig. 7  $i$  and  $v_i$  waveforms under discontinuous current mode.

$$= \frac{T}{V} \frac{e}{i_s} i^*(n+1) \quad (20)$$

と得られる．そこで，コントローラ内では，指令電圧  $v_i^*(n)$  を，

$$v_i^*(n) = \frac{e}{i_s} i^*(n+1) \quad (21)$$

と計算し，式 (11) により  $T_{on}^*(n)$  を決定する．ただし，電流不連続時には式 (18) の  $T/V_e$  の推定は行わないので，不連続になる直前の  $T/V_e$  が用いられる．

## 4. ゲインの設計

### 4.1 電圧制御系の PI ゲインの設計

図 8 にサンプル遅れを無視したときの電圧制御系のブロック線図を示す．このブロック線図で電流制御系の伝達関数を 1 と仮定すると式 (22) の電圧制御系閉ループ伝達関数  $G_v(s)$  が得られる．

$$G_v(s) = \frac{CrK_{vp}s^2 + (K_{vp} + CrK_{vi})s + K_{vi}}{C(1 + rK_{vp})s^2 + (K_{vp} + CrK_{vi})s + K_{vi}} \quad (22)$$

式 (22) の電圧制御系のゲイン  $K_{vp}$ ,  $K_{vi}$  は，固有角周波数  $\omega_{vn}$ ，減衰係数  $\zeta_v$

$$\left. \begin{aligned} \omega_{vn} &= \sqrt{\frac{K_{vi}}{C(1 + rK_{vp})}} \\ \zeta_v &= \frac{CrK_{vi} + K_{vp}}{2\sqrt{CK_{vi}(1 + rK_{vp})}} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

から決定できる．ただし，式 (22)，(23) においてコンデンサ  $C$  の抵抗成分  $r$  は微小であるが， $1 \gg rK_{vp}$ ， $CrK_{vi} \ll K_{vp}$  の関係が成立しないので考慮している．

### 4.2 電流制御系の PI ゲインの設計

図 9 にサンプル遅れと電流推定を無視したときの電流制御系のブロック線図を示す．このブロック線図より電流制御系の閉ループ伝達関数  $G_i(s)$  は式 (24) で記せる．

$$G_i(s) = \frac{K_{ip}s + K_{ii}}{Ls^2 + K_{ip}s + K_{ii}} \quad (24)$$

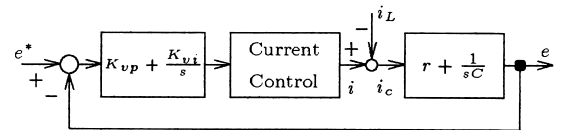


図 8 電圧制御系のブロック線図  
Fig. 8 Block diagram of voltage control system.

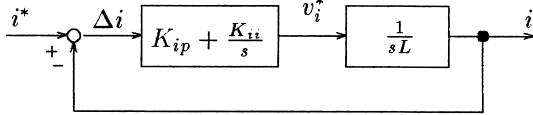


図9 電流制御系のブロック線図

Fig. 9 Block diagram of current control system.

電圧制御と同様に，電流制御系の固有角周波数  $\omega_{in}$ ，減衰係数  $\zeta_{in}$  を用いるとゲイン  $K_{ip}$ ， $K_{ii}$  は次式で記せる．

$$K_{ip} = 2L\omega_{in}\zeta_{in}, \quad K_{ii} = L\omega_{in}^2 \quad (25)$$

## 5. システム構成

表1は図1の出力24V，2.1A，スイッチング周波数140kHzの供試スイッチング電源の仕様である．ここで，出力フィルタ  $C$ ， $L$  は，コンデンサの抵抗成分  $r$  を考慮しても出力電圧リップルが16mV以下になるように設計されている．コントローラにはTI社の固定小数点DSP（TMS320C25）を用い，サンプリング周期  $T_c$  はスイッチング周期  $T = 7.125\mu\text{s}$  の5倍の  $35.625\mu\text{s}$  としている．出力電圧  $e$  及びリアクトル電流  $i$  の検出にはそれぞれ分圧抵抗及びホールCT素子（LEM Module LA50-P）を用い，12ビットA/Dコンバータ（ANALOG DEVICES製AD578J）を介してデジタル量として検出している．またPWM発生回路はスイッチング周期  $T$  を228分割して31.25ns/bitのパルス分解能を得ている．演算処理時間についてみると，従来の式(3)のPI演算に  $2.0\mu\text{s}$  かかり，これに対して，提案している式(7)の電流推定，式(10)の高速電流制御法，式(18)の直流電圧推定法の処理時間はそれぞれ，1.2，1.3，1.6  $\mu\text{s}$  である．したがって，PI演算に比較し本提案法の処理時間の増加は2.1  $\mu\text{s}$  であり，これはサンプリング周期  $T_c$  のわずか6%程度となっている．なお，各PIゲイン選定については，与えた固有角周波数と減衰係数から式(22)～(25)を用いてゲインを計算し，実験的に安定な範囲でできる限り高い周波数特性が得られるように決定した．その結果，電圧制御系のPIゲインは，電流制御系にPI制御を用いたときには，固有角周波数  $\omega_{vn} = 2\pi \times 1,200\text{rad/s}$ ， $\zeta_v = 0.5$  ( $K_{vp} = 8.25\text{S}$ ， $K_{vi} = 136,104\text{S/s}$ )，高速電流制御法を用いたときには  $\omega_{vn} = 2\pi \times 1,400\text{rad/s}$ ， $\zeta_v = 0.5$  ( $K_{vp} = 7.56\text{S}$ ， $K_{vi} = 181,406\text{S/s}$ ) とそれぞれ設計している．また電流制御系のPIゲインは，

表1 スwitchング電源の仕様

Table 1 Specifications of switched-mode power supply.

定格入力電圧	100 V
定格出力電圧	24 V
定格出力電流	2.1 A
スイッチング周波数	140.35 kHz
スイッチング周期 $T$	7.125 $\mu\text{s}$
サンプリング周期 $T_c$	35.625 $\mu\text{s}$
リアクトル $L$	306 $\mu\text{H}$
コンデンサ $C$	1,800 $\mu\text{F}$
抵抗成分 $r$	0.04 $\Omega$
巻数比 $n_T$	3
リアクトル電流分解能	0.854 mA/bit
出力電圧分解能	7.27 mV/bit
PWMパルス分解能	31.25 ns/bit
電流推定ゲイン $K_s$	18.14 ns/ $\Omega$

$\omega_{in} = 2\pi \times 3,000\text{rad/s}$ ， $\zeta_i = 1$  ( $K_{ip} = 11.54\Omega$ ， $K_{ii} = 10,8724\Omega/\text{s}$ ) に設計している．

## 6. 実験結果

### 6.1 各電流制御法による特性比較

#### 6.1.1 PI制御法

図10～図12には，電流制御系にむだ時間を有するPI制御，むだ時間を補償したPI制御，高速電流制御をそれぞれ用いたときの定格負荷時におけるコントローラ内の出力電圧検出値  $e$ ，リアクトル電流指令値  $i^*$ ，リアクトル電流検出値  $i$  の実験波形を示している．なお，電源電圧には60Hz，100Vの交流電源を使用し，式(11)の  $T/V_e$  は一定値を設定した場合である．また，過電流保護のために指令電流  $i^*$  に対して2.48Aのリミタを設けている．

図10のむだ時間を有するPI制御を用いた特性では，電流制御系のむだ時間のためにリアクトル電流  $i$  は指令電流  $i^*$  通りに制御されず，高周波で脈動し，このため出力電圧  $e$  も脈動している．

図11のむだ時間を補償したPI制御を用いた特性では，出力電圧  $e$  は指令値  $e^*$  (24V) 通りに制御され，出力電圧  $e$  の制御誤差は最大21.8mVで，電圧検出器の分解能 (7.27mV/bit) のわずか3倍の値となっている．指令電流  $i^*$  と検出電流  $i$  との間に制御誤差が存在するが，これは3.4で述べたように，コントローラでは入力直流電圧  $V$  を一定値  $V_e$  として扱っているが，実際の  $V$  は電源周波数の2倍の120Hzで脈動するためである．しかしながら電圧制御系の固有角周波数  $\omega_{vn}$  を  $2\pi \times 1,200\text{rad/s}$  に設定しているために，出力電圧  $e$  には電流制御系の誤差の影響は現れて

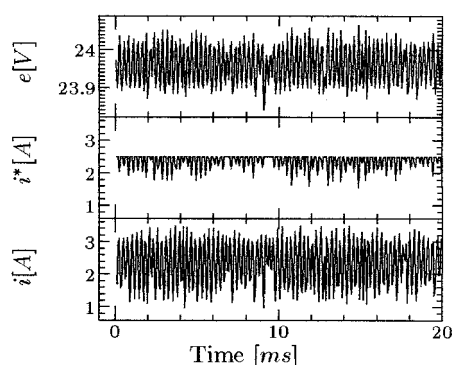


図 10 むだ時間を有する PI 制御時の特性  
Fig. 10 Characteristics using PI control with dead time.

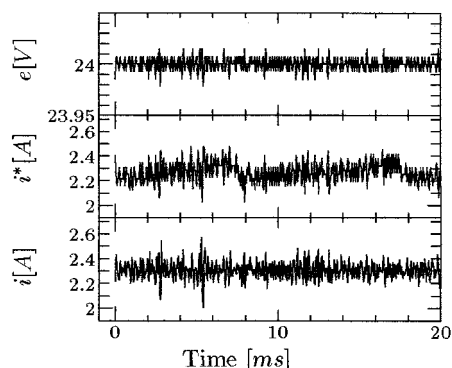


図 11 むだ時間を補償した PI 制御時の特性  
Fig. 11 Characteristics using PI control with dead time compensation.

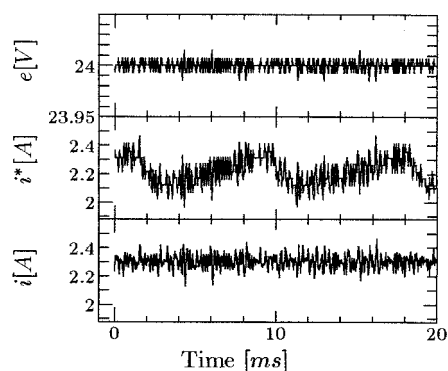


図 12 高速電流制御時の特性  
Fig. 12 Characteristics using high performance current control.

いない。

図 12 の高速電流制御を用いた特性では、出力電圧  $e$  の制御誤差は最大 14.5 mV であり、図 11 のむだ時間を補償した PI 制御法に比較して改善されている。しかしながら、図 12 の指令電流  $i^*$  と検出電流  $i$  の誤差は図 11 のむだ時間補償をした PI 制御法に比較して増大している。高速電流制御法は、むだ時間を補償した PI 制御法に比較して入力直流電圧誤差の影響を受けやすいことがわかる。

## 6.2 直流電圧推定による特性改善

図 13、図 14 は、図 12 の高速電流制御法を用いた実験で、入力交流電圧を定格値 100 V に対して  $\pm 15\%$  変化させた場合の動作波形である。図 13 では、入力交流電圧が 85 V と低いため電流の定常偏差が現

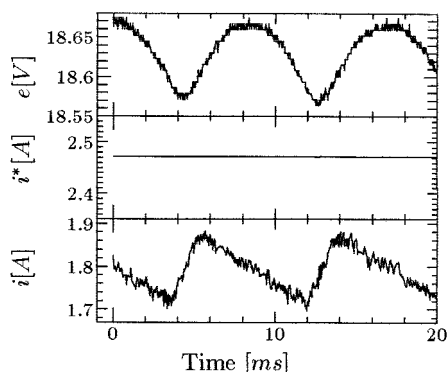


図 13 入力 85 V 時の特性 (直流電圧推定なし)  
Fig. 13 Characteristics for input voltage 85 V without dc voltage estimation.

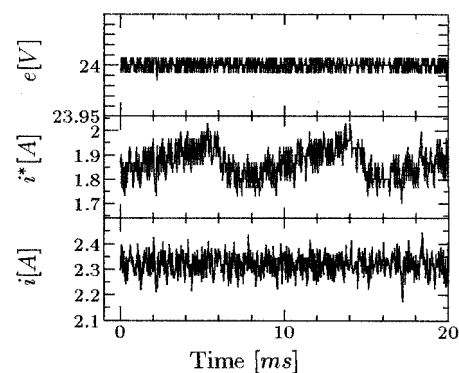


図 14 入力 115 V 時の特性 (直流電圧推定なし)  
Fig. 14 Characteristics for input voltage 115 V without dc voltage estimation.

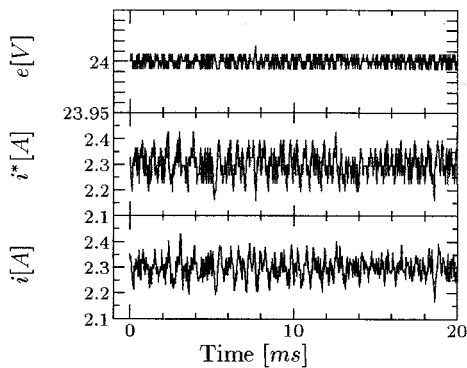


図 15 入力 85 V 時の特性 (直流電圧推定あり)  
Fig. 15 Characteristics for input voltage 85 V with dc voltage estimation.

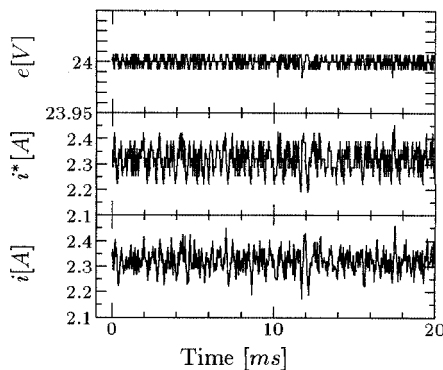


図 16 入力 115 V 時の特性 (直流電圧推定あり)  
Fig. 16 Characteristics for input voltage 115 V with dc voltage estimation.

生し、指令電流  $i^*$  はリミタ値 2.48 A に達しているが、検出電流  $i$  は 1.8 A 程度となり、出力電圧  $e$  は指令値  $e^*$  の 24 V まで上昇しない。一方、図 14 では入力交流電圧が 115 V と高いために検出電流  $i$  は定格値 2.3 A となっているが、指令電流  $i^*$  は 1.9 A 程度と低く、電流の定常偏差が残っている。

図 15、図 16 はそれぞれ図 13、図 14 に対して式 (18) の入力直流電圧推定を実行した特性である。同図より、入力直流電圧推定により、指令電流  $i^*$  と検出電流  $i$  は一致し、出力電圧  $e$  も良好な特性が得られている。

### 6.3 電流不連続時の制御法の実験結果

図 17 に電流不連続時の特性として無負荷時の定常特性を示す。同図から明らかなように、出力電圧  $e$  は

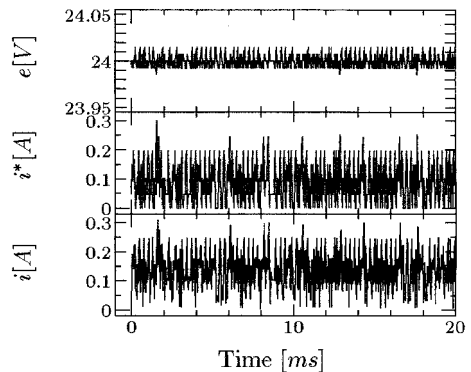


図 17 電流不連続時の特性  
Fig. 17 Characteristics under discontinuous current mode.

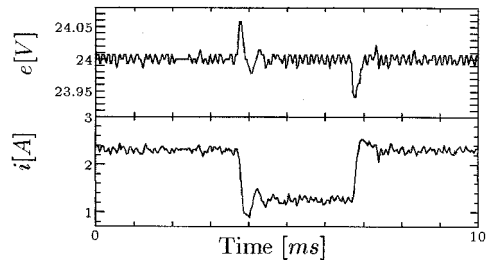


図 18 50/100% 負荷急変時の特性  
Fig. 18 Characteristics under load change between 100 and 50%.

指令値 24 V に対して 14.5 mV 以内の誤差で制御でき、安定な制御特性が得られている。

### 6.4 負荷急変時の過渡応答性の実験結果

図 18 は高速電流制御法を用い、負荷電流を立ち上り時間  $50 \mu\text{s}$  でそれぞれ 100% から 50%、50% から 100% に急変させたときの出力電圧  $e$  とリアクトル電流  $i$  の波形である。同図より、負荷急変時の出力電圧  $e$  の制御誤差は最大 60 mV で、定格電圧の 0.3% 以内に抑えられている。また、出力電圧  $e$  の定常状態 (制御誤差 14.8 mV) への回復時間は 0.8 ms 以下である。

## 7. む す び

本論文では、DSP を用いたスイッチング電源のソフトウェア制御法を扱っている。高速応答制御が要求される電流制御系のむだ時間補償のための電流推定法、電流制御の高応答を実現するための高速電流制御法、電流の制御偏差除去のための入力直流電圧推定法を提



案している。DSP ( TMS320C25 ) を用いて制御系を構成したところ  $35.6 \mu\text{s}$  のサンプリング周期を実現できた。この試作制御システムで定格  $50 \text{ W}$  ,  $24 \text{ V}$  ,  $2.1 \text{ A}$  , スwitchング周波数  $140 \text{ kHz}$  のスイッチング電源を制御した結果、定常時の出力電圧制御誤差を  $14.5 \text{ mV}$  以下にでき、 $50/100\%$  の負荷急変時において最大出力電圧制御誤差  $60 \text{ mV}$  , 出力電圧回復時間  $0.8 \text{ ms}$  の実験特性が得られた。

謝辞 本研究のシステム作成に協力いただいた名古屋工業大学大学院博士前期課程藤原 勲氏 ( 現、株式会社明電舎 ) , また本研究の遂行にあたり貴重な御意見をいただいた TDK 株式会社応用製品研究所 ( 故 ) 平山弘三氏、前山繁隆氏、三浦幸一郎氏に感謝の意を表します。

#### 文 献

- [1] 松尾博文, “スイッチング電源のデジタル制御,” '91 スwitchング電源システムシンポジウム, S6-3, pp.1-11, 1991.
- [2] 三浦泰弘, 中尾洋一, 佐々木正博, 黒川不二雄, 松尾博文, “DC-DC コンバータのための汎用デジタル PWM および PFM 制御回路について,” 平 9 信学総全大 B-9-27, p.504, 1997.
- [3] 竹下隆晴, 岩崎 誠, 松井信行, “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 ), vol.107, no.11, pp.1339-1346, Nov. 1987.
- [4] 伊東洋一, 岩田 誠, 河内祥一, “DSP による三相 UPS 用インバータの制御,” 平 4 電学産業応用部門全大, 79, pp.304-309, 1992.
- [5] 藤原 勲, 竹下隆晴, 松井信行, “スイッチング電源のデジタル制御の一方式,” 信学技報, PE94-2, pp.9-16, 1994.
- [6] 臼井 明, 竹下隆晴, 松井信行, 前山繁隆, 三浦幸一郎, “デジタル制御スイッチング電源の一方式,” 信学技報, EE97-7, pp.45-50, 1997.
- [7] 原田耕介, 二宮 保, 顧 文建, “スイッチングコンバータの基礎,” 2 章, pp.24-40, コロナ社, 1992.

( 平成 9 年 10 月 6 日受付, 10 年 6 月 29 日再受付 )



臼井 明 ( 学生員 )

平 9 名工大・工・電気情報卒。同年 4 月同大大学院博士前期課程電気情報工学専攻入学、現在に至る。スイッチング電源のソフトウェア制御及び PM 同期電動機の位置センサレス制御の研究に従事。電気学会会員。



松井 信行 ( 正員 )

昭 43 名工大大学院修士課程了。同年 4 月同大助手、講師、助教授を経て、昭 60・4 月同電気情報工学科教授、現在に至る。工博。パワーエレクトロニクス及びモーションコントロールの研究と教育に従事。電気学会、計測自動制御学会、ロボット学会、

IEEE 各会員。



竹下 隆晴 ( 正員 )

昭 59 名工大大学院修士課程了。同年 4 月岐阜高専助手。平 3・4 月名工大・電気情報講師、平 6・4 月同助教授、現在に至る。工博。交流電動機及び整流回路のプロセッサ制御の研究に従事。電気学会、計測自動制御学会、IEEE 各会員。