

単一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータの

制御切替方式の一提案

Control System of Single Inductor Dual Output DC-DC Converter

小堀康功 (小山工業高等専門学校)

小野澤昌徳 朱秋霖 高井伸和 新津葵一 小林春夫 (群馬大)

大森武志 小田口貴宏 中西功 根本謙治 (AKM テクノロジー)

松田 順一 (旭化成パワーデバイス)

Abstract This paper investigates the control method of single inductor dual output (SIDO) DC-DC converters as follows: (1) Quasi- $\Delta\Sigma$ controller to exchange dual PWM control signals for DC-DC switching converter using the result of comparison with two output error voltages. (2) Modification of above quasi- $\Delta\Sigma$ control system to exchange the ratio of two control periods that is $1-\alpha:\alpha$. (3) Controller to modify the ratio of two control periods according to the ratio of two output error signals.

キーワード: DC-DC コンバータ, シングルインダクタ・デュアル出力, スイッチングコンバータ (AC-DC Converter, Buck converter, Buck-boost converter, Switched-mode power supply)

1. はじめに

多くの電子機械には多数の DC 電源が設けられている。更なる省電力化に向けて、各電子回路に合わせた直流電圧を供給することが一般的に行われている。一方、小型電子機器では小型軽量化も重要であり、多種類の直流電圧を供給する DC-DC スイッチングコンバータのインダクタやコンデンサの数が増えることは大きな問題となってきた。

そこで 1 個のインダクタにより多数の直流電圧を出力するシングルインダクタ・マルチ出力 SIMO 電源^{1) 2)} が検討されつつあり、とくに 2 出力 SIDO 電源に関する報告がされている。これらの電源は擬似非連続電流モードを実現することにより、そのクロスレギュレーションに高性能を示している。しかし両電

源の負荷電流の比率にはある程度の制限があり、また効率的にも問題があった。

本報告では、シングルインダクタ・デュアルアウトプット SIDO 電源において、2 出力の電圧や負荷電流に依存しない新しい制御方式を提案する。更に高速応答が可能であるとともに、出力電圧リップルやクロスレギュレーションも改善可能である、新しい制御方式を提案する。この方式は通常の降圧形、昇圧形および昇降圧形を自由に組み合わせて構成することが可能である。

ここでは、昇圧-昇圧形 DC-DC コンバータの組合せにより、SIDO 電源の構成例を紹介する。各コンバータに対して動作原理を説明し、シミュレーションによる基本動作と基本特性も示す。

2. 擬似 $\Delta\Sigma$ 変調 SIDO コンバータ

2.1 基本回路構成

検討した昇圧一昇圧形 SIDO コンバータの回路構成を図 1 に示し、その動作波形を図 2 に示す。図 1 において、上側コンバータはやや高電圧出力（ハイサイド・コンバータ）であり、下側は少し低い出力電圧（ローサイド・コンバータ）である。図 1 において実線は PWM 信号が「H」でインダクタにエネルギー充電時の電流であり、破線はハイサイド制御時のエネルギー放電電流経路、一点破線はローサイド制御時の放電電流経路である。また図 2 に各スイッチの制御信号を示す。「H」レベルで、各スイッチが ON となる。

次に動作原理を説明する。図 1 において、どちらのコンバータの制御時も、PWM 信号が「H」のときは、スイッチ S0 が ON して、インダクタに電流を流しエネルギーを充電する。このとき、S1 と S2 はともに OFF 状態にある。

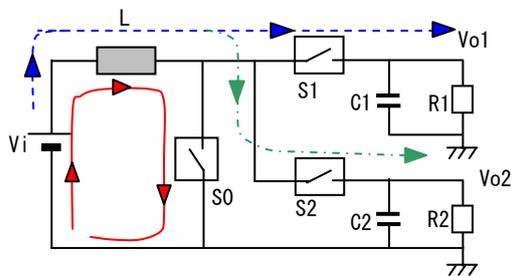


図 1 SIMO 電源の構成

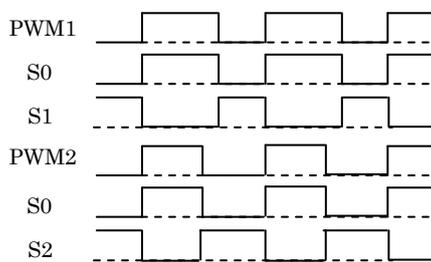


図 2 動作波形図

次にハイサイド制御時に PWM 信号が「L」に反転すると、S0 は OFF に、S1 が ON に反

転し、インダクタ電流は S1 を介してコンデンサ C1 と負荷抵抗 R1 にエネルギー供給する。この結果、ハイサイドの出力電圧 Vo1 は所定電圧に制御される。同様にローサイド制御時に PWM 信号が「L」に反転すると、S0 と S1 は OFF に、S2 が ON に反転し、インダクタ電流は S2 を介してコンデンサ C2 と負荷抵抗 R2 にエネルギー供給する。この結果、ローサイドの出力電圧 Vo2 は所定電圧に制御される。以上のように、ハイサイド制御時にはローサイドへの電力供給はなく、またローサイド制御時にはハイサイドへの電力供給はない。従来の制御方式では、この 2 つの制御周期は通常交互に制御された周期的な方式であるが、今回の提案制御方式は必ずしも一定ではない。定常時には比較的一定比率で制御されるが、過度応答時にはその比率は大きく変化する。

法では、これらハイサイドとローサイドの制御頻度は一定ではない。

2.2 動作原理

提案する制御方式は、2 つのコンバータの誤差増幅器の大きさにより、制御対象となるコンバータを逐次決定する方式である。つまり PWM 周期は一定であるが、その PWM 期間で制御するコンバータを、PWM 信号の立上り時に決定する方式である。図 3 に全体ブロック図を示し、その動作概念を図 4 に示す。

図 3 において、Vo1 と Vo2 の誤差アンプ出力は、PWM 信号の開始時に比較され保持される。例えばコンバータ 1 の誤差電圧が大きい場合の出力を「H」とすと、その一周期は PWM 1 によりコンバータ 1 のみが選択的に制御される。この結果、コンバータ 1 の出力は少し補正制御されて、誤差電圧はやや改善される。次の PWM 信号の開始時に、再度

2つの誤差アンプ出力は比較され、その周期の選択的制御対象が決定される。このようにして、逐次 誤差電圧の大きいコンパレータが選択的に制御されることより、出力電圧や負荷電流の大きさに無関係に、常に出力ワーストなコンバータを制御改善するように制御が施される。

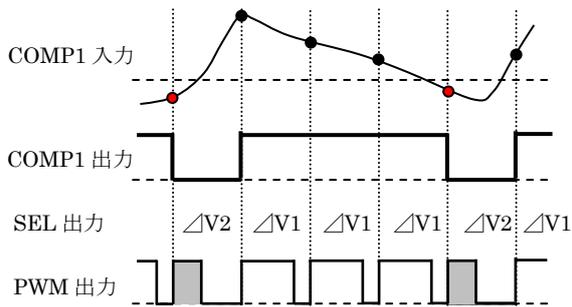


図4 タイミングチャート

この結果、定常時には一般的に負荷電流や、誤算アンプ利得の大きいコンバータの出力電圧誤差が大きくなり易く、コンパレータの制御比率はこれらに見合った比率となる。しかし、過度応答時には選択的に制御されることより、交互切換え方式に比較してその応答特性は改善され、その効果としてリップル特性やクロスレギュレーションも改善される。

2.3 シミュレーション回路

図5にシミュレーションの回路構成を示す。デッドタイムを考慮して、コンバータ1側のスイッチをダイオードとしている。入力電圧 $V_i=3.0V$ DC に対して、出力電圧は $V_{o1}=6.0V$ 、 $V_{o2}=4.0V$ に設定した。また負荷電流は $I_{o1}=I_{o2}=0.25A$ としているが、制御安定性より各誤差アンプの利得は、 $G_1:G_2=10:1$ に設定した。主なパラメータを表1に示す。

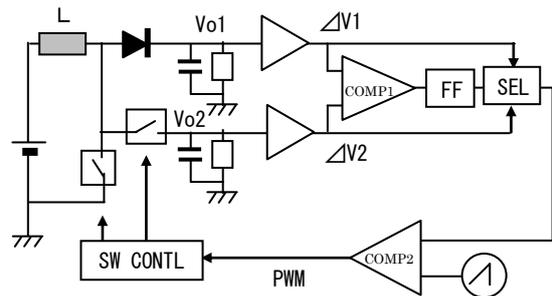


図5 シミュレーション回路図 200kHz

表1 使用パラメータ

V_i	3.0 V
V_{o1}	6.0 V
V_{o2}	4.0 V
G_1	14dB
G_2	34dB
L	20 μ H
C	200 μ F
F_{PWM}	200 kHz

2.4 シミュレーション結果

シミュレーション結果として、図6に各出力電圧の電圧リップル波形を示す。定常状態での制御比率はほぼ4:1であり、誤差アンプゲインの高いコンバータ1の比率が4倍と高いことが理解される。つまりコンバータ2に

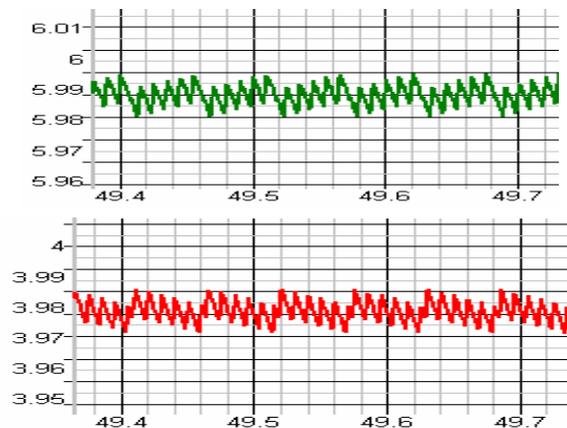


図6 出力電圧リップル特性

PWM 制御が1周期適用されると、その誤差増幅出力は十分小さくなるが、この一周期間にコンバータ1の誤差増幅電圧は大きく拡大し、その後の4周期間で改善されることが理解される。なお、電圧オフセットはコンバータ1が20mVとやや大きい許容範囲であり、直流ゲインを2倍に上げることにより同等レベルに改善可能である。

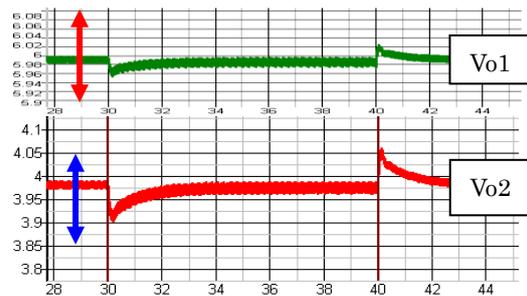
次に負荷電流を0.5/0.25Aと切換えたとときの、各コンバータの負荷応答特性を図7に示す。ここで、図7(a)および(b)は、負荷1および負荷2の切換えに対する各出力リップルを示す。コンバータ1の自己応答特性およびクロスレギュレーションは、リップル電圧が30mV_{OP}程度と良好である。一方、コンバータ2の応答特性は70mV_{OP}と大きく、調整不十分の状態と判断される。

図8に負荷変化時の、各コンバータの制御状態であるSEL信号を示す。ここでは「H」期間がコンバータ1の選択時であり、細いパルス幅が1周期を示す。同図の上段ではコンバータ2の負荷電流が、 $I_{o2}=0.25A$ から2倍に増加時の過度応答を示し、下段では元に戻

ったときの過度応答を示す。負荷電流がほぼ同等時には制御比率はほぼ等しく、負荷変化時には制御比率が乱れていることが理解される。なお、図8の特性では、出力誤差増幅率を合わせてある。



(a) 負荷電流1の切換え応答特性



(b) 負荷電流2の切換え応答特性

図7 負荷応答特性 (矢印は0.2V)

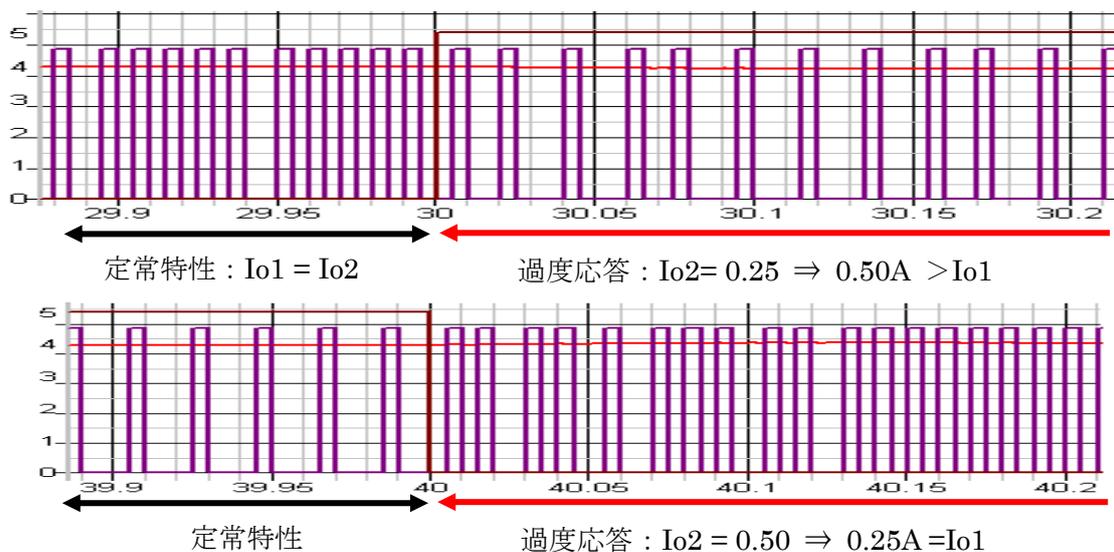


図8 負荷電流変化と制御比率の変化特性

2.5 複合切換え方式の検討

上述した擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式では、一方の電源を制御している期間は、他方の電源には全くの電荷供給がなされていない。この方式では付加変動に対する応答は高速化されるが、一方ではその期間に他方の電源の電圧ドロップが大きくなり、クロスレギュレーション性能は大きく劣化し易い。

そこで上述の図4のように各周期で片方の電源のみを制御することなく、図9のように制御時間比率を $(1-\alpha) : \alpha$ (< 0.5)とする。比率 α は固定して、それぞれに合った鋸歯状波を発生して各PWM信号で制御駆動する。この方式では、各周期毎の制御は確保されるので、クロスレギュレーションは改善されるが、過渡応答特性はわずかに遅れるので最適制御が必要である。

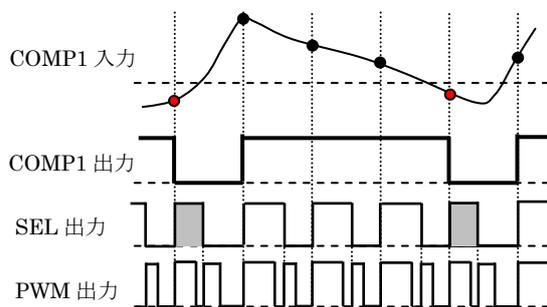


図9 複合切換えタイミングチャート

3. 制御デューティ可変方式

3.1 動作原理

SIDO電源において、2つの電源をどのように制御するかが大きな課題である。図9の考え方を拡張すると、誤差電圧の比率に応じて、SEL信号のH/L比率つまり制御デューティ(CD)を線形的に可変できれば、より滑らかな制御が可能と考えられる。そこで図10の回路構成のように、誤差電圧の比較増幅器の出力によりCD信号を可変することに

より、電源1と電源2の制御時間比率を可変制御する。

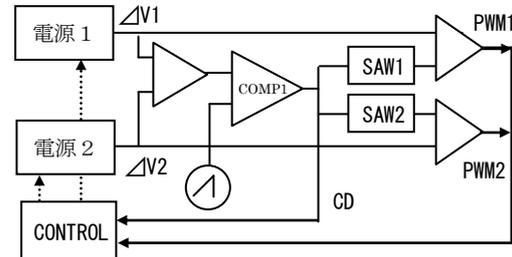


図10 制御デューティ CD 可変方式

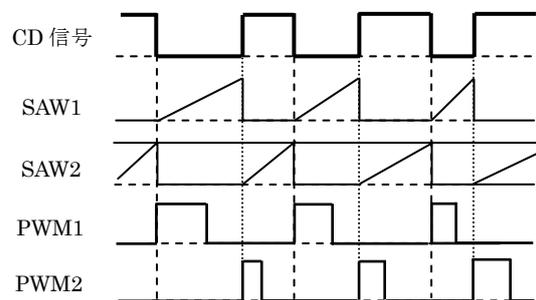


図11 CD可変方式タイミングチャート

3.2 シミュレーション結果

図10の回路構成で、表2のパラメータによりシミュレーション検討した。SIDO電源ではクロスレギュレーションが大きな検討課題である。以下に主なシミュレーション結果を示す。

表2 使用パラメータ

V_i	3.0 V
V_{o1}	6.0 V
V_{o2}	4.0 V
I_{o1}, I_{o2}	1.0/0.5 A
L	200 nH
C1, C2	500 μ F
F_{PWM}	200 kHz

図12において上段が電源1、下段が電源2の出力リップルであり、過渡応答およびクロ

スレギュレーションを示す。いずれの場合もリップルは 10mV 以下であり、十分小さい。

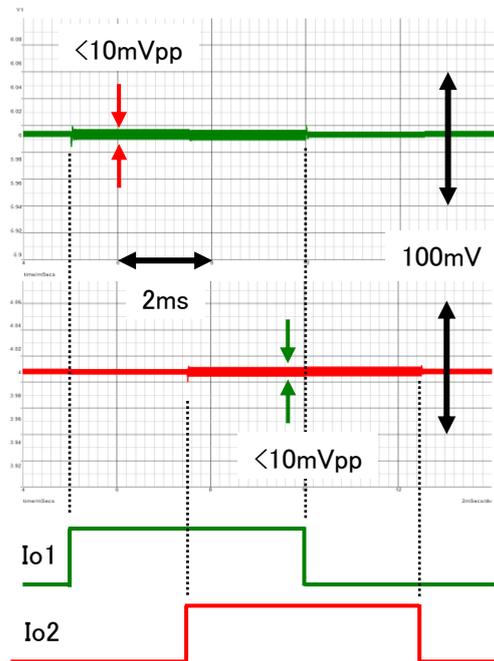


図 12 負荷変動時の出力リップル

次に負荷電流バランス（電流比）に対する各電源の出力オフセット比を図 13 に示す。最大電流比が 10 倍（あるいは 1/10）のとき、各電源のオフセット電圧比は、いずれも 0.03% と十分小さい。直流ループゲインを上げることにより、さらに改善可能である。一方、負荷電流の比率や電流変化量により、出力電圧リップルが変化する。この場合でも、

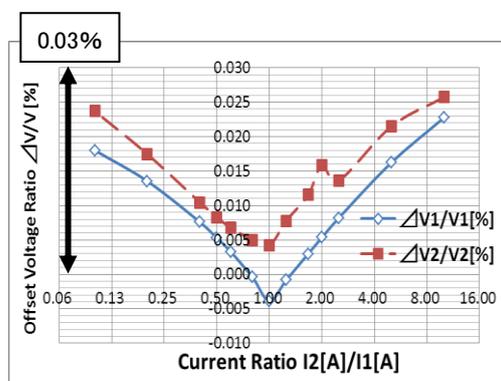


図 13 負荷電流比 vs. オフセット比

両電源の電圧リップルの大きさは、誤差増幅器の利得や負荷電流変化量およびコンデンサ容量等が関係するが、これらが同等な場合はリップル率もほぼ等しくなる。

負荷電流変化時の各電圧オフセットの変化を、図 14 に示す。電流 0.7A の増加に対して、出力電圧の変化率は両電源とも同等で 0.02% の微増と問題ないレベルである。

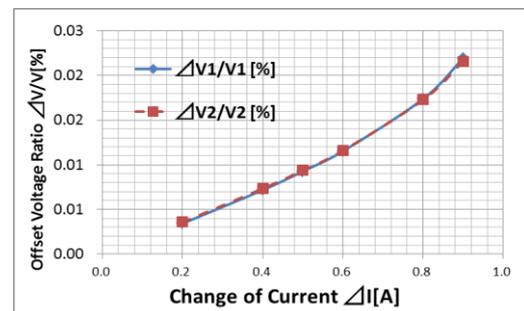


図 14 負荷電流 vs. オフセット比

4. まとめ

SIMO 電源における新しい制御法として、誤差電圧比較による擬似 $\Delta\Sigma$ 制御方式とその応用方式、および 2 電源の PWM 周期比を可変する制御デューティ可変方式を提案した。各方式においてシミュレーション検討した結果、出力リップルやクロスレギュレーションにおいて良好な結果を得た。

参考文献

- 1) 小堀康功, 小林春夫, 他 9 名, “単一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータにおける新制御方式” 第 2 回電気学会東京支部 栃木・群馬支所合同研究発表会予講集 (2012.2)
- 2) 津志田健吾, 他 1 3 名, “単一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータの検討”, 第 22 回 回路とシステム軽井沢ワークショップ (2010.4)