

# 高性能スイッチング電源に対するデジタル電圧・電流制御パラメータ決定に関する検討

田本 貞治<sup>†</sup>

曾禰 元隆<sup>††</sup>

竹田 史章<sup>†††</sup>

Study on Decision of Digital Voltage-Current Control Parameters for a High Accurate Switching Converter

Sadaharu TAMOTO<sup>†</sup>, Mototaka SONE<sup>††</sup>, and Fumiaki TAKEDA<sup>†††</sup>

あらまし 本論文は、スイッチング電源をデジタル制御により、電圧・電流制御法を用いて高精度の定電圧電源を実現する方法を示している。デジタル制御スイッチング電源においては、制御パラメータ決定法が十分確立しておらず、種々の方法が提案されている段階であり、思考錯誤によるチューニングが必要である。本論文では、このパラメータ決定の一方法として、スイッチング電源回路とコントローラによる閉ループ特性を、制御性を示す帯域幅から決定した二次遅れの参照モデルに一致させる部分的モデルマッチングを提案している。この方法を用いると、帯域幅の決定により一義的に制御パラメータが決定でき、チューニングが簡素化される。制御パラメータと出力特性の関係をシミュレーションと実験により確認し、得られた特性を活用した部分的モデルマッチングにより最適なパラメータを求めることができ、十分実用的であることが示されている。

キーワード スwitchング電源、デジタル制御、電圧・電流制御

## 1. ま え が き

スイッチング電源は、小形・軽量・高効率により各種機器の電源として使用され、その用途は広範囲に及んでいる。これらの電源の制御回路は、用途に応じた専用のアナログ制御 IC が使用され、リチウムイオン電池に代表される高性能二次電池を充電するような高精度を必要とする電源でも十分な性能が得られている [1], [2]。しかし、一定な電圧を出力する電源であれば特に問題はないが、状況に応じて出力電圧の変更や出力を ON-OFF する電源の場合、アナログ制御では回路が複雑になり、現在はマイコンとの組合せにより目的を達成している [3]。

一方デジタル制御は、ソフトウェアで制御するため出力電圧の変更が容易であり、回路も簡素化される。

また、アナログ制御で問題となる温度ドリフトや経年変化が少ないため、高精度電源の要件を備えている。しかし、デジタル制御では種々の制御法が提案されている段階である。これらの制御法は、必要な性能を得るための制御パラメータ決定が思考錯誤であり、最適な制御性能が得られるまでに多くの時間が必要である [4] ~ [6]。

このような中で、比較的容易に高精度が得られる制御法として、リアクタ電流と出力電圧をフィードバックし、電圧コントローラと電流コントローラを直列に実装し、電圧と電流の二重ループで制御する方法（以降電圧・電流制御法と称す）[7] が知られており、デジタル制御の適用も報告されている [8]。この制御法を適用した文献 [8] では、閉ループの固有周波数と減衰比からパラメータ決定が試みられており、思考錯誤を簡素化する方法として有効であるが、パラメータの導出過程が示されていないため実用化に対しては更なる研究が期待される。

本論文では、電圧・電流制御法を適用したデジタル制御電源におけるパラメータ決定法として、電源回路と PI コントローラによる閉ループ特性を、文献 [8]

<sup>†</sup> ユタカ電機製作所, 東京都

Yutaka Electric Mfg. Co., Ltd., Tokyo, 141-0031 Japan

<sup>††</sup> DSP 応用技術研究所, 川崎市

DSP Technical Applications Research Center, Kawasaki-shi, 213-0001 Japan

<sup>†††</sup> 高知工科大学, 香美市

Kochi University of Technology, Kami-shi, 782-8502 Japan

の固有周波数の代わりに、制御性が直感的に分かる帯域幅により決定した二次遅れの参照モデルに一致させる部分的モデルマッチングを提案している．部分的モデルマッチングを適用するにあたり電源の制御性の検討を行い、外乱に対する出力電圧変動を示す閉ループ伝達関数を導出し、シミュレーションと実機試験により、本論文が検討した制御理論の正当性を検証し良好な結果を得ている．更に、電圧・電流制御法では、安定性に関して電圧制御と電流制御を個別に検討可能であり、コントローラのパラメータの広範囲な変化に対して安定であることを示している．電圧・電流制御法に部分的モデルマッチングを適用すると、電圧・電流コントローラのパラメータを決定しなければならないが、外乱に対して望ましい応答を得るパラメータを一度に検討することは困難であるため、電圧制御と電流制御に個別に部分的モデルマッチングを適用し、その出力特性を検討している．その結果、個別に部分的モデルマッチングを適用しても、望ましい出力性能を求めることが可能であり、得られた結果は本論文が目標とする高精度電源の仕様を満足している．

## 2. 対象電源回路と仕様

本論文では、ディジタル制御を用いたスイッチング電源に、出力電圧とリアクタ電流をフィードバックし二重ループで制御する電圧・電流制御法を適用し、リチウムイオン二次電池を定電圧充電可能な高精度の出力特性が得られる制御パラメータの決定法を確立することを目的とする．一般的にスイッチング電源の制御に関する出力特性の評価項目は、①入力電圧と負荷の変動に対する出力電圧精度、②商用周波数成分のリプル電圧圧縮、③負荷変動に対する過渡変動電圧が考えられる．本研究の対象である高精度電源では①と②が重要であり、③は必須ではないが過渡変動は少ない方が望ましいので検討に加え、これら进行评估して制御パラメータ決定の有効性を検討する．

本研究では、小容量から大容量まで実現でき、安定した電流制御が行えるフォワードコンバータを研究対象とし、図 1 (a) にその電源回路を示す．特に、②のリプル電圧の評価ができるように、入力に整流回路を加えた AC-DC コンバータとしている．表 1 (a) の仕様に示すように、リチウムイオン電池を定電圧充電可能な高精度で低リプル電圧の電源である．電源回路の構成部品の詳細を表 1 (b) に示し、おおむねアナログ制御電源と同等な設計により得られた値であり、ディ

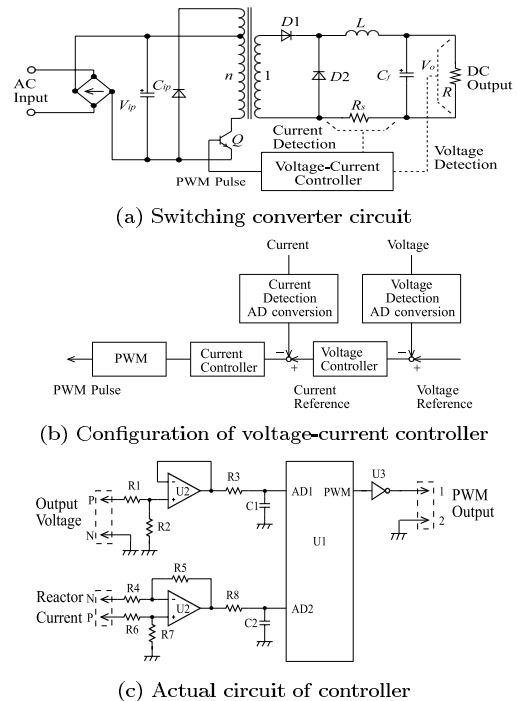


図 1 スイッチング電源回路

Fig. 1 Switching converter.

ジタル制御であっても電源回路はアナログ制御と変わらない．

制御は図 1 (b) のブロック図のように、電圧・電流制御法を適用する．まず、出力電圧を検出し A-D 変換器により数値化し、基準電圧との差を計算して誤差電圧を求め、それをディジタル演算し結果を電流指令とする．次に、リアクタ電流を検出抵抗  $R_s$  の両端電圧から検出して A-D 変換器により数値化し、電流指令との差を計算して誤差電流を求め、それをディジタル演算し結果を PWM にて時比率に変換し、スイッチングトランジスタを ON-OFF 制御する．

図 1 (c) に具体的な制御回路と表 1 (c) に制御のハードウェア仕様を示す．この回路では、高速 A-D 変換器、高速高分解能の PWM 等の周辺回路が内蔵された電源制御用の DSP を使用し、簡素な回路と少ないソフトウェア負担でディジタル電源を実現する．特に、この DSP では PWM と連動したタイマにより、正確に指定したタイミングでサンプルホールドできる．その結果、平均リアクタ電流であるスイッチングパルス幅の 1/2 の点の電流値を A-D 変換することが可能であり、リアクタ電流に含まれるリプル電流によるサン

表 1 スイッチング電源の仕様と構成部品

Table 1 Specifications and components of switching converter.

(a) Input and output specifications

Rated input voltage	AC 100 V
Rated output voltage	DC 15 V
Output current	DC 2 A max
Output voltage stability	DC 15 V $\pm$ 0.1%
Output voltage ripple	50 mVp-p

(b) Components of converter

Input capacitor ( $C_{ip}$ )	220 $\mu$ F
Switching transistor ( $Q$ )	2SK2370
Equivalent transistor resistance ( $r_q$ )	0.1 $\Omega$
Transformer winding ratio ( $n$ )	94/32
Transformer primary resistance ( $r_{t1}$ )	0.262 $\Omega$
Transformer secondary resistance ( $r_{t2}$ )	0.035 $\Omega$
Diode ( $D1, 2$ )	YG911S2R
Equivalent diode resistance ( $r_d$ )	0.05 $\Omega$
Filter reactor ( $L$ )	1.2 mH
Filter reactor resistance ( $r_L$ )	0.165 $\Omega$
Filter capacitor ( $C_f$ )	330 $\mu$ F $\times$ 2
Parasitic resistance of $C_f$ (ESR) ( $r_c$ )	0.05/2 $\Omega$
Current detection resistor ( $R_s$ )	0.5 $\Omega$
Load ( $R$ )	7.5 $\Omega$

(c) Hardware specifications of digital controller

Processor	TMS320F2808
Processor clock	100 MHz
Analog to digital converter	12 bit
Analog input voltage	3 V
Sampling frequency	48 kHz
Switching frequency	48 kHz

プル値のばらつきを抑制できる．また，出力電圧とリアクタ電流は，A-D 変換器の入力に対応した電圧にオペアンプを用いて分圧と増幅を行っている．本研究の対象は高精度電源であるので，温度ドリフトが少なく安定性が良好であることが望まれる．そのため，電流検出抵抗  $R_s$  の値を小さくし電流検出電圧値が小さくなると，オペアンプの増幅比率が大きくなり温度ドリフトやノイズ等の影響を受け電流変換精度が悪化する．そこで，電流検出電圧を比較的大きな値としアナログ電源より電流検出抵抗値は大きくしている．

### 3. 提案制御法

#### 3.1 対象電源回路のモデル化

制御パラメータと出力性能の関係を明らかにして，最適な制御パラメータを得る方法を検討するためには，まずスイッチング電源回路の特性を理解する必要がある．図 1 (a) の電源回路をモデル化した等価回路を図 2 に示し，その回路定数は表 1 (b) を適用する．この回路では，トランスの一次回路を二次に換算し，入力電圧  $v_i$  と入力抵抗  $r_i$  は， $v_i = V_{ip}/n$ ，

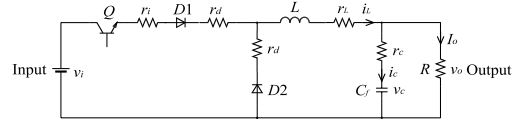


図 2 スイッチング電源の等価回路

Fig. 2 Equivalent circuit of switching converter.

$r_i = (r_q + r_{t1})/n^2 + r_{t2}$  の関係となる．

図 2 の回路に状態平均化法を適用して状態方程式を求める [9]．入力電圧を  $v_i$ ，リアクタ電流  $i_L$  と出力電圧  $v_o$  を状態変数  $x$  と出力変数  $y$  に設定する．状態方程式を式 (1) として，トランジスタ  $Q$  が ON のときのシステム行列を  $A1$ ，入力行列を  $B1$ ，出力行列を  $C1$  とし，トランジスタが OFF と時比率  $D_s$  を用いて平均化したそれぞれの行列を， $A2, B2, C2, A, B, C$  とする．本論文では，入力抵抗  $r_i$  とコンデンサの内部抵抗  $r_c$  は解析の結果影響が小さいので省略する．その結果，各行列は式 (2) となる．ただし， $r = r_d + r_L + R_s$  である．

$$\dot{x} = Ax + Bv_i \quad y = Cx \quad (1)$$

$$x = y = \begin{bmatrix} i_L & v_o \end{bmatrix}^T$$

$$A1 = A2 = A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f R} \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \quad B2 = 0 \quad (2)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D_s}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C1 = C2 = C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

#### 3.2 出力電圧安定化法

安定化を検討するための動特性は，定常状態において状態変数を  $X$ ，出力を  $Y$ ，入力電圧を  $V_i$ ，時比率を  $D_s$ ，負荷を  $R$  としたとき，状態変数が  $\Delta X$ ，出力が  $\Delta Y$ ，入力電圧が  $\Delta V_i$ ，時比率が  $\Delta D_s$ ，負荷が  $\Delta R$  の各微小変動が生じたときの小信号低周波動特性の伝達関数は，式 (3) として示されている [9]．なお，状態変数  $\Delta X$  と出力  $\Delta Y$  はともにリアクタ電流の変動  $\Delta I_L$  と出力電圧の変動  $\Delta V_o$  である．式 (3) に式 (2) の各行列を代入し，入力電圧の変動  $\Delta V_i$  と時比率の変動  $\Delta D_s$  に対するリアクタ電流の変動  $\Delta I_L$  と出力電圧変動  $\Delta V_o$  の関係を求めると式 (4)，(5) が得られる．

$$\begin{aligned}\Delta X(s) = & (sI - A)^{-1} \left[ B\Delta V_i(s) \right. \\ & + \{(A1 - A2)X + (B1 - B2)V_i\} \Delta D_s(s) \\ & \left. + \frac{\partial A}{\partial R} X \Delta R(s) \right] \quad (3)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta Y(s) = & C\Delta X(s) \\ & + (C1 - C2)X\Delta D_s(s) + \frac{\partial C}{\partial R} X \Delta R(s)\end{aligned}$$

$$\frac{\Delta I_L(s)}{\Delta V_i(s)} = D_s P_i(s) \quad (4)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = D_s P_p(s)$$

$$\frac{\Delta I_L(s)}{\Delta D_s(s)} = V_i P_i(s) \quad (5)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D_s(s)} = V_i P_p(s)$$

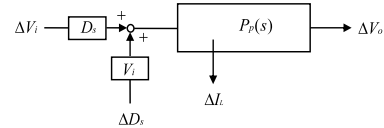
ここで、式(4)、(5)中の $P_p(s)$ と $P_i(s)$ は、式(2)から求めた入力電圧 $v_i$ 対出力電圧 $v_o$ の伝達関数と入力電圧 $v_i$ 対リアクタ電流 $i_L$ の伝達関数の分子に存在する時比率 $D_s$ を除いた伝達関数であり、式(6)、(7)で示される。

$$P_p(s) = \frac{\frac{1}{LC_f}}{s^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{C_f R}\right)s + \frac{1}{LC_f} \left(1 + \frac{r}{R}\right)} \quad (6)$$

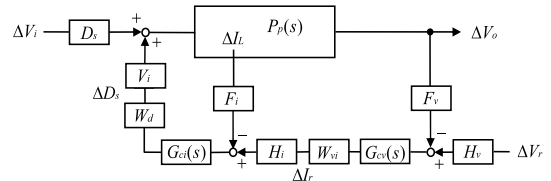
$$P_i(s) = \frac{1}{L} \frac{s + \frac{1}{C_f R}}{s^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{C_f R}\right)s + \frac{1}{LC_f} \left(1 + \frac{r}{R}\right)} \quad (7)$$

次に、式(4)~(7)の関係をブロック図に表すと図3(a)のように、入力電圧の変動 $\Delta V_i$ と時比率の変動 $\Delta D_s$ を入力し、リアクタ電流の変動 $\Delta I_L$ と出力電圧の変動 $\Delta V_o$ を出力する伝達関数の関係が得られる。図3(a)のブロック図に、出力電圧の変動とリアクタ電流の変動をフィードバックし、電圧コントローラと電流コントローラを接続して閉ループを構築すると図3(b)の二重ループ制御のブロック図が得られ、閉ループのシステムが構築できる。

図3(b)は、出力電圧の変動 $\Delta V_o$ と基準電圧の変動 $\Delta V_r$ との差を計算して誤差電圧を求め、誤差電圧を電圧コントローラ $G_{cv}(s)$ で演算しその結果に $W_{vi}$ の定数を乗じて電流指令の変動 $\Delta I_r$ に変換する。次に、この $\Delta I_r$ とリアクタ電流の変動 $\Delta I_L$ の差を計算して誤差電流を求め、誤差電流を電流コントローラ $G_{ci}(s)$ で演算し、演算結果をPWM定数である $W_d$ を乗じて時比率の変動 $\Delta D_s$ に変換して制御する。なお、 $F_i$ と



(a) switching converter



(b) Closed loop with voltage and current controller

図3 電源回路と閉ループブロック図

Fig. 3 Block diagram of switching converter and closed loop.

$H_i$ は $\Delta I_L$ と $\Delta I_r$ を、 $F_v$ と $H_v$ は $\Delta V_o$ と $\Delta V_r$ をそれぞれ内部電圧(A-D変換値)に変換する係数である。また、 $G_{cv}(s)$ と $G_{ci}(s)$ は式(8)、(9)に示すPIコントローラを適用する。

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{ci}(s + a_i)}{s} \quad (8)$$

$$G_{cv}(s) = \frac{K_{cv}(s + a_v)}{s} \quad (9)$$

### 3.3 システムの安定性の検討

図3(b)のブロック図から時比率の変動 $\Delta D_s$ は、状態変数 $\Delta X$ と基準電圧の変動 $\Delta V_r$ を用いて式(10)のように表せる。

$$\Delta D_s = b_v \Delta X + b_{vr} \Delta V_r$$

$$b_v = \left[ -F_i W_d G_{ci}(s) - F_v W_d G_{cv}(s) G_{ci}(s) \right] \quad (10)$$

$$b_{vr} = H_v W_d G_{cv}(s) G_{ci}(s)$$

ただし、 $H_i W_{vi} = 1$ である。式(10)を式(3)に代入して整理すると式(11)の伝達関数が得られる。

$$\begin{aligned}\Delta X(s) = & (sI - A - B1V_i b_v)^{-1} \left[ B\Delta V_i(s) \right. \\ & \left. + B1V_i b_{vr} \Delta V_r(s) + \frac{\partial A}{\partial R} X \Delta R(s) \right] \quad (11)\end{aligned}$$

式(11)に、式(8)、(9)のコントローラを適用して出力電圧に関する伝達関数を求める。入力電圧の変動 $\Delta V_i$ に対する出力電圧の変動 $\Delta V_o$ は式(12)、基準電圧の変動 $\Delta V_r$ に対する出力電圧の変動 $\Delta V_o$ は式(13)、負荷の変動 $\Delta R$ に対する出力電圧の変動 $\Delta V_o$ は式(14)と求められる。なお、3式とも分母は共通である。また、

リアクタ電流と基準電流及び出力電圧と基準電圧はそれぞれ同じ大きさに設定するので  $F_i = H_i$ ,  $F_v = H_v$  であり,  $Q_v = F_v K_{cv} = H_v K_{cv}$ ,  $Q_i = K_{ci} W_d V_i$  である.

$$\begin{aligned} G_i(s) &= \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{M_i s^2}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \\ M_i &= \frac{D_s}{LC_f} \\ p_3 &= \frac{r}{L} + \frac{1}{C_f R} + \frac{F_i Q_i}{L} \\ p_2 &= \frac{1}{LC_f} \left(1 + \frac{r}{L}\right) + \frac{Q_i}{L} \left\{ F_i \left(a_i + \frac{1}{C_f R}\right) + \frac{Q_v}{C_f} \right\} \\ p_1 &= \frac{Q_i}{LC_f} \left\{ \frac{F_i a_i}{R} + Q_v (a_i + a_v) \right\} \quad p_0 = \frac{Q_v Q_i a_v a_i}{LC_f} \\ G_r(s) &= \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_r(s)} = \frac{M_r (s^2 + m_1 s + m_0)}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (13) \\ M_r &= \frac{Q_v Q_i}{LC_f} \quad m_1 = a_v + a_i \quad m_0 = a_v a_i \\ G_R(s) &= \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{M_R s (s^2 + n_1 s + n_0)}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (14) \\ M_R &= \frac{V_o}{C_f R^2} \quad n_1 = \frac{r + F_i Q_i}{L} \quad n_0 = \frac{F_i Q_i a_i}{L} \end{aligned}$$

以上により, 外乱である入力電圧, 基準電圧, 負荷の各変動に対する出力電圧の変動が求められた.

式 (12) ~ (14) の外乱に対するステップ応答にラプラス変換の最終値の定理を適用する. 式 (12) は, 分子に  $s$  の 2 乗の項があり, 出力電圧は入力変動に対して偏差は残らずもとの状態に復帰する. 式 (13) では, 分子と分母は同じ値になり, 出力電圧の変動は基準電圧の変動に追従して制御される. 式 (14) の負荷変動では, 分子に  $s$  の項があり, 出力電圧は負荷の変動に対して偏差は残らずもとの状態に復帰することが分かる. 以上のように, 閉ループシステムにおいては, 出力電圧の変動は基準電圧の変動に追従して制御される. 基準電圧は一定値であるので, 出力電圧も一定値に制御される.

本研究では, 図 3 (b) に示すようにリアクタ電流と出力電圧とをフィードバックし, 電圧コントローラと電流コントローラを直列に実装し二重ループで制御している. そこで, 入力電圧と基準電流の各変動に対するリアクタ電流の変動の関係を示す伝達関数を求める. 図 3 (b) から, 時比率の変動  $\Delta D_s$  を状態変数  $\Delta X$  と基準電流の変動  $\Delta I_r$  を用いて表すと式 (15) が得られる.

$$\begin{aligned} \Delta D_s &= b_i \Delta X + b_{ir} \Delta I_r \\ b_i &= \begin{bmatrix} -F_i W_d G_{ci}(s) & 0 \end{bmatrix} \\ b_{ir} &= H_i W_d G_{ci}(s) \end{aligned} \quad (15)$$

式 (3) に式 (15) を代入して整理すると式 (16) の伝達関数が得られる.

$$\begin{aligned} \Delta X(s) &= (sI - A - B1V_i b_i)^{-1} \left[ B \Delta V_i(s) \right. \\ &\quad \left. + B1V_i b_{ir} \Delta I_r(s) + \frac{\partial A}{\partial R} X \Delta R(s) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

式 (16) に, 式 (8) に示す電流コントローラを適用してリアクタ電流に関する伝達関数を求める. 入力電圧の変動  $\Delta V_i$  に対するリアクタ電流の変動  $\Delta I_L$  は式 (17), 基準電流の変動  $\Delta I_r$  に対するリアクタ電流の変動  $\Delta I_L$  は式 (18) と求められる. なお, 式 (17) と式 (18) の分母は共通である.

$$\begin{aligned} G_{ii}(s) &= \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{N_{ii} s (s + b_0)}{s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \\ N_{ii} &= \frac{D_s}{L} \quad b_0 = \frac{1}{C_f R} \\ q_2 &= \frac{r}{L} + \frac{1}{C_f R} + \frac{F_i Q_i}{L} \\ q_1 &= \frac{1}{LC_f} \left(1 + \frac{r}{L}\right) + \frac{F_i Q_i}{L} \left(a_i + \frac{1}{C_f R}\right) \\ q_0 &= \frac{F_i Q_i a_i}{LC_f R} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} G_{ir}(s) &= \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta I_r(s)} = \frac{N_{ir} (s^2 + c_1 s + c_0)}{s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \\ N_{ir} &= \frac{H_i Q_i}{L} \quad c_1 = a_i + \frac{1}{C_f R} \quad c_0 = \frac{a_i}{C_f R} \end{aligned} \quad (18)$$

以上により外乱である入力電圧と基準電流の変動に対するリアクタ電流の変動が求められた.

式 (17), (18) の外乱に対するステップ応答にラプラス変換の最終値の定理を適用すると, 式 (17) は分子に  $s$  の項があるため入力電圧の変動に対して偏差は残らずもとの値に復帰し, 式 (18) は分母と分子が同じ値となりリアクタ電流の変動は基準電流の変動に追従して制御される. 以上の結果, 電流制御は定常状態では  $G_{ir}(s) = \Delta I_L(s) / \Delta I_r(s) = 1$  と制御される.

本論文では, 5. において部分的モデルマッチングを用いたコントローラのパラメータ決定法を提案している. 電圧・電流制御法では, 電圧コントローラと電流コントローラのパラメータを決定しなければならないが, パラメータの数が多いため同時にすべてのパラメータ

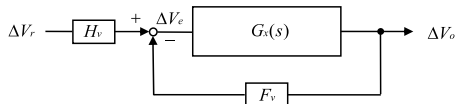


図 4 電圧制御ブロック図  
Fig. 4 Block diagram of voltage control.

を決定することが困難である．そのため，電流コントローラによる電流制御と電圧コントローラによる電圧制御とに分けて検討することにより，パラメータ決定が容易になる．そこで，電流制御は  $G_{ir}(s) = 1$  と制御されるので電流制御を省略した基準電圧の変動  $\Delta V_r$  に対する出力電圧の変動  $\Delta V_o$  の伝達関数を求める．

式 (13) は図 4 のブロック図のように伝達関数  $G_x(s)$  を用いて表すことができ，この  $G_x(s)$  の中に式 (18) の  $G_{ir}(s)$  が含まれる．基準電圧の変動と出力電圧の変動の差を誤差電圧  $\Delta V_e$  とすると， $G_x(s) = \Delta V_o / \Delta V_e$  である．この誤差電圧  $\Delta V_e$  と状態変数  $\Delta X$  を用いると時比率の変動  $\Delta D_s$  は式 (19) で表せる．

$$\Delta D_s = b_i \Delta X + b_{ir} W_{vi} G_{cv}(s) \Delta V_e \quad (19)$$

式 (19) を式 (3) に代入し整理すると式 (20) の伝達関数を得る．

$$\Delta X(s) = (sI - A - B1V_i b_i)^{-1} \left[ B \Delta V_i(s) + B1V_i b_{ir} W_{vi} G_{cv}(s) \Delta V_e(s) + \frac{\partial A}{\partial R} X \Delta R(s) \right] \quad (20)$$

式 (20) から，誤差電圧の変動  $\Delta V_e$  と出力電圧の変動  $\Delta V_o$  の伝達関数  $G_x(s)$  を求めると，式 (21) のように基準電圧の変動対リアクタ電流の変動の伝達関数  $G_{ir}(s)$  との積の伝達関数が得られる．

$$G_x(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_e(s)} = G_{ir}(s) \frac{Q_v W_{vi}(s + a_v)}{C_f H_v s(s + \frac{1}{C_f R})} \quad (21)$$

ここで  $G_{ir}(s) = 1$  とおくと，電流制御を省略した基準電圧の変動に対する出力電圧変動の伝達関数  $G_{vr}(s)$  が式 (22) として求められ，電流制御と電圧制御を個別に検討できる．

$$G_{vr}(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_r(s)} = N_v \frac{s + d_0}{s^2 + e_1 s + e_0} \quad (22)$$

$$N_v = \frac{Q_v W_{vi}}{C_f} \quad d_0 = a_v$$

$$e_1 = \frac{1}{C_f R} + \frac{Q_v W_{vi}}{C_f} \quad e_0 = \frac{Q_v W_{vi} a_v}{C_f}$$

式 (22) の基準電圧の変動に対するステップ応答にラ

プラス変換の最終値の定理を適用すると  $G_{vr}(s) = 1$  となり，基準電圧の変動に追従して出力電圧の変動は制御されることが分かる．

#### 4. 提案制御法の検証

3. で述べた制御理論の正当性をシミュレーションと実機試験の比較により検証するとともに，得られた結果を本研究の目的である部分的モデルマッチングに応用する．本研究では，2. に示す①入力電圧と負荷の変動に対する出力電圧精度，②商用周波数成分のリプル電圧圧縮，③負荷変動に対する過渡変動電圧に対してシミュレーションと実機試験により出力特性を求める．

##### 4.1 シミュレーションによる出力特性の導出

①の入力電圧と負荷の変動に対する出力電圧精度は，式 (12) の入力電圧変動と式 (14) の負荷変動に対する出力電圧変動式から，変動後の定常状態では出力電圧の偏差は生じないことが示されている．また，式 (13) から一定な基準電圧に対して出力電圧は一定に制御される．

②のリプル電圧圧縮は，式 (12) の入力電圧の変動  $\Delta V_i$  に入力リプル電圧を代入することより求められる．図 1 (a) の電源回路の入力コンデンサ  $C_{ip}$  の両端電圧  $V_{ip}$  に含まれるリプル電圧は，商用周波数の 2 倍の基本波と高調波からなり，二次に換算した電圧は式 (23) である．ただし，四次以降も高調波が存在するが微小な値であるため省略している．

$$\Delta V_i = 1.279 \sin(\omega t) + 0.325 \sin(2\omega t) + 0.0833 \sin(3\omega t) + 0.016 \sin(4\omega t) \quad (23)$$

式 (23) のリプル電圧を式 (12) に与え，式 (8)，(9) の電圧・電流コントローラの比例ゲイン  $K_{cv}$ ， $K_{ci}$  と積分時間  $t_v$ ， $t_i$  に対する出力リプル電圧を，MATLAB シミュレーションにより求めた．なお，積分時間は  $t_i = 1/(K_{ci} a_i)$ ， $t_v = 1/(K_{cv} a_v)$  である．本研究はデジタル制御を適用しているため，コントローラは双一次変換により離散化した式を用いる．式 (8)，(9) を離散化すると式 (24)，(25) となり， $T_s$  はサンプリング周期で  $20.83 \mu s$  である．

$$G_{ci}(z) = \frac{K0_i + K1_i z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (24)$$

$$K0_i = \frac{K_{ci}(a_i T_s + 2)}{2} \quad K1_i = \frac{K_{ci}(a_i T_s - 2)}{2}$$

$$G_{cv}(z) = \frac{K0_v + K1_v z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (25)$$

$$K0_v = \frac{K_{cv}(a_v T_s + 2)}{2} \quad K1_v = \frac{K_{cv}(a_v T_s - 2)}{2}$$

シミュレーションは、 $K_{ci}$ ,  $K_{cv}$ ,  $t_i$ ,  $t_v$  の 4 種類のパラメータの組合せになるが、特に出力特性に対して影響を与えるパラメータは  $K_{ci}$ ,  $K_{cv}$ ,  $t_i$  である [10]。これらの組合せにより出力リップル電圧を導出し、その結果を図 5 (a), (b), (c) に示す。(a) は  $t_i$ ,  $t_v$  を 0.5 ms に固定し、 $K_{ci}$ ,  $K_{cv}$  を 1 から 20 まで変化した結果である。(b) は  $K_{ci}$  を 3,  $t_v$  を 0.5 ms に固定し、 $K_{cv}$  を 1 から 20 までと、 $t_i$  を 0.1 から 2 ms まで変化した結果である。(c) は  $K_{cv}$  を 3,  $t_v$  を 0.5 ms に固定し、 $K_{ci}$  を 1 から 20 までと、 $t_i$  を 0.1 から 2 ms まで変化した結果である。なお、結果のグラフはリップル電圧が 50 mV 以下の目標仕様を満足する部分をグレーで示している。

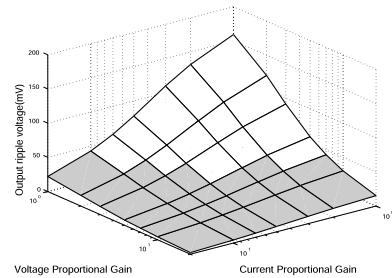
③の負荷変動に関して、本研究で適用しているフォワードコンバータに大きな負荷変動を加えると、出力電圧はもとの値に復帰するように制御するが、PWM (時比率) は 0.5 に制限されているため PWM の飽和により負荷変動に対する応答が遅れ、理論と一致なくなることが予想される。また、3.2 の出力電圧安定化法で示したように微小変動としているので、負荷変動は電流換算で定格電流の 10% とし、 $R_a = 8.33 \Omega$  (1.8 A),  $R_b = 7.5 \Omega$  (2.0 A) のステップ変動とした。

一般的に電流帰還制御は動特性を改善するが、本アプリケーションにおいては、負荷変動に対して影響が大きいパラメータは電圧コントローラの  $K_{cv}$  と  $t_v$  であり、電流コントローラはほとんど影響を与えない [10]。そこで、 $K_{ci}$  を 3,  $t_i$  を 0.5 ms に固定し、 $K_{cv}$  を 1 から 20 までと、 $t_v$  を 0.1 から 2 ms まで変化した結果を図 5 (d) に示す。

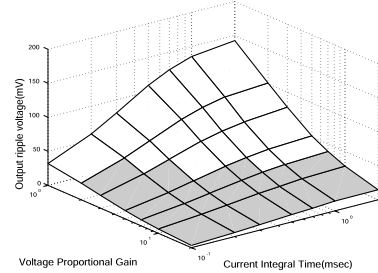
なお、式 (12) ~ (14) の回路定数は表 1 (b) 以外に、 $V_o = V_r = 15 \text{ V}$ ,  $I_o = I_r = 2 \text{ A}$ ,  $F_v = H_v = V_c/V_o$ ,  $F_i = H_i = V_c/I_o$ ,  $W_d = D_s/V_c$ ,  $W_{vi} = I_r/V_c$ ,  $V_i = 43 \text{ V}$ ,  $V_c = 2.4 \text{ V}$ ,  $D_s = 0.42$  としている。

#### 4.2 実機試験による出力特性の測定

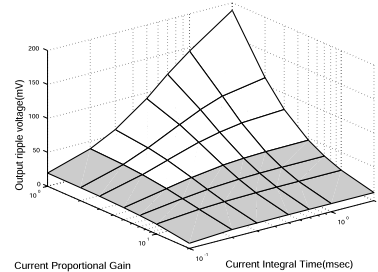
図 1 (a) の回路に表 1 (b) の定数を適用した実機により、表 1 (c) のデジタル制御のハードウェアを使用し、4.1 と同様な特性測定を行った。なお、デジタル演算は式 (24), (25) を式 (26), (27) に示す差分方程式に変換しプログラムとして DSP に実装している。ここで、 $U$  は制御量、 $E$  は電圧と電流の誤差、 $n$



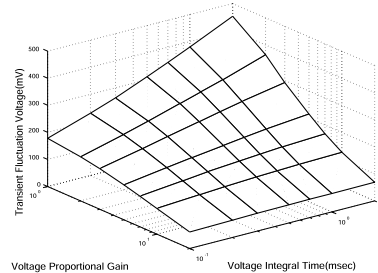
(a) Voltage ripple for proportional gain of voltage and current controllers



(b) Voltage ripple for proportional gain of voltage controller and integral time of current controller



(c) Voltage ripple for proportional gain and integral time of current controller



(d) Output transient fluctuation voltage for load disturbance

図 5 コントローラのパラメータに対する出力特性のシミュレーション結果

Fig. 5 Simulation results of output characteristics for parameters of controllers.

は現在の、 $n - 1$  は 1 回前の演算であり、演算周期はサンプリング周期と同じ  $20.83 \mu\text{s}$  である。

表 2 入力電圧・負荷変動に対する出力電圧の精度  
Table 2 Output voltage stability for input voltage and load disturbance.

Output voltage		Stability
15.006 V (max)	15.003 V (min)	0.03%

$$U_i(n) = K0_i E_i(n) + K1_i E_i(n-1) + U_i(n-1) \quad (26)$$

$$U_v(n) = K0_v E_v(n) + K1_v E_v(n-1) + U_v(n-1) \quad (27)$$

①の入力電圧と負荷の変動に対する出力電圧精度は、表 2 に示すように最大 0.03% で、表 1 (a) の目標仕様を十分満足する結果が得られた。

②のリプル電圧圧縮は、シミュレーションで求めた場合と同様のパラメータに対して出力リプル電圧を測定しその結果を図 6 (a), (b), (c) に示す。なお、シミュレーション結果と同様に目標仕様の 50 mV 以下をグレーで示す。

③の負荷変動に対する出力過渡変動電圧についても、シミュレーションで求めた場合と同様のパラメータを使用して測定した結果を図 6 (d) に示す。

#### 4.3 シミュレーションと実機試験の比較

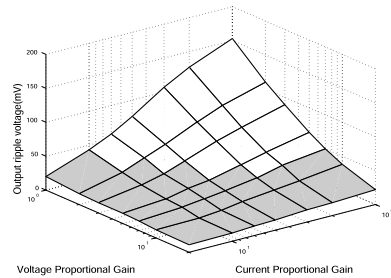
シミュレーションと実機試験ではほぼ一致した結果が得られ、本論文で示した制御理論の正当性が確認できた。したがって、部分的モデルマッチングにシミュレーションの適用が可能になる。また、式 (12)~(14) はコントローラの広範囲なパラメータの変化に対して安定である。

### 5. 部分的モデルマッチングによるパラメータの決定

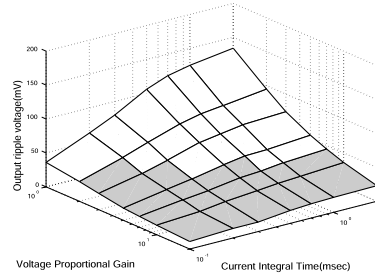
#### 5.1 パラメータの決定法

本論文では、式 (8), (9) に示すコントローラのパラメータ決定法として、電源回路とコントローラで構成する閉ループ伝達関数を二次遅れの参照モデルに一致させる部分的モデルマッチングを提案する。部分的モデルマッチングは、名前が示すように、電源の閉ループ伝達関数と参照モデルとを完全に一致させるのではなく、出力特性を示す 2 次の分母多項式の 0 次と 1 次の係数を一致させるものである。

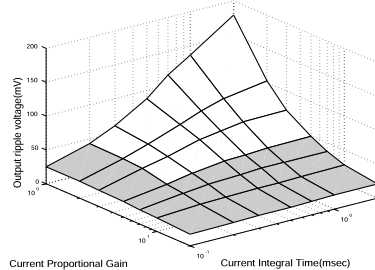
外乱に対する出力特性は、式 (12)~(14) で示されるように、これらの式の中に電流コントローラと電圧コントローラが含まれており、両者のコントローラは同時に検討する必要がある。しかし、本論文では、式



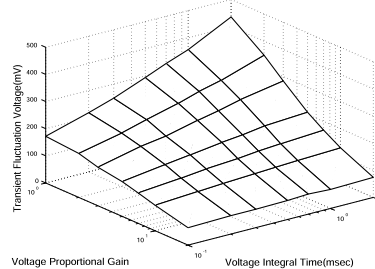
(a) Voltage ripple for proportional gain of voltage and current controllers



(b) Voltage ripple for proportional gain of voltage controller and integral time of current controller



(c) Voltage ripple for proportional gain and integral time of current controller



(d) Output transient fluctuation voltage for Load disturbance

図 6 コントローラのパラメータに対する出力特性測定結果

Fig. 6 Experimental results of output characteristics for parameters of controllers.

(18) の電流制御と式 (22) の電圧制御に個別に部分的モデルマッチングを適用し、外乱に対して有効な制御パラメータが求められることを検証する。



目標特性を表す電流参照モデル  $G_{ri}(s)$  と、電圧参照モデル  $G_{rv}(s)$  を式 (28), (29) と決める．

$$G_{ri}(s) = \frac{x_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (28)$$

$$G_{rv}(s) = \frac{x_v s + \omega_v^2}{s^2 + 2\zeta_v \omega_v s + \omega_v^2} \quad (29)$$

ここで、 $\omega_i$  と  $\omega_v$  は参照モデルの固有周波数であり、 $\zeta_i$  と  $\zeta_v$  は減衰比である．また、 $x_i$  と  $x_v$  は参照モデルと閉ループの伝達関数を一致させるための係数である．式 (18), (22) の閉ループ伝達関数と式 (28), (29) の参照モデルの分母多項式の 0 次と 1 次が一致するコントローラのパラメータが決定できれば、閉ループは参照モデルと同じ特性をもつことが可能である．

まず、式 (18) の電流閉ループは 3 次式になるので、式 (28) の電流参照モデルの分母分子に任意の 1 次式  $s + a_x$  を掛け式 (30) に示すように 3 次式に拡張する．

$$G_{ir}(s) = \frac{x_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \frac{s + a_x}{s + a_x} \quad (30)$$

そこで、式 (18) と式 (30) の分母多項式の 0 次と 1 次について個別に等式を作成し微小な不要項を省略し整理すると、式 (8) の電流コントローラの  $K_{ci}$  と  $a_i$  は式 (31) として回路定数と電流参照モデルの固有周波数と減衰比から求められる．

$$K_{ci} = \frac{2\zeta_i \omega_i L}{F_i W_d V_i} \quad a_i = \frac{\omega_i^2 L}{F_i Q_i} \quad (31)$$

同様に、式 (22) と式 (29) の分母多項式の 0 次と 1 次について等式を個別に作成し微小な不要項を省略し整理すると、式 (9) の電圧コントローラの  $K_{cv}$  と  $a_v$  は式 (32) として回路定数と電圧参照モデルの固有周波数と減衰比から求められる．

$$K_{cv} = \frac{2\zeta_v \omega_v C_f}{F_v W_{vi}} \quad a_v = \frac{\omega_v^2 C_f}{Q_v W_{vi}} \quad (32)$$

また、参照モデルの固有周波数を  $\omega_n$ 、帯域幅を  $\omega_b$  とし、帯域幅を決定するゲインを  $K$ 、減衰比を  $\zeta$  とすると、 $\omega_n$  と  $\omega_b$  の関係は式 (33) と求められ、帯域幅を固有周波数に変換でき、直感的に理解しやすい帯域幅と減衰比を決定すれば、電圧・電流コントローラのパラメータが一義的に決定できる．なお、参照モデルの  $x_i$  と  $x_v$  は  $x_i = H_i Q_i / L$ 、 $x_v = Q_v W_{vi} / C_f$  である．

$$\omega_n^2 = \frac{K_b - \sqrt{K_b^2 - K^2(K^2 - 1)}}{K^2 - 1} \omega_b^2 \quad (33)$$

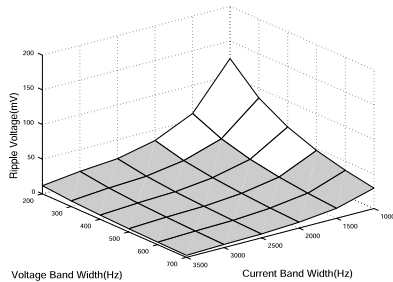
$$K_b = K^2 - 2\zeta^2 K^2 + 2\zeta^2$$

## 5.2 シミュレーションによる帯域幅の決定と制御パラメータの導出

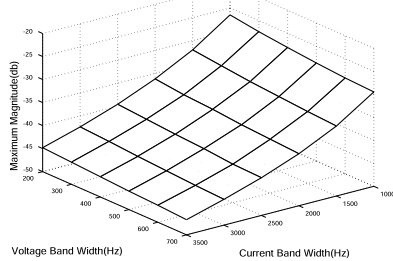
部分的モデルマッチングによるコントローラのパラメータは、式 (28), (29) の参照モデルの減衰比  $\zeta_i, \zeta_v$  と固有周波数  $\omega_i, \omega_v$  により決定する．ここでは、減衰比はステップ応答において振動現象が発生しない 1 とする．まず、電圧制御と電流制御の帯域幅の変化により、2. に示す②の商用周波数成分のリプル電圧圧縮と③の負荷変動に対する過渡変動電圧がどのように変化するか見極める必要がある．そこで、4.2 の実機試験の結果から必要な帯域幅の範囲を見積りした．その結果、電圧制御は 200 Hz から 700 Hz、電流制御は 1000 Hz から 3500 Hz まで変化させれば仕様を満足する出力特性が得られることが判明した．したがって、式 (33) により帯域幅から固有周波数を求め、固有周波数から式 (31) により式 (8) の  $K_{ci}$  と  $a_i$  を、式 (32) により式 (9) の  $K_{cv}$  と  $a_v$  を計算し、式 (26), (27) の離散化した伝達関数を求めた．これらの値を式 (12) ~ (14) に代入し、MATLAB シミュレーションにより電圧制御と電流制御の帯域幅に対する出力特性を求めた．

式 (12) により、帯域幅に対するリプル電圧のシミュレーション結果を図 7 (a) に、リプル電圧仕様の 50 mV 以下の部分をグレーにして示す．この図からは、電流制御と電圧制御の帯域幅の影響度が明確ではないので、帯域幅に対する最大ゲインを式 (12) により計算しその結果を図 7 (b) に示す．同図は、明らかにリプル電圧に関して電流制御の帯域幅のみが影響を与えていることが分かる．次に、式 (14) を用いて帯域幅に対する過渡変動電圧を求めその結果を図 7 (c) に示す．この結果は、電圧制御の帯域幅のみが影響を与えていることが分かる．式 (13) は基準電圧と出力電圧の関係式であり、本研究では基準電圧を一定にして出力電圧を一定値に制御するので特に応答性は検討しないが、電流制御と電圧制御の帯域幅がシステム全体の帯域幅にどのようにかかわっているか確認しその結果を図 7 (d) に示す．この図から、二重ループの内側にある電流閉ループの帯域幅の影響は比較的少なく、おおむね電圧制御の帯域幅に依存している．

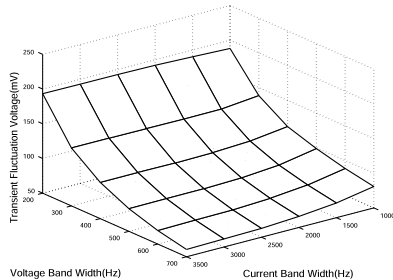
以上の結果から、帯域幅と出力特性の関係が明らかになり、リプル電圧は電流制御の帯域幅を広く、過渡変動電圧は電圧制御の帯域幅を広く、基準電圧への追従性は電圧制御の帯域幅を広くすることにより改善される．帯域幅を広くすることは、コントローラのゲインを大きくすることに相当する．したがって、帯域幅



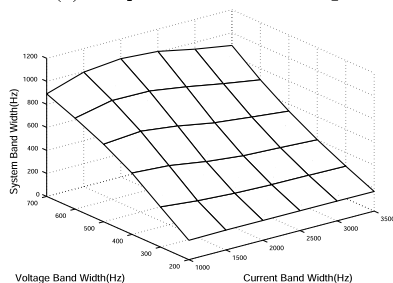
(a) Output voltage ripple



(b) Maximum magnitude



(c) Output fluctuation voltage



(d) Bandwidth of system

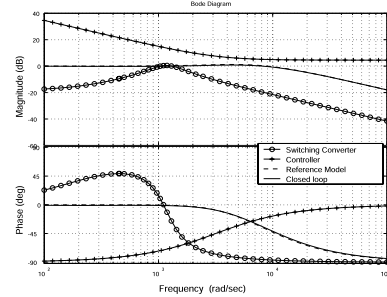
図 7 電圧・電流制御帯域幅と出力特性の関係

Fig. 7 Relation between bandwidth of voltage-current closed loop and output characteristics.

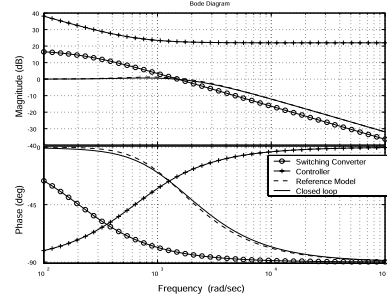
を広くしすぎゲインが大きくなりすぎると、リアクタ電流と出力電圧に含まれるキャリアリプルやスイッチングノイズも含めて A-D 変換しコントローラにより演算されるため、演算結果のふらつきによる安定性の悪化や PWM の飽和により不安定になるおそれがある。

表 3 部分的モデルマッチングによるパラメータ  
Table 3 Calculation of parameters using partial reference model matching.

Controller	Band width (Hz)	Natural frequency (Hz)	Pro- portional gain	Integral time (ms)
Current	2500	1007	1.684	0.187
Voltage	500	201	12.55	0.126



(a) Current control



(b) Voltage control

図 8 電圧・電流制御のボード線図

Fig. 8 Bode diagrams of voltage-current control.

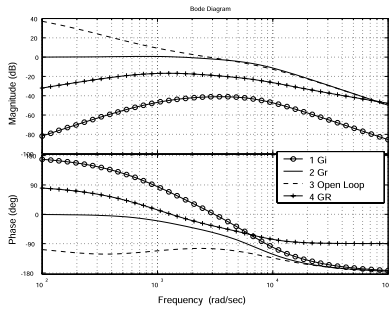
る。このキャリアリプルやスイッチングノイズは電源回路設計やプリント基板への実装等により変化し一定ではないので電源に合わせて見極める必要がある。そこで、図 7 (a), (c) からリプル電圧の仕様を満足し、負荷変動に対する応答性も良好であり、不安定にならない帯域幅として、電流制御を 2500 Hz、電圧制御を 500 Hz とした。この帯域幅から固有周波数を求め、電圧制御と電流制御の比例ゲインと積分時間を計算すると表 3 が得られる。この表の値を用いて、電圧制御と電流制御を個別に、コントローラ、参照モデル、閉ループ、電源回路の伝達関数をボード線図に表すと図 8 (a), (b) となる。同図から閉ループと参照モデルはおおむね一致した結果が得られ、本論文が提案する部分的モデルマッチングにより、コントローラのパラメータが一義的に決定できることが示されている。

以上のように帯域幅を用いた場合、リップル電圧圧縮は電流制御が、過渡変動電圧は電圧制御が大きな役割を担っているため、望ましい出力特性が得られる制御パラメータを決定する方法として、本論文が提案する電圧制御と電流制御とを個別に部分的モデルマッチングを適用する方法が良好であることを示すことができた。

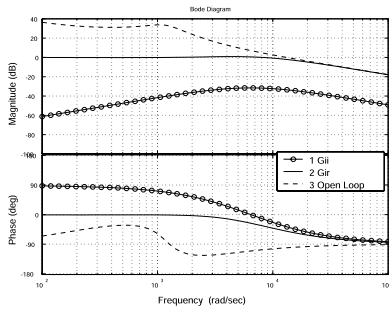
### 5.3 導出パラメータを適用したシステムの特性

表 3 に示す電圧・電流コントローラの値を、式 (12) の入力電圧、式 (13) の基準電圧、式 (14) の負荷の各変動に対する出力電圧の変動式に代入して伝達関数を求めると式 (34) ~ (36) が得られ、そのボード線図を図 9 (a) に示す。1 は式 (34) を示し最大ゲインは

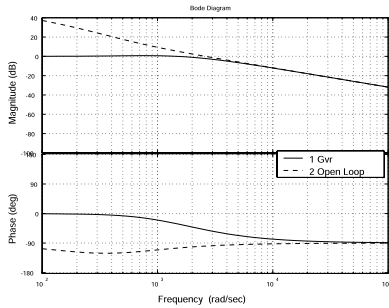
−41 dB、4 は式 (36) を示し最大ゲインは −17 dB とゲインは低く抑えられ、入力電圧変動と負荷変動を十分抑制していることが分かる。特に式 (34) は分子が  $s$  の 2 乗となっており、入力リップル電圧のように周期的に変動している外乱に対して抑制効果が大きく、本研究が目標としているリチウムイオン二次電池の充電に適用するような高精度で低リップル電圧の電源に対して有効である。2 の式 (35) は、電圧制御を 500 Hz、電流制御を 2500 Hz の帯域幅に設定した結果、システム全体の帯域幅は 607 Hz となった。3 は式 (34) の一巡伝達関数であり、ゲインが 0 dB のとき位相は −105° を示し、最大位相は −180° を超えず十分な位相余裕があり、電圧・電流制御法は極めて安定性が良好であることを示している。



(a) Voltage-current control



(b) Current control



(c) Voltage control

図 9 閉ループのボード線図

Fig. 9 Bode diagram of closed loops.

$$G_{iv}(s) = \frac{5.30 \times 10^5 s^2}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (34)$$

$$G_r(s) = \frac{3.21 \times 10^7 s^2 + 1.223 \times 10^{11} s + 6.45 \times 10^{13}}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (35)$$

$$G_R(s) = \frac{404 s^3 + 5.36 \times 10^6 s^2 + 1.626 \times 10^{10}}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (36)$$

$$p_3 = 1.347 \times 10^3 \quad p_2 = 7.63 \times 10^7$$

$$p_1 = 1.305 \times 10^{11} \quad p_0 = 6.45 \times 10^{13}$$

同様に表 3 に示す電流コントローラの値を式 (17) の入力電圧の変動、式 (18) の基準電流の変動に対するリアクタ電流の変動式に代入して伝達関数を求めると式 (37)、(38) が得られ、そのボード線図を図 9 (b) に示す。1 は式 (37) を示し、最大ゲインは −32 dB であり入力変動を十分抑制している。2 は式 (38) の伝達関数であり、図 8 (a) に示す閉ループ特性と同じである。3 は式 (38) の一巡伝達関数であり、ゲインが 0 dB のとき位相は −101° の値を示し最大位相は −180° を超えず十分な位相余裕があり安定である。このように、電流制御に有効な帯域においては基準電流の変動に対するリアクタ電流の変動は 1 と制御され 3.3 で示した理論の正当性を示している。

$$G_{ii}(s) = \frac{350 s^2 + 7.07 \times 10^4 s}{s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \quad (37)$$

$$G_{ir}(s) = \frac{1.267 \times 10^4 s^2 + 4.28 \times 10^7 s + 8.13 \times 10^9}{s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0}$$

$$q_2 = 1.347 \times 10^4 \quad q_1 = 4.42 \times 10^7 \quad q_0 = 8.13 \times 10^9 \quad (38)$$

また、表 3 に示す電圧コントローラの値を式 (22) の基準電圧の変動に対する出力電圧の変動式に代入して伝達関数を求めると式 (39) が得られ、そのボード線図を図 9 (c) に示す。1 は式 (39) の閉ループ伝達関数を示し図 8 (b) の閉ループの特性と同じである。2 は式 (39) の一巡伝達関数であり、ゲインが 0 dB のときの位相は  $-99^\circ$  を示し最大位相は  $-180^\circ$  を超えず安定である。また、図 9 (a) 2 の閉ループボード線図と図 9 (c) 1 の閉ループボード線図は近似した特性を示している。5.2 の図 7 (d) の説明でも述べているように、電圧・電流二重ループ制御の内側にある電流制御の帯域幅の影響は少なくおおむね電圧制御の帯域幅に依存しており、電圧・電流制御法は電流制御と電圧制御とに分けて検討可能であることが分かる。

$$G_{vr}(s) = \frac{2535s + 1.603 \times 10^6}{s^2 + 2737s + 1.603 \times 10^6} \quad (39)$$

#### 5.4 実機実験による特性測定結果

表 3 で得られたパラメータを使用し、電圧制御のみの場合と、電圧・電流制御を適用した場合について実機にて動作確認を行った。出力リップル電圧の圧縮結果を図 10 に示し、(a) は電圧制御のみの場合で、(b) は電圧・電流制御を適用した場合である。(a) に対して (b) はリップル電圧が約 1/4 に圧縮し、また電圧制御の

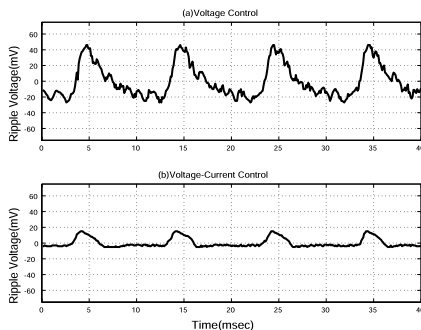


図 10 電圧制御と電圧・電流制御の比較

Fig. 10 Comparison between voltage control and voltage-current control.

表 4 出力特性

Table 4 Output characteristics.

Input	Output					
	Load 0%		Load 50%		Load 100%	
Volt. (V)	Volt. (V)	Ripple (mV)	Volt. (V)	Ripple (mV)	Volt. (V)	Ripple (mV)
90	15.005	14	15.004	19	15.004	21
100	15.005	14	15.005	18	15.004	20
110	15.006	14	15.005	18	15.004	19

場合は高周波の発振現象が含まれているが電圧・電流制御では安定であり、本論文が提案する方法が有効であることを示している。また、出力の静特性を表 4 に示し、入力電圧と負荷の変化に対してリップル電圧は最大 21 mV で、電圧変動は最大 3 mV で電圧安定精度は 0.02% となり、表 1 (a) に示す目標値を十分満足する結果が得られ、リチウムイオン二次電池を定電圧充電するような高精度で低リップル電圧の出力特性が得られる制御パラメータが決定できた。

## 6. む す び

本論文は、フォワードコンバータに電圧・電流制御法を適用して、高精度の定電圧を出力する電源の制御法を示した。低周波動特性を示す伝達関数をもとに、出力電圧の変動とリアクタ電流の変動をフィードバックし、電圧コントローラと電流コントローラを直列に実装し二重ループで制御するシステムを構築した。このシステムから、入力電圧、基準電圧、負荷の各外乱に対する出力電圧変動の伝達関数を導出した。

得られた外乱に対する出力電圧変動の伝達関数の正当性を検証するため、シミュレーションと実機試験により特性比較を行った。その結果、シミュレーションと実機試験の一致性を確認することができ、本論文が提案している安定化法の正当性が実証でき、シミュレーションが実用可能であることを示すことができた。

電圧・電流制御法は、電流制御と電圧制御に分けて検討することが可能であることを示すために、まず電流制御にかかわる入力電圧と基準電流の変動に対するリアクタ電流変動の伝達関数を導出した。次に、電圧・電流閉ループ伝達関数の中に含まれる電流制御を省略した基準電圧の変動に対する出力電圧変動の電圧制御にかかわる伝達関数を導出した。この電流制御と電圧制御にかかわる伝達関数を部分的モデルマッチングに適用した。

制御性を示す帯域幅から決定した参照モデルと電源回路の閉ループの特性を一致させる部分的モデルマッチングを提案し、コントローラの制御パラメータの決定法を示した。この提案法を電圧制御と電流制御に個別に適用し、その効果を外乱に対する出力電圧変動特性により確認した。その結果、リップル電圧圧縮では電流制御が、過渡変動電圧では電圧制御の影響が大きいため、電圧制御と電流制御を個別に部分的モデルマッチングを適用してコントローラのパラメータを決定しても、出力特性が目標仕様を満足するように決定で

きることが確認できた。部分的モデルマッチングにより、視覚的に理解しやすい制御帯域幅を使用してコントローラのパラメータが一義的に決定できることを示すことができた。

以上のように、本研究の対象であるリチウムイオン二次電池の定電圧充電電源のような高精度と低リプル電圧が要求される電源に適用でき、本論文は制御パラメータ決定法として実用的であることを示すことができた。

## 文 献

- [1] Texas Instruments, “スイッチング・レギュレータアプリケーションノート” 技術資料, 1986.
  - [2] 三菱電機, “500 kHz スwitchング電源用 PWM コントロール IC シリーズ” 技術資料, 1988.
  - [3] 富士通, “リチウムイオン電池充電用 DC/DC コンバータ IC” FIND, vol.23, no.2/3, 2005.
  - [4] H. Bevrani, T. Ise, Y. Mitani, and K. Tsuji, “A robust approach to controller design for DC-DC quasi-resonant converters,” 電学論 (D), vol.124, no.1, pp.91–100, 2004.
  - [5] 山田真也, 曾禰元隆, 鶴飼裕之, “低電流 DC/DC コンバータにおける  $H_\infty$  制御の設計と DSP 実装,” 高速信号処理応用技術学会誌, vol.8, no.2, pp.40–46, Dec. 2005.
  - [6] 綾部宏規, 曾禰大介, 飯島伸一, 曾禰元隆, “ニューラルネットワークによる DC 電源制御,” 高速信号処理応用技術学会秋季研究会, 2003.
  - [7] 小林和雄, “数学ソフトを用いたスイッチング電源制御系の解析と設計,” 信学技報, EE2000-60, Feb. 2001.
  - [8] 竹下隆晴, 臼井 明, 松井信行, “DSP を用いたスイッチング電源のソフトウェア制御法,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.4, pp.591–599, April 1999.
  - [9] 原田耕介, 二宮 保, 顧 文建, スwitchングコンバータの基礎, コロナ社, 1992.
  - [10] 田本貞治, 曾禰元隆, “実験計画法を用いたデジタル制御スイッチング電源の制御パラメータ決定法,” 高速信号処理応用技術学会誌, vol.9, no.2, pp.45–53, Dec. 2006.
- (平成 19 年 9 月 27 日受付, 20 年 4 月 11 日再受付)



田本 貞治 (正員)

平 20 高知工科大学大学院工学研究科博士後期課程了。工博。現在ユタカ電機製作所にて UPS, 高精度交流電源, インバータ等の設計開発並びにスイッチング電源のデジタル制御の研究に従事。電気学会, 電気設備学会, 高速信号処理応用技術学会

各会員。



曾禰 元隆 (正員)

昭 40 武蔵工大卒。昭 43 同大学院修士課程了。昭 40 同大学電気電子助手。平 2 年 4 月同教授。この間昭 59 アメリカ・クラークソン大学に客員研究員として 1 年間赴任。工博。主として有機絶縁破壊機構, 気体放電現象, 電力系統における高速演算, ニューラルネットワーク, ファジィの電力への応用, DSP の研究に従事。電気設備学会, 電気学会, IEEE, 計測自動制御学会, 高速信号処理応用技術学会各会員。



竹田 史章 (正員)

1994 徳島大学大学院工学研究科博士後期課程了。1984 豊田中央研究所, 1986 グローリー工業(株)。現在, 高知工科大学知能機械システム工学科教授。工博。現在, 自己学習型知的貨幣識別手法の研究とその実システムへのインプリメンテーション研究, 生体情報を用いた個人認証システムの研究とそのプロトタイプの開発, ニューラルネットワークを用いた画像認識による食事摂取状態のレベル分類システム研究と開発, 紙幣の汚れ・劣化メカニズムの解析とモデリング及びその判定システム構築の研究に従事。日本機械学会関西支部賞(研究賞), 計測自動制御学会論文賞, 高度自動化技術振興財団研究業績表彰(本賞), 新技術開発財団市村学術賞(功績賞), システム制御情報学会産業技術賞。日本機械学会, 電気学会, 計測自動制御学会, IEEE, システム制御情報学会, 情報処理学会, バイオメディカル・ファジィ・システム学会各会員。