

単一インダクタ・マルチ出力(SIMO)DC-DC スイッチング電源の研究

小堀 康功*¹, 小林 春夫*²

Single Inductor Multi Output (SIMO) DC-DC Switching Converter Design

Yasunori KOBORI and Haruo KOBAYASHI

This paper proposes a new SIMO (Single Inductor Multi Output) DC-DC converter design with exclusive control. It requires few additional components (a comparator and a latch) to control two DC-DC converters with single inductor, buck and buck converters or boost and boost converters.. We investigated exclusive control method which converts only one converter except another converter for some clock periods. The architecture of exclusive control method is to compare two errors of the output voltage and to decide the converter that is controlled next time. This control method has the merit not to depend on either output voltage or output current. We describe circuit topologies, operation principles and simulation results.

KEYWORDS : DC-DC converter, SIMO converter, Switching converter, Exclusive control

1. まえがき

多くの情報電子機器は多数の DC-DC コンバータを有し、特に最近の省電力化と高性能化に伴ない、電源電圧の多様化とデバイス毎の専用電源配置により、10 個以上のスイッチング電源を内蔵している。一方、小型軽量低コスト化も重要項目であり、電源部で使用されるコンデンサやインダクタ数の削減も着目されてきた。

従来、単一インダクタによるマルチ出力 SIMO (Single Inductor Multi Output)電源が注目されており、特に 1 アンペア程度の負荷電流を供給する 2 出力電源 SIDO(Single Inductor Dual Output)が研究されている。従来では、2つの電源を規則的に交互に制御する方式が中心であった。この場合、一方の負荷電流が大きく変化しても交互に制御駆動

するため、制御時間が遅れて出力電圧の整定時間が遅くなり好ましくなかった。

本報告では、2出力電源 SIDO において、両者の出力誤差電圧を比較することにより、クロック毎の制御対象電源を決定する「排他的制御 (Exclusive Control) 方式」を提案する。この方式は制御回路内の誤差電圧のみを使用することにより、入力電圧や 2 電源の出力電圧や電流に全く依存することなく制御可能である。また降圧形や昇圧形等の電源方式に依存することなく、両電源方式でも同様に制御可能である。従来 SIDO 電源に比較して追加する回路は、1 個の比較器とわずかなロジック回路のみであり、動作原理も回路構成も非常に簡単な制御方式である。まずその動作原理を説明し、セルフ・レギュレーションおよびクロス・レギュレーション性能に着目して、そのシミュレーション結果を報告する。

*1 電子制御工学科(Dept. of Electronic and Control Engineering), E-mail: kobori@oyama-ct.ac.jp

*2 群馬大学大学院工学研究科(Gunma University, Department of Electronic Engineering Graduate School of Engineering)

2. 降圧形マルチ出力コンバータ

2.1 基本構成と動作原理

今回提案する排他的制御マルチ出力コンバータの構成と電流フローを図1、図2に、そのスイッチング動作波形を図3に示す。図1、図2は降圧形+降圧形電源の構成であり、出力電圧は $V_1 > V_2$ である。図1では電源1が選択されており、PWM1信号によりスイッチ S_0 が制御されている。このときスイッチ S_2 は、常に開放 OFF 状態である。PWM信号が「H」の時、インダクタにはエネルギーが充電され、赤い実線に沿って電流が流れる。PWM信号が「L」になると、インダクタには放電電流が青い破線に沿って流れる。ダイオード D_1 は、2つの電源を分離動作させるの

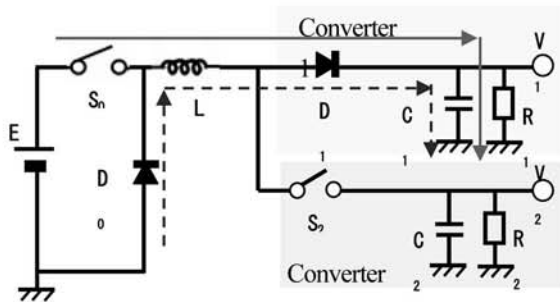


図1 降圧形マルチ出力電源 (V1 選択時)

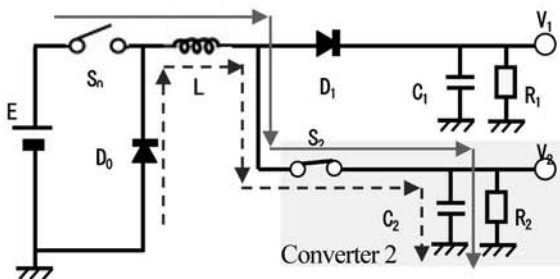


図2 降圧形マルチ出力電源 (V2 選択時)

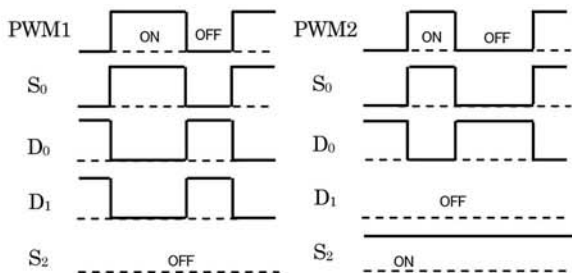


図3 マルチ出力電源のタイミングチャート

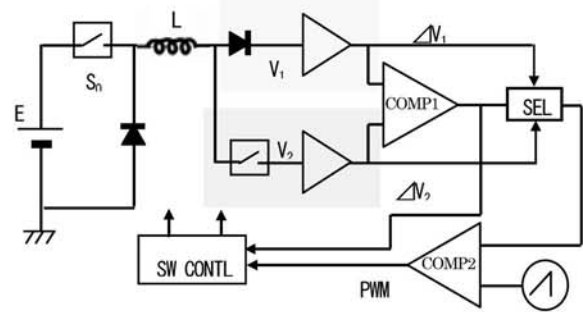


図4 提案電源の制御切換え検出回路

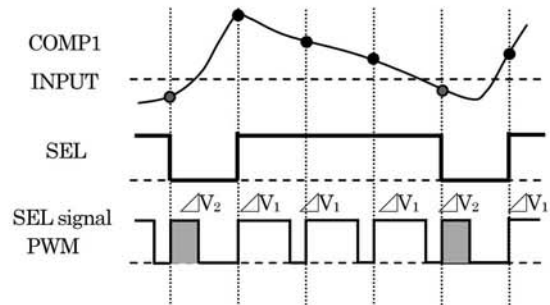


図5 制御切換え動作の概念図

要である。次に電源2が選択された場合は図2の動作であり、スイッチ S_2 は、常に短絡 ON 状態にある。このとき $V_1 > V_2$ より、ダイオード D_1 は常時 非導通状態にある。したがって、この場合も通常の降圧形電源として動作する。

2つの電源の制御切換え検出回路を図4に、その動作概念図を図5に示す。図4において、各電源内の電圧誤差増幅器の出力 ΔV_1 、 ΔV_2 は比較器1 COMP1に入力され、その大小が常に比較されて選択信号 SEL を出力する。この結果により ΔV_1 、 ΔV_2 の一方が選択され、鋸歯状波発生回路である COMP2に入力され、制御信号 PWM を発生する。つまり図5のように、COMP1の入力差電圧が正の場合は SEL 信号は+となり、 ΔV_1 から生成された PWM1 信号で電源1が制御される。なお、 S_2 は、SEL 信号により制御される。

以上の結果、例えば図5に示すように、電源2の誤差電圧 ΔV_2 に比較して電源1の誤差電圧 ΔV_1 が連続的に大きい場合は、この関係が逆転するまで電源1が排他的に制御される。したがって、負荷電流が変化した場合の両電源の電圧リップル、つまり誤差電圧は、ほぼ等しくなるように自動的に制御駆動されることが理解される。

表1 降圧形電源の素子パラメータ

E	9.0 V
L	0.5 μ H
C	470 μ F
V ₁	6.0 V
V ₂	4.0 V
Fck	500 kHz

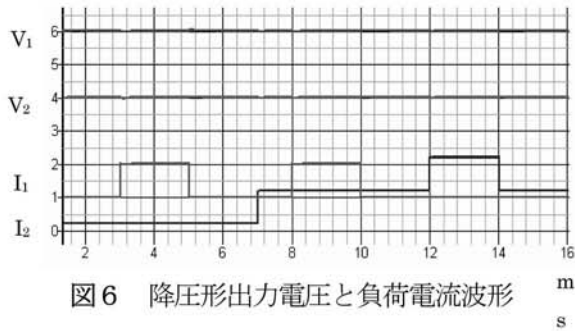


図6 降圧形出力電圧と負荷電流波形

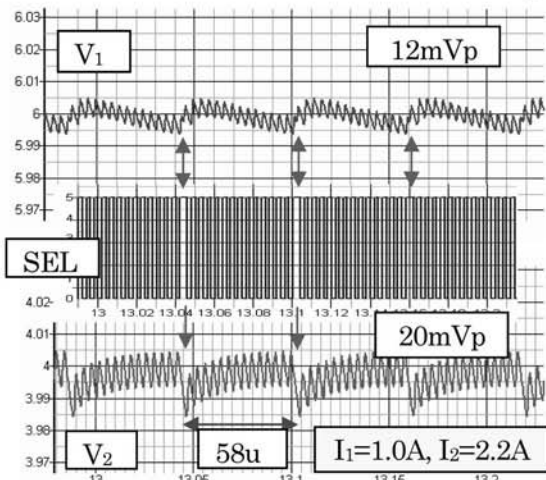


図7 SEL信号と両出力リップル波形1

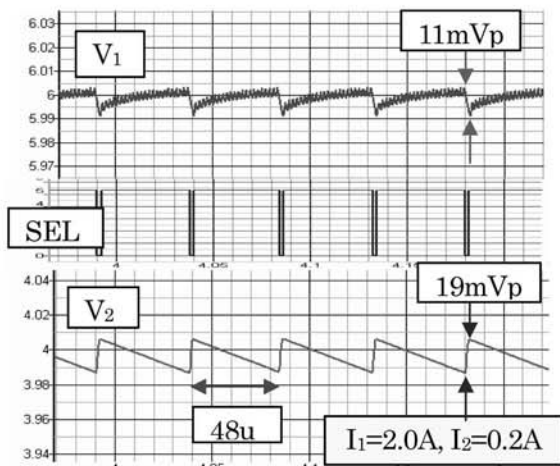


図8 SEL信号と両出力リップル波形2

2.2 シミュレーション結果

図4のシミュレーション回路における、主な素子パラメータを表1に示す。入力電圧 E を 9.0V とし、出力電圧を V1=6.0V、V2=4.0V に設定した。両電源のコンデンサや負荷抵抗を等しくした。

このときのシミュレーション結果を、図6～図8に示す。図6に示すように、出力電圧が安定な状態で、負荷電流 I1、I2 を切替えている。定常状態において、両方の負荷電流が同等な場合には、図7に示すように SEL 信号はほぼ交互に切り、周期的に2連続制御動作が生じている。次に一方の負荷電流 I1 を大きくした場合、図8に示すように負荷の重い電源1の制御比率が大きく、ほぼ負荷電流に比例している。電源2の出力電圧変化は、電流供給が無いことより、直線的に電圧が低下していることが理解される。

次に負荷電流の変化に対する、出力電圧リップルの様子を図9に示す。ここで自身の電流変化に対する出力電圧リップルを通常ロード・レギュレーションと呼ぶが、ここではセルフ・レギュレーションと呼ぶ。一方、他方の負荷電流による出力電圧リップルを、クロス・レギュレーションと呼び、どちらも電源性能の指標である。図9においては、赤の実線矢印がセルフ・レギュレーションであり、青の破線矢印がクロス・レギュレーションを表わす。この場合、両者にわずかの差はあるが、ほぼ同等性能である。

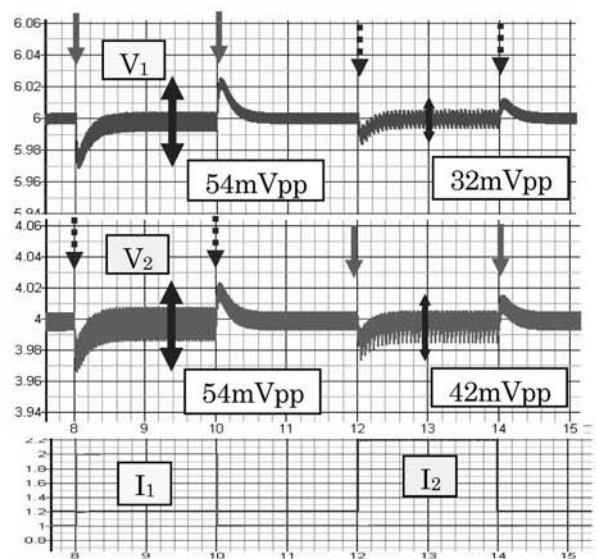


図9 負荷変化時のレギュレーション特性

3. 昇圧形マルチ出力コンバータ

3. 1 基本構成と動作原理

昇圧形+昇圧形マルチ出力電源の構成を図 10、図 11 に、そのタイミングチャートを図 12 に示す。基本回路構成は、降圧形マルチ出力電源と類似であり、インダクタ駆動が昇圧形スイッチング構成である。また制御切換え検出回路は、図 4、図 5 と全く同一である。

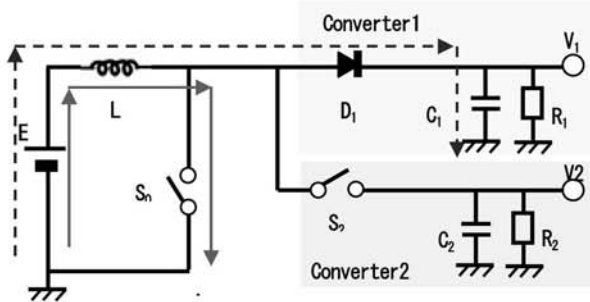


図 10 昇圧形マルチ出力電源 (V1 選択時)

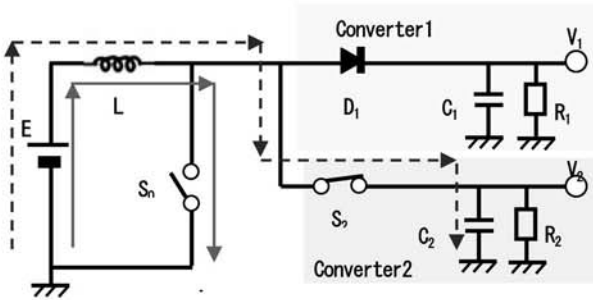


図 11 昇圧形マルチ出力電源 (V2 選択時)

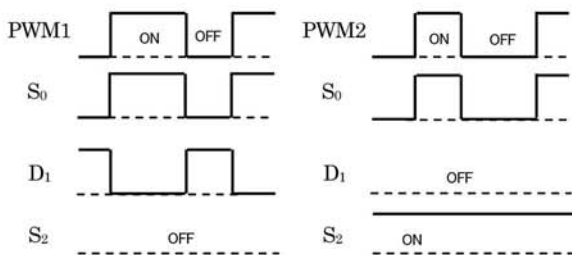


図 12 マルチ出力電源のタイミングチャート

3. 2 シミュレーション結果

図 10、図 11 の昇圧形マルチ出力電源に対して図 4 の制御回路を施し、表 2 の素子パラメータによりシミュレーションした。入力電圧 E を 3.0V とし、出力電圧を降圧形と同様に V1=6.0V、V2=4.0V に設定した。両電源のコンデンサや負荷

抵抗を等しくしてシミュレーションした。このときのシミュレーション結果を、図 13~図 15 に示す。まず図 13 に示すように、出力電圧が安定な状態で、負荷電流を切換えている。両負荷電流がほぼ等しい状態では、SEL 信号はほぼ交互に切換っていた。そこでここでは、負荷電流の比率を大きく変え、一方の負荷電流を大きくした場合とその反対の場合で電圧リプル特性を検討した。

まず図 14 に示すように、電源 1 の負荷電流を他方の 10 倍と大きくした場合、電源 2 の出力リップルはやや変則的だが、両電圧リップルは $\Delta V=25mV$ とほぼ等しく良好である。一方、電源 2 の負荷電流を大きくした図 15 の結果では、安定な出力リップル波形であり、 $\Delta V=20mV$ であった。

表 2 昇圧形電源の素子パラメータ

E	3.0 V
L	0.5 μ H
C	470 μ F
V1	6.0 V
V2	4.0 V
Fck	500 kHz

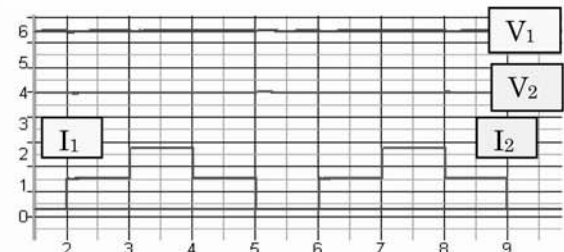


図 13 昇圧形出力電圧と負荷電流波形

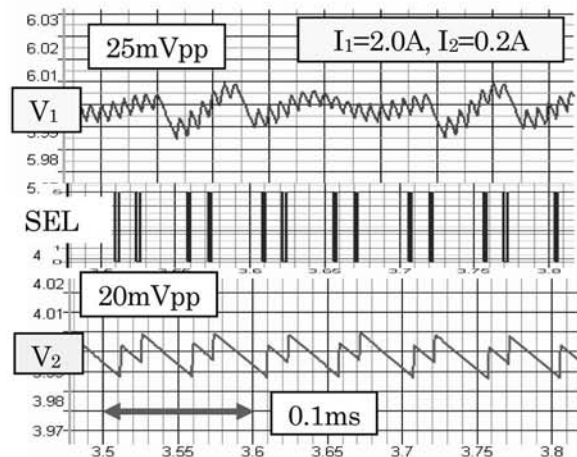


図 14 両出力リップル波形 1 (I1 > I2)

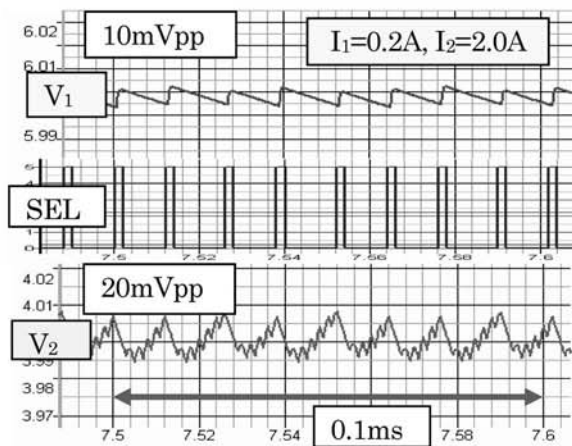


図 15 両出力リップル波形 1 ($I_1 < I_2$)

次に負荷変動時の応答特性を、図 16 に示す。同図では赤い実線範囲がセルフ・レギュレーション、青い破線範囲がクロス・レギュレーションである。電源 2 の負荷電流変化 $\Delta I_o = 1A$ に対する応答電圧リップルは、 $\Delta V = 40mVpp$ とほぼ十分である。一方、電源 1 の負荷電流変化に対する電圧リップルは $\Delta V = 75mVpp$ とやや大きく、電源 1 のループ特性がまだ不十分であると思われる。今後、ループゲインや位相補償のパラメータを調整することにより応答特性を見直して、レギュレーション性能を改善する必要がある。

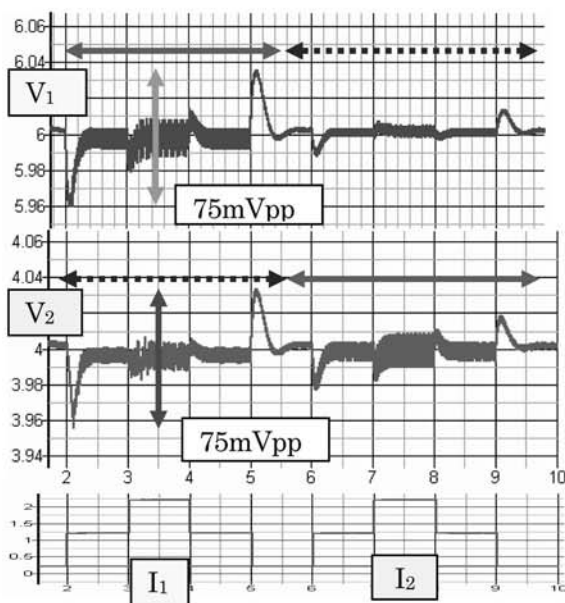


図 16 負荷変化時のレギュレーション特性

4. 結言

単一インダクタ・マルチ出力 SIMO 電源において、排他的制御による新制御方式を開発し、シミュレーションによりその動作・性能を確認した。2 つの電源に対して、その出力誤差電圧を比較して、誤差電圧の大きい方を排他的に優先的に制御することにより、負荷変動時にも高速で応答可能である。本方式の構成は、従来の SIMO 電源と比較して、比較器 1 個と簡単ロジック回路のみの追加で容易に実現できる。また、入出力電圧や出力電流に依存せず、電圧比較のみで性能を確立できるメリットがある。また、降圧形や昇圧形などの電源制御方式にも依存せず、電源方式や構成を気にすることなく実現可能である。

シミュレーション結果では、定常時のリップル特性は、負荷電流比が 10 倍の場合でも、 $\Delta V_o < 25mVpp$ であり十分に小さいと思われる。一方、負荷電流変動 $\Delta I_o = 1A$ に対する出力電圧リップルは、降圧形電源では $\Delta V_o = 55mVpp$ 、昇圧形電源では $\Delta V_o = 75mVpp$ と更なる改善が望まれる。

今後の課題として、シミュレーションにおける性能改善と、実装評価がある。

参考文献

- 1) Y. Kobori, M. R. Li, H. Kobayashi et.al, "Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design with Exclusive Control, 2012 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. (2012) [12月発表予定]
- 2) 小堀康功, 小林春夫, 他 9, "単一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータにおける制御切替方式の一提案", 電気学会, 回路研究会 ECT-12-026 (2012)
- 3) H. Iwase, Y. Kobori, H. Kobayashi et. al, "Realization of Low-Power Control Method for SIDO DC-DC Converter," in IEEEJ Technical Meeting of Electronic Circuits ECT-12-037 (2011)

【受理年月日 2012年 9月7日】

