

1C2-4 負荷電流に対するデジタル PI コントローラの最適性

Optimality of Digital PI Controller for Load Current in DC/DC Converters

○原 隆志 (武蔵工業大学) モハammad アタリ ビン イスマル(武蔵工業大学)

曾禰 元隆 (武蔵工業大学)

Takashi HARA, Musashi Institute of Technology 158-8557, 1-28-1 Tamazutsumi Setagaya-ku Tokyo Japan

Mohammad Athari Bin Ismail, Musashi Institute of Technology

Mototaka SONE, Musashi Institute of Technology

Keywords : DC Power Supply, PI Control, DSP, Heuristic Search, Load Current

1. まえがき

従来、DC 電源には PI, PID やヒステリシスコンパレータ等の制御方式が用いられ、中でも PI 制御を目的とした専用 IC[1][2]が広く用いられている。この方式は、主回路の回路定数に応じて、PI 制御 IC の制御性能を決定する外付けの R や C の素子を与えることにより構成される。しかし、主回路の変更や、制御性能の変更等により制御パラメータである R や C を変更する場合、それに応じて各値を再設計しなければならない。そこで近年では、容易、且つ、オンラインで制御パラメータ調節する方法として、プログラムの変更で可能とするデジタル制御が用いられており、DSP(Digital Signal Processor)を用いることにより外部からの制御パラメータの変更を可能としている製品[3]も発表されている。

DC 電源のデジタル制御における PI, PID 制御パラメータ調節手法の近年の研究としては、従来のアナログ PI 制御における調整法を基にデジタル制御に適応する手法[4]、ニューラルネットワークを用いてオンラインで調整する手法[5]が提案されている。前者の手法では、アナログ PI 制御をデジタル制御として実装する際の手段が提案されており、制御パラメータはアナログ PI 制御において試行錯誤的に得ている。一方、後者のオンラインで調節する手法では、出力電圧と目標電圧との偏差が最小になるようにニューラルネットワークによる学習をオンラインで行うことにより、各制御パラメータを得ている。また、出力電圧安定化範囲、出力電圧分解能、過電流制限値設定の分解能の解析から制御パラメータを検討する手法[6]も提案されているが、研究報告に留まる。

これらの制御パラメータ調節法では、ある特定の負荷電流変動における電圧応答性に対して調節が行われている。しかし、本来、主回路上にコイルやダイオード等の非線形素子を含む場合、電流の大きさに応じ回路定数が変わる。そのため、ある特定の負荷流変動に対して調節を行った制御パラメータでは、電流の大きさに対して電圧応答性が異なることから、負荷電流に応じて適切な制御パラメータを導出する必要がある。また、制御パラメータの調整において一般的である試行錯誤的調節では、経験的に調節が行われ、膨大な時間を費やす上、調節範囲には限界があることから、オンラインで自動的に制御パラメータを算出することが望まれる。

そこで、本論文では DC 電源において、負荷電流変動に対する適切なデジタル PI コントローラの算出を DSP を用いてオンラインで行うこと試みた。従来、アナログ PI コントローラは制御パラメータである R や C を電圧変動に対して経験的、又は、コントローラの周波数応答から試行錯誤的に調節されていた。そこで、本研究においてデジタル PI コントローラは周波数特性から導出できる安定なアナログ PI コントローラを基に求めた後、負荷電流変動に伴う電圧変動に対してコントローラの構成要因である制御周期及び、2 つの制御パラメータを試行錯誤的に調節を行った。しかしながら、試行錯誤的な調整は調節範囲に限界があり、調節に膨大な時間がかかる。そこで、解に対し順に試行錯誤しながら正解を得る解決策であるヒューリスティック探索法を用いて各負荷電流変動において、電圧変動が最小になる制御パラメータをオンラインで算出した。この結果、試行錯誤的に算出したコントローラによる電圧制御に対して良好な制御結果を示し、電圧変動が最小となる適切な制御パラメータは負荷電流に応じて異なることを示した。

2. DC/DC コンバータ及びデジタル PI コントローラ

〈2-1〉 実験装置

本実験に用いた DC/DC コンバータの回路構成を図 1 に示す。同図に示される DC/DC コンバータは、直流 60 [V] の入力から直流 5[V]を出力するフォワード型 DC/DC コンバータであり、MOSFET のスイッチング周波数は 200[kHz]である。なお、トランスを介した二次側において示すリアクタンス $L1$ 及びコンデンサ $C1$ は、LCR メータの測定の上、 $L1=17[\mu H]$ 、 $C1=3000[\mu F]$ である。制御回路は、出力電圧検出用に ADC(Analog Digital Converter)及び、高速演算が可能である DSP、ドライバ回路で構成される。ADC には、入力電圧範囲が 0[V]から+5[V]で、電圧分解能が 12[bit]である Analog Devices 社製の AD1671 を用いた。DSP には、16[bit]固定少数点演算型で、最高動作周波数が 160[MHz]である同社製の ADSP-2191 を用い、負荷には任意で電流値を変更できる電子負荷装置を用いた。

一般に直流電源における負荷電圧の安定性は、電圧リプルで評価され、評価方法はガイドラインにより与えられている。直流電源における負荷電圧のガイドラインにおいてリプル電

圧は、負荷電流定常時に定格出力電圧の±0.5[%]以内、負荷電流変動時(負荷電流変動周波数 100[Hz]~1[kHz])に定格出力電圧の±1[%]以内と定められている。なお、ガイドラインにおいて負荷電流変動は、負荷電流の 25[%]の変動とされている。

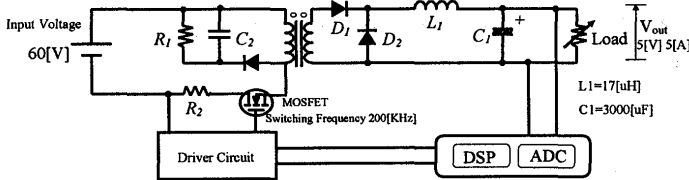


Fig. 1. Digital control DC/DC converter

〈2・2〉 アナログ PI コントローラのデジタル化

本実験では、アナログ PI コントローラを基にデジタル PI コントローラを算出する。そこで、デジタル PI 制御系実装に際して、一般的に用いられる PI 制御系を、図 2 に示す。

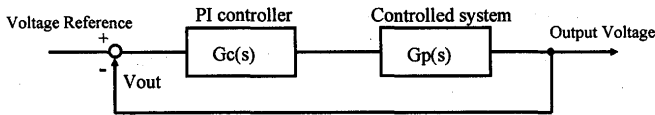


Fig. 2. PI Control System

同図に示されるように PI 制御系は、制御対象の伝達関数 $G_p(s)$ 及び、PI コントローラの伝達関数 $G_c(s)$ を直列に接続し、出力をフィードバックする構成である。この閉ループ伝達関数は、

$$G(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (1)$$

と算出できる。ここで、同式における伝達関数の分子である一巡伝達関数は、制御系の安定性の判別に用いられる。

図 2 に示された PI 制御系における制御対象回路は、図 1 に示された DC/DC コンバータの全素子についてモデル化せず制御対象の伝達関数 $G_p(s)$ を簡素化するため、トランスを介した二次側のリアクタンス L_1 、コンデンサ C_1 及び、負荷 R のみをモデル化する。リアクタンス L_1 及び、負荷 R は電流に応じ抵抗値が変化する電流依存型素子であるため、モデル化の際に L_1 は電流が流れていない状態の定数である $L_1=17[\mu\text{H}]$ と固定し、負荷 R は本回路の定格出力である 5[V]、5[A]時の $1[\Omega]$ と固定する。これらの定数及び、コンデンサ $C_1=3000[\mu\text{F}]$ から制御対象の伝達関数 $G_p(s)$ は、

$$G_p(s) = \frac{1}{5.1 \times 10^{-8} + 1.7 \times 10^{-5} s} \quad (2)$$

と算出できる。PI 制御系において、式(2)で示される制御対象 $G_p(s)$ に対して、PI コントローラの伝達関数を算出するため、PI 制御器として一般的に用いられるアナログ PI コントローラの構成を図 3 に示す。

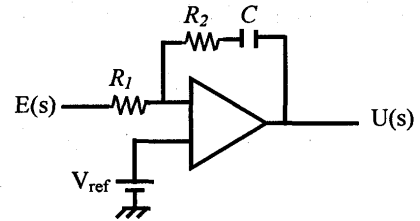


Fig. 3. Analog PI controller for Voltage Control

同図において、アナログ PI コントローラは、オペアンプ及び、抵抗、コンデンサで構成され、コントローラの制御パラメータである R_2 及び C を調整することで、安定な PI 制御系を設計する。なお、同図における抵抗 R_1 は、 $R_1=10[\text{k}\Omega]$ とした。アナログ PI コントローラの伝達関数 $G_c(s)$ も同様に、入出力の比からアナログ PI コントローラの伝達関数 $G_c(s)$ は、

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{a}{s} \right) \quad (3)$$

と算出できる。同式において、 K_c 及び、 a は、

$$\text{比例ゲイン } K_c = \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

$$\text{時定数 } a = \frac{1}{CR_2} \quad (5)$$

である。算出したアナログ PI コントローラをデジタル制御系として実装するため、Z 変換を用いてアナログ PI コントローラを離散化する。

式(3)で与えられるラプラス演算子 s を用いた連続時間領域であるアナログ PI コントローラにおいて、ラプラス演算子 s を時間進み記号 z により置き換え、双一次変換及び、逆 Z 変換を用いることにより離散時間領域におけるデジタル PI コントローラは、

$$U(t) = K_0 e(t) + K_1 e(t-1) + U(t-1) \quad (6)$$

と算出できる。同式において $U(t)$ は、制御操作量であり、 $e(t)$ は目標電圧値と出力電圧値の偏差である。なお、同式においてデジタル PI コントローラの制御パラメータである K_0 及び、 K_1 は、

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1} \times \left(\frac{\frac{1}{CR_2} \times T_s + 2}{2} \right) \quad K_1 = \frac{R_2}{R_1} \times \left(\frac{\frac{1}{CR_2} \times T_s - 2}{2} \right) \quad (7)$$

と示される。同式においてデジタル PI コントローラの制御パラメータは、アナログ PI コントローラの制御パラメータである R 、 C 及び、制御周期 T_s により構成されることが示される。

〈2・3〉 デジタル制御系の実装

デジタル PI 制御系を実装するに際して、2-1 においてアナログ PI 制御系を基にデジタル PI コントローラ式(6)を算出した。この PI コントローラを DSP に実装するにあたり、デジタル制御系における出力電圧の検出方法、PWM のオンデューティ変更タイミングを示す。アナログ PI 制御系とデ

デジタル制御系に制御の流れを、図 4(a,b)に示す。同図(a)にはアナログ制御、同図(b)にはデジタル制御系における出力電圧検出から、それに準じた PWM 発生までの流れを示す。

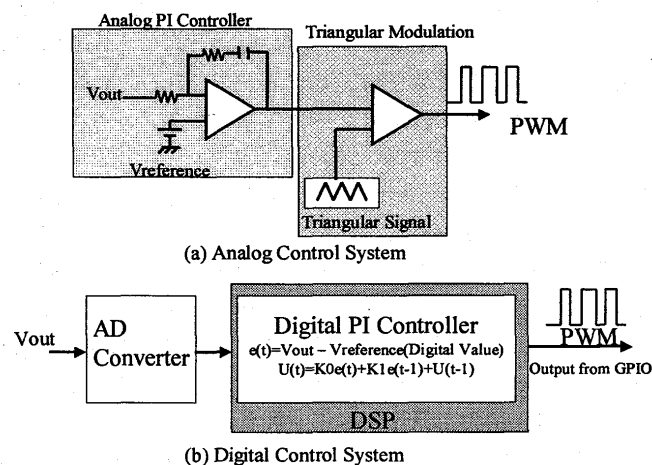


Fig.4. The difference of control system

同図(a)に示されるアナログ制御系は、出力電圧を連続時間で検出し、図 3 に示されたアナログ PI コントローラに入力する。PI コントローラの出力と三角波をコンパレータに入力し、電圧レベルの比較によりパルスを出す方式、すなわち、三角波比較方式により PWM を算出する。一連の制御処理を連続時間で行うアナログ制御系に対して、同図(b)に示されるデジタル制御系は、出力電圧を ADC により一定のサンプリング周波数により数値化し、DSP 内において目標値と数値化された出力電圧の誤差 $e(t)$ を算出する。算出した誤差 $e(t)$ を式(6)であるデジタル PI コントローラに入力し、制御操作量 $U(t)$ を PWM オンデューティに変換し、PWM を算出するため離散時間での制御系となる。

また、デジタル PI コントローラは、その制御パラメータを算出する際、式(7)で示されたように構成要因として制御周期、すなわち、PWM におけるオンデューティの変更タイミングが含まれる。そこで、デジタル制御系における制御周期について示すため、MOSFET のスイッチング周波数 200[kHz]に対するアナログ及び、デジタル制御系のオンデューティ変更タイミングを図 5(a,b,c)に示す。同図(a)において、アナログ制御系におけるオンデューティ変更タイミングを示し、同図(b,c)にデジタル制御系における、制御周期の違いによるオンデューティ変更タイミングを示す。

同図(a)におけるアナログ制御系において、出力電圧の検出、PI 演算、オンデューティ算出及び、変更は、ほぼ同時に行われ、5[μsec]毎に出力する全てのパルスに対してオンデューティの調節が行われる。一方、同図(b)におけるデジタル制御系において、制御周期がスイッチング周波数である 200[kHz]に対して最小制御周期である 5[μsec]の時は、PWM のオフ時間において出力電圧のサンプリング、PI 演算、オンデューティの算出が行われ、1 つ前のパルスにおける電圧変

化に対してオンデューティを変更する。また、同図(c)に示される制御周期 20[μsec]時においては、1 回のオンデューティ変更から 20[μsec]後に出力するパルスに対して出力電圧のサンプリング、PI 演算、オンデューティの算出を経てオンデューティの変更が行われる。

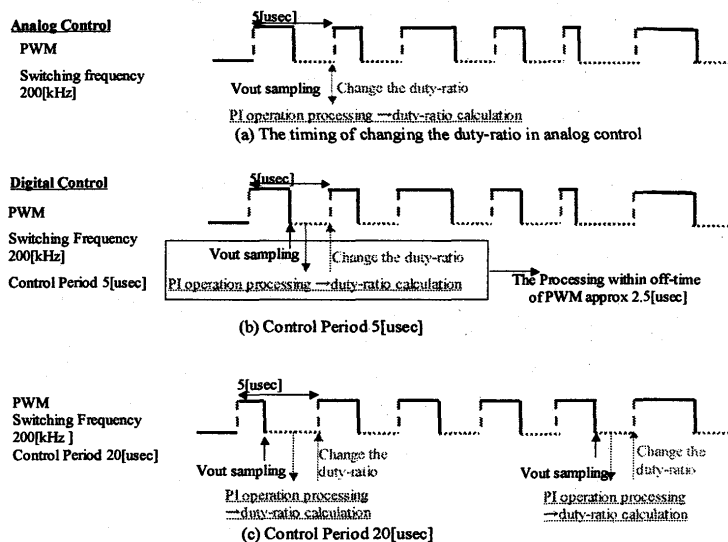


Fig.5. The timing of changing the duty-ratio of PWM

3.安定及び最適コントローラの検討

〈3・1〉 安定制御系の設計

安定なアナログ PI 制御系の設計は、制御対象及び、PI コントローラの伝達関数(式(2),(3))により与えられた一巡伝達関数が安定条件である

$$\text{周波数—ゲイン特性 } |G(j\omega)| = |G_c(j\omega)| \times |G_p(j\omega)| \dots (8)$$

$$\text{周波数—位相特性 } \angle G(j\omega) = \angle G_c(j\omega) + \angle G_p(j\omega) > -180^\circ \quad (9)$$

の2つの条件を満たすPIコントローラを求めることで行われる。2つの条件を満たすPIコントローラを求める手順は、制御対象の周波数特性をボード線図上に示し、これに対して、同図上においてPIコントローラの周波数特性を示し、式(8)及び、式(9)の条件を満たすように制御パラメータである R_2 及び、 C を試行錯誤して調節を行う。

この設計手順を経て、 R_2 及び C を調節した結果、式(8),(9)を満たしたPIコントローラ及び一巡伝達関数の特性を図 6 に示す。なお、アナログPIコントローラには、調節の結果 $R_2=47[\text{k}\Omega]$ $C=0.1[\mu\text{F}]$ を与えた。また、本研究では、電子負荷での電流変動周波数を最大 1[kHz]とし、この周波数までの負荷電流変動を制御条件に対する補償限度とするため、安定なアナログ制御系設計する際の—巡伝達関数の安定条件は、周波数特性におけるゲイン交差周波数 $\geq 1[\text{kHz}]$ かつ、式(9)を満たすことにより、その制御系が安定であるとする。

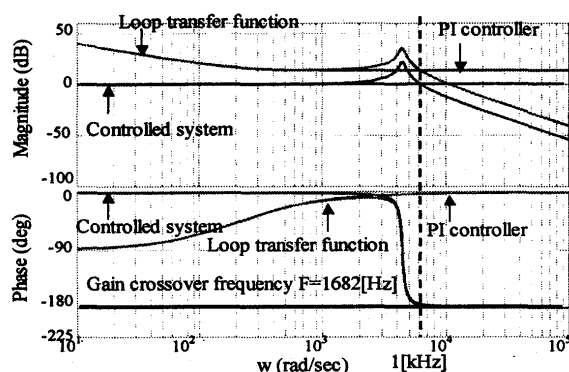


Fig.6. Decision of stable PI controller on bode diagram

同図に示されるように、制御対象の周波数特性は、LC の共振周波数を 705[Hz]に有し位相特性、全周波数領域で -180° を超えない特性であることが示される。この特性を持つ制御対象に対し、 $R2=47[\text{k}\Omega]$ $C=0.1[\mu\text{F}]$ と調節した PI コントローラを与えることで一巡伝達関数の周波数特性は、ゲイン特性においてゲイン交差周波数は $F=1682[\text{Hz}]$ 、位相特性における周波数 1[kHz]以上において位相は -180° を超えない特性である。すなわち、式(8)及び(9)で示される一巡伝達関数の安定条件を満たしていることが云える。なお、以上の試行錯誤調整は、MATLAB によりボード線図を求めることで行った。

安定条件を満たしたアナログ PI コントローラのパラメータ($R2=47[\text{k}\Omega]$, $C=0.1[\mu\text{F}]$)から、各値を式(7)に代入することでデジタル PI コントローラを算出する。デジタル PI コントローラのパラメータは、 $K0=4.7025$, $K1=-4.6975$ と算出でき、このデジタル PI コントローラにおける出力電圧の安定性を評価するため、各種負荷電流値一定での電圧状態、負荷電流の連続変動による電圧制御追従性を求めた。なお、各値を式(7)に代入することでデジタル PI コントローラを算出する際、式(7)に含まれる制御周期 T_s は、制御パラメータを構成する要因であるため、次節 3-2 において検討する。本章では制御周期 T_s を暫定的に、本節の PWM のスイッチング周波数 200[kHz]での最小制御周期である 5[μsec]とする。また、各負荷電流は、負荷電流が変動することを考慮し、定格電流から無負荷に近い電流状態、5,4,3,2,1[A]とした。負荷電流変動後の各負荷電流定常時において十分出力電圧が安定した状態の比較を図 7(a)に、負荷電流変動 100[kHz]、1[kHz]での制御結果を同図(b,c,d,e,f,g,h,i)に示す。

同図に示されるように、出力電圧は負荷電流が定常時及び、変動時においても発振せず、安定していることが云える。このことから、安定なアナログ PI 制御系をボード線図上で設計した上、各定数をデジタル PI 制御系として実装することで、実機による電圧制御を行っても発振することなく、定格出力及び電流に対し安定な制御を得ることができた。しかしながら、負荷電流変動を定格出力電流 5[A]から減少すると、負荷電流変動時のリプル電圧が大きくなることが示される。

3-2 制御周期の影響

前述したように、デジタル PI コントローラにおいて制御周期は、制御パラメータの構成要因でもあり、制御周期の変更は出力電圧のサンプリングポイント、並びに、PWM オンデューティの変更タイミングの違いに表れることから電圧制御結果に影響を及ぼすと考えられるため、デジタル PI コントローラを設計する際考慮すべき事項である。そこで、実機においてデジタル制御における制御周期の影響を検討する。負荷電流変動は 1[kHz]を上限としていることから、制御周期は最長でも 500[μsec]以下でなければならない事に加え、図 1 の実験回路に示すように MOSFET のスイッチング周波数が 200[kHz]であるため、PWM のオンデューティ変更タイミングは最小で 5[μsec]間隔である。そこで、制御周期 T_s を、5、50、100、200[μsec]とし、負荷電流変動を 100[Hz]、5-4[A]とした時の出力電圧制御結果を図 8 に示す。

同図に示されるように、いずれの制御周期においても発振は生じていないが、制御周期が短くなるに伴い電圧が安定するまでの収束時間が短くなり、リプル電圧が小さくなることが云える。本研究の電圧変動評価に用いるガイドラインは、定格の $\pm 1[\%]$ 以内(4.95-5.05[V])と定められていることから、制御周期はスイッチング周波数である 200[kHz]の最短制御周期である 5[μsec]が有効であることが云える。

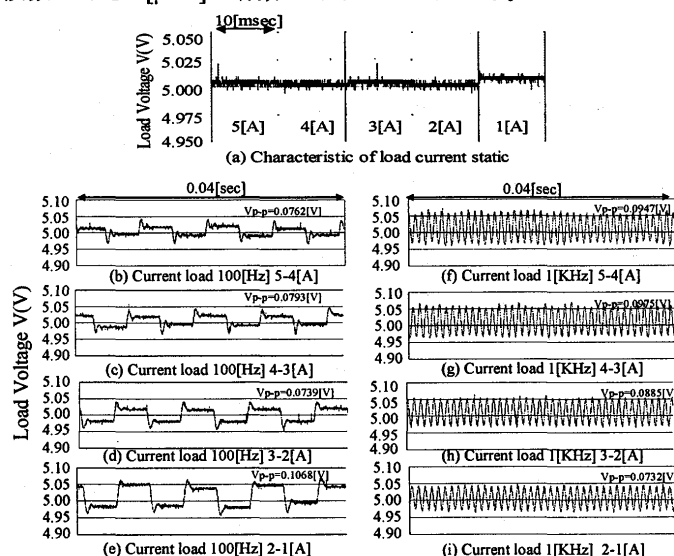


Fig.7. Voltage control result using stable digital PI controller

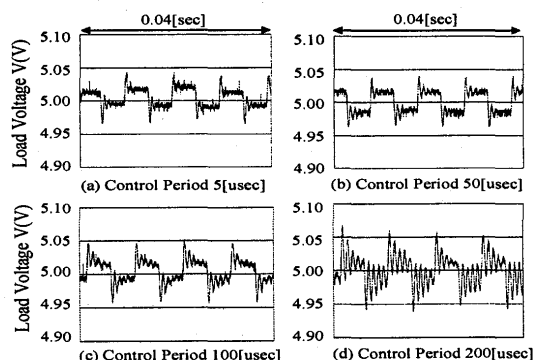


Fig.8. The difference of control period in voltage control result

〈3・3〉 最適 PI コントローラの設計

3-1 及び 3-2 において、デジタル PI コントローラを設計する際、安定なアナログ PI 制御系をボード線図上で設計したのちでデジタル PI コントローラに実装し、安定する制御結果を示すことでコントローラを構成する $R2, C$ を決定し、制御周期による電圧変動後の制御応答性への影響を考慮した上で Ts を決定した。しかし、PI コントローラを設計する際、電流の変動によりインピーダンスが変化するリアクタンスやダイオードを考慮せず、負荷電流を定格の $5[A]$ として PI コントローラを設計しているため、実際の制御対象回路に対し最適なコントローラであるとは云いがたい。そこで、電圧変動に対しコントローラの制御パラメータ $K0, K1$ を調節し、電圧変動に対するガイドラインを満たすコントローラを設計する。調節は、制御パラメータである $K0, K1$ のゲイン及び、 $K1$ を試行錯誤して調節を行い、電圧がガイドラインを満足するか否かは、負荷電流 $100[Hz]$ 変動 $5-4[A]$ 時の電圧波形によって評価する。調節を行い、ガイドラインを満たす PI コントローラ ($K0=11.7025, K1=-11.6975$) による出力電圧制御結果を図 9(a,b,c,d,e,f,g,h,i) に示す。同図(a)には、負荷電流変動後の各負荷電流定常状態において十分電圧が安定した状態の電圧特性を、同図(b,c,d,e,f,g,h,i)には負荷電流変動 $100[Hz]$ 、 $1[kHz]$ での電圧特性を示す。

同図に示すように、いずれの負荷電流に対しても出力電圧は電圧変動のガイドラインを満たしていることが云え、ガイドラインに対して適切な PI コントローラを設計することができた。同図(b)の負荷電流 $5-4[A]$ 変動において最大リプル電圧は、 $V_{p-p}=0.0403[V]$ である。しかし、同図(c)の負荷電流変動 $4-3[A]$ において最大リプル電圧は $0.0458[V]$ であり、負荷電流変動を $3-2, 2-1[A]$ と定格電流から小さくしていくに従い、それぞれ、 $V_{p-p}=0.0470[V]$ 、 $V_{p-p}=0.0549[V]$ となり電圧変動時のリプル電圧が大きくなることが示される。また同図(f,g,h,i)の負荷電流変動 $1[kHz]$ においても、同様に負荷電流変動値によるリプル電圧の差異が示される。

4. 負荷電流に対するコントローラの設計

3-3 における PI コントローラ ($K0=11.7025, K1=-11.6985$) による出力電圧制御結果は、各負荷変動の状態に対して電圧変動の差異が生じたことから、負荷電流変動値に対して最適なコントローラが存在すると考えられる。また、制御パラメータの試行錯誤的な調節は、膨大な時間がかかる上、調節範囲に限界があることからオンラインで自動的に最適な制御パラメータを算出する必要がある。そこで、各負荷電流変動値に対して電圧制御結果が最適になるように制御パラメータを自動変更することにより算出する。

デジタル PI コントローラの制御パラメータを自動で算出する方法として、本研究ではヒューリスティック探索法を用いた。一般にヒューリスティック探索法は、探索経過にかかるコストを用いて、予測値であるヒューリスティック関数を指標に正しいと思われる選択肢を順に試行錯誤しながら経路を辿ることで正解を得る解決策である。

ヒューリスティック探索法におけるコストを制御パラメータ変更のパターンとし、電圧変動幅を抑制するためヒューリスティック関数を、変更パラメータによる出力電圧制御時の定格出力に対する最大変動電圧の最小二乗誤差とした。探索経過における制御パラメータ変更パターンを表 1 に、探索プロセスの一例を図 10 に示す。

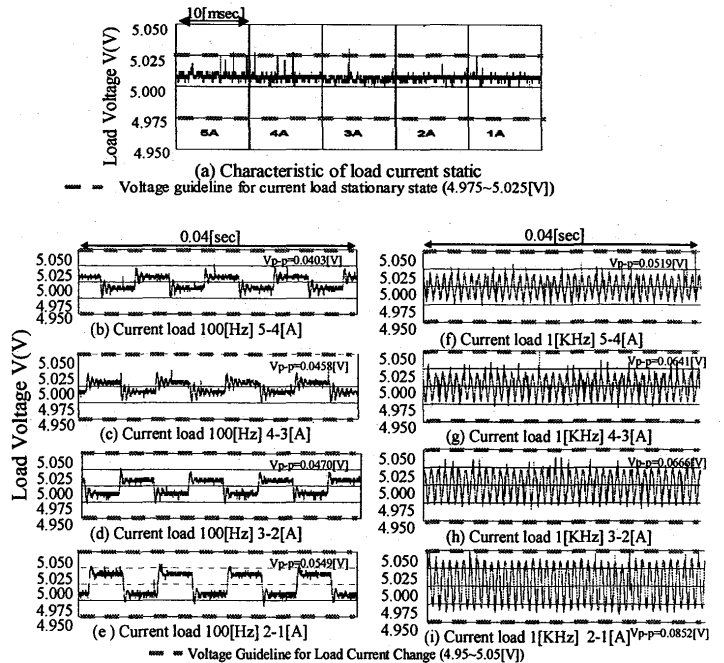


Fig.9. Voltage control result using tuning PI parameter

Table1. The pattern of changing PI parameters

Cost	Parameter R2	Parameter C
A	$R2 - \alpha$	C
B	$R2 + \alpha$	C
C	R2	$C - \beta$
D	R2	$C + \beta$

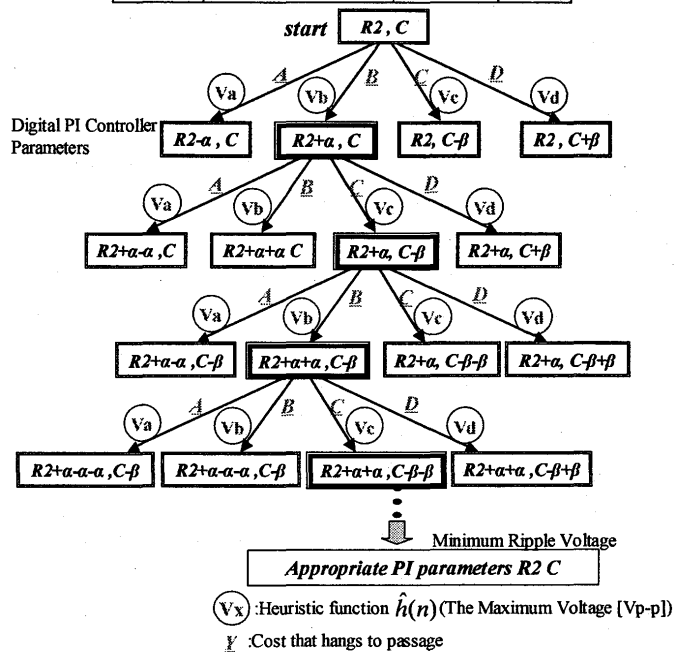


Fig.10. The search process of PI parameter by heuristic search

同図において、初期値パラメータ $R2, C$ から探索を開始し、表 1 に示される 4 つの制御パラメータ変更パターンに準じ同図中の制御パラメータ $R2-\alpha, C, R2+\alpha, C, R2, C-\beta, R2, C+\beta$ の如く変更し、各制御パラメータを用い電圧制御を行い、各最大変動電圧の最小二乗誤差 V_a, V_b, V_c, V_d を取得し、仮に V_b が最小値とし制御パラメータ $R2+\alpha, C$ を選択する。このパラメータを基に次の 4 つのパラメータを同様に表 1 の変更パターンに準じた制御パラメータすなわち、 $R2+\alpha-\alpha, C, R2+\alpha+\alpha, C, R2+\alpha, C-\beta, R2+\alpha, C+\beta$ へと変更し、同様に電圧制御を行う。この探索を無限に行うことで最適な制御パラメータを算出する。なお、初期値パラメータは適当な値とし $R2=10[k\Omega]$ 、 $C=0.01[\mu F]$ を用い、表 1 に示された制御パラメータ変更の重み α 及び、 β は、 $\alpha=500[\Omega]$ 、 $\beta=500[nF]$ とした。この探索法を用いて最適な PI コントローラを算出した過程を図 11(i),(ii) に示す。同図(i)には、負荷電流変動 $100[Hz]$ 5-4[A]時を示し、同図(ii)には、負荷電流変動 $100[Hz]$ 2-1[A]時の探索結果を示す。

同図(i)において、探索が進み制御パラメータ $K0, K1$ が初期値から変化するに伴い、最大変動電圧が小さくなることが示され、PI コントローラのパラメータが $K0=12.8511$ 、 $K1=-12.8489$ の時、最大変動電圧が最小となった。同様に同図(ii)においても、制御パラメータが $K0=27.4008$ 、 $K1=-28.3992$ の時最小となった。これらのパラメータを用いた PI コントローラによる出力電圧制御結果を図 12(a,b,c,d) に示す。

同図において、図 8 に示された制御パラメータを試行錯誤により調節を行った PI コントローラによる出力電圧制御結果に対して、電圧の変動幅が小さく、ガイドラインを十分満足する結果を得た。また、この制御パラメータ探索法により負荷電流変動値を変更して行った結果、各負荷電流において最大変動電圧が最小となる制御パラメータが異なることより、負荷電流に対して適切な制御パラメータが存在することを示した。

5.まとめ

本論文では、負荷電流の変動によって生じる DC 電源の電圧変動に対し、デジタル PI 制御を DSP に実装し、安定デジタル PI コントローラから制御パラメータを電圧変動のガイドラインに対して試行錯誤的に調節することで、ガイドラインを十分満足する結果を得ることができた。また、ヒューリスティック探索法を用い、電圧変動が最小となる制御パラメータを自動で探索、変更することにより、試行錯誤的に調節した制御パラメータによる電圧制御結果より良好な結果を示した。また、負荷電流を変更し同様の探索を行うことで各負荷電流においても電圧変動が小さくなり、各負荷電流変動値に対する最適なコントローラを算出することができた。

参考文献

- [1] 東京エレクトロニクスデバイス：「PS-2606」
<http://www.teldevice.co.jp/NewsRelease/NewsRelease20050908-2.pdf>

- [2] 日本テキサスインスツルメンツ：「TPS40054」
<http://www.tij.co.jp/jsc/docs/msp/analog/>
- [3] デンセイ・ラムダ：「SW 電源のフルデジタル制御技術を開発」
Release News Densei-Lambda (平成 17 年 4 月)
http://www.densei-lambda.com/about/news/fy06/20050415_dsp_ps.pdf
- [4] 田本貞治 曾禰元隆：「スイッチング電源におけるアナログ PI, PID 制御のデジタル化に関する検討」 高速信号処理応用技術学会誌 Vol8, No1 pp.45-53(平成 17 年 6 月)
- [5] 綾部宏規 曾禰元隆：「ニューラルネットワークを用いた電圧制御法」 平成 15 年電気学会全国大会 4-032
- [6] 松尾博文 黒川不二雄 佐々木正博 三村泰弘 中尾洋一：「デジタル制御方式 DC-DC コンバータの制御回路のパラメータについて」 電子情報通信学会技術研究報告 Vol.97 No.278 pp37-44 (平成 9 年 9 月)

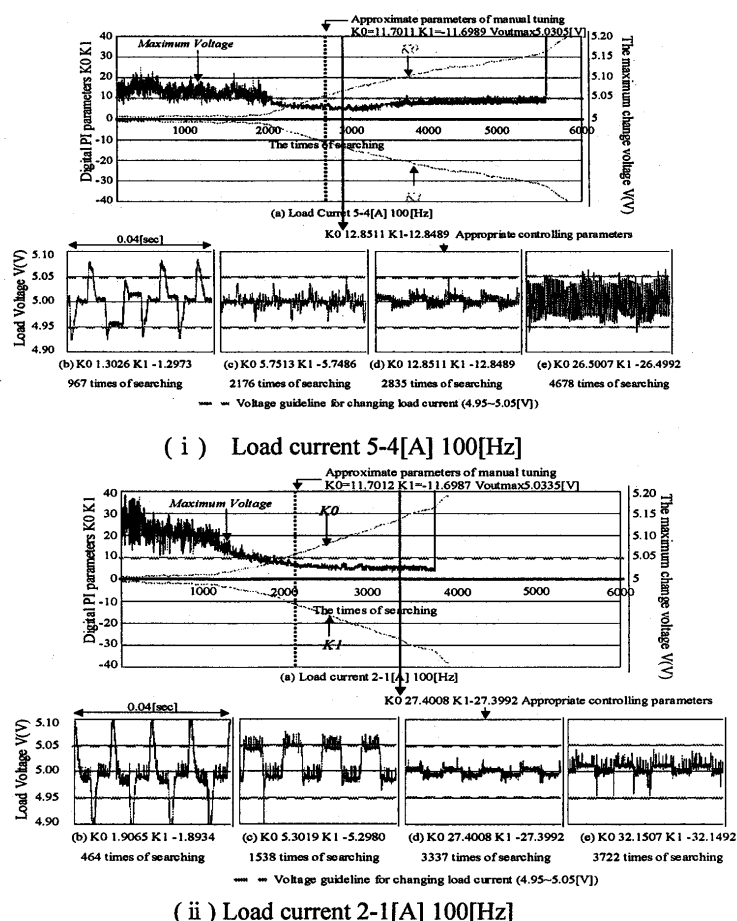


Fig.11. Search passage of appropriate PI controller by heuristic search

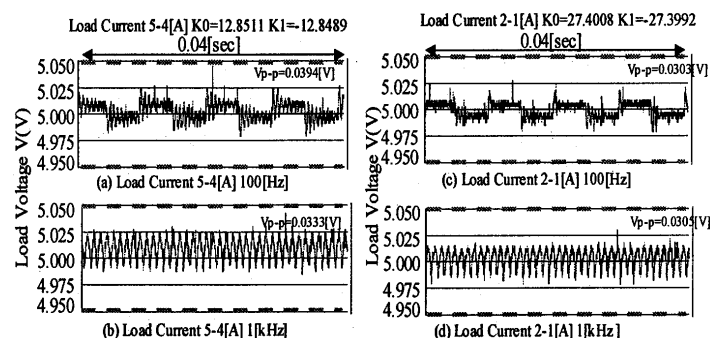


Fig.12. Voltage control result by appropriate parameters derived by heuristic search