

単一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータにおける

新制御方式の検討

Investigation of Single Inductor Double Output DC-DC Converter Design

小堀康功 小野澤昌徳 朱秋霖 (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(株))

松田 順一 (旭化成パワーデバイス(株)) 高井伸和 新津葵一 小林春夫 (群馬大)

キーワード: DC-DC コンバータ, シングルインダクタ・ダブル出力, 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・ダブルアウトプット 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。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。例えば両電源の誤差電圧アンプの比較結果により、制御対象電源を適時切換えることにより実現可能である。

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. 昇圧-昇圧形 SIDO コンバータ

2.1 回路構成

検討した昇圧-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。

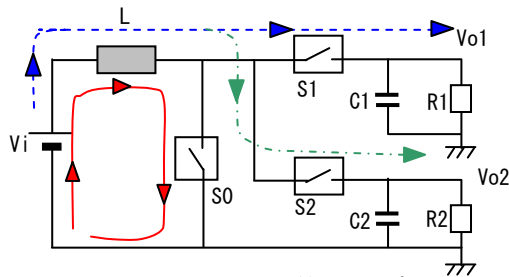


図1 SIMO電源の構成

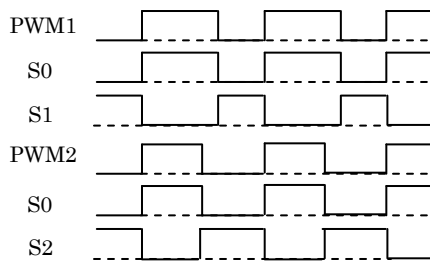


図2 動作波形図

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。

本方法では、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PWM1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。

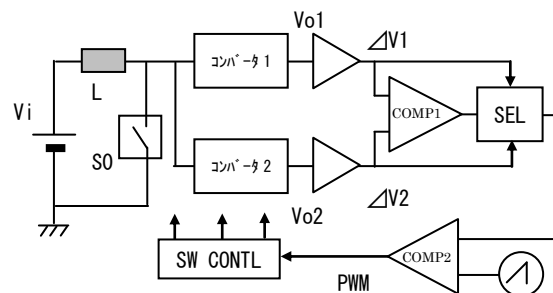


図3 SIMO電源の制御構成

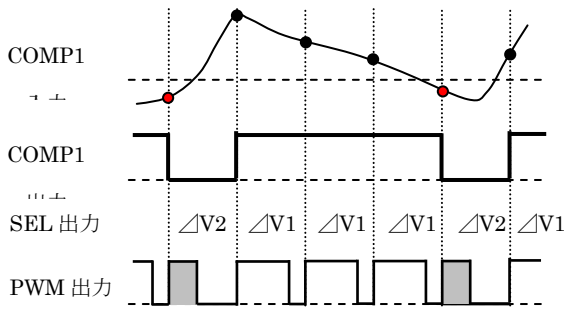


図4 タイミングチャート

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。

3. シミュレーション結果

3.1 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、 $G1:G2=10:1$ に設定した。主なパラメータを表1に示す。

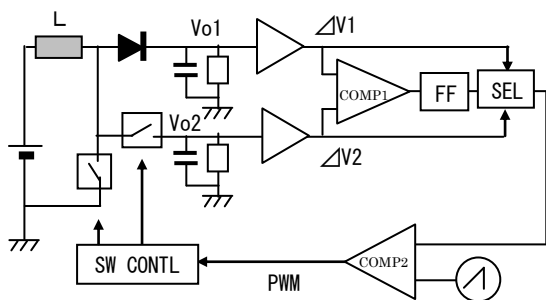


図5 シミュレーション回路図

表1 使用パラメータ

V_i	3.0 V
V_{o1}	6.0 V
V_{o2}	4.0 V
$G1$	14dB
$G2$	34dB
L	20 μ H
C	200 μ F
F_{PWM}	200 kHz

3.2 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。

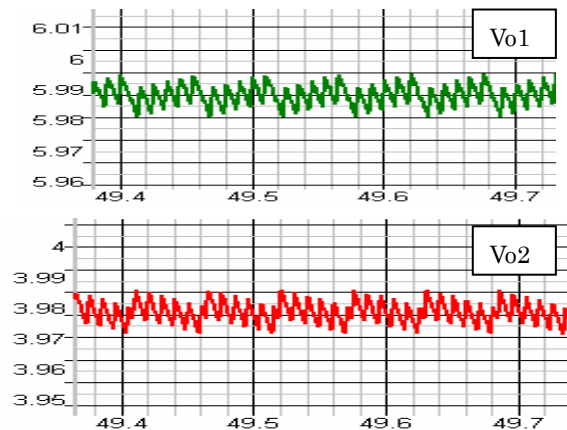
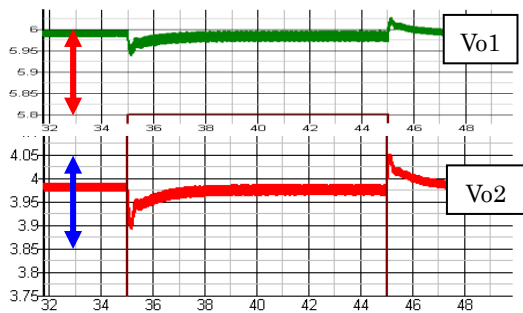


図6 出力電圧リップル特性

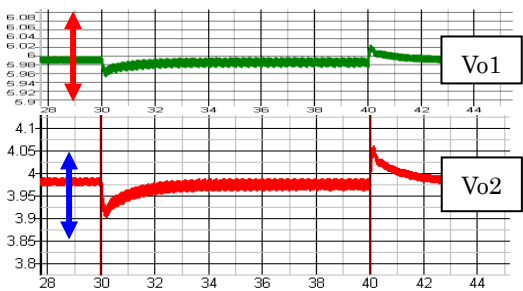
次に負荷電流を 0.5/0.25A と切替えたときの、各コンバータの負荷応答特性を図7に示す。ここで、図7(a)および(b)は、負荷1および負荷2の切替えに対する各出力リップルを示す。コンバータ1の自己応答特性およびクロスレギュレーションは、リップル電圧が30mV_{OP}程度と良好である。一方、コンバータ

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、細かいパルス幅が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の切替え応答特性



(b) 負荷電流2の切替え応答特性

図7 負荷応答特性 (矢印は0.2V)

参考文献

- 1) 津志田健吾, 他13名, "単一インダクタンス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)
- 2) 原田, 二宮, 顧, "スイッチングコンバータの基礎" コロナ社 (2004)

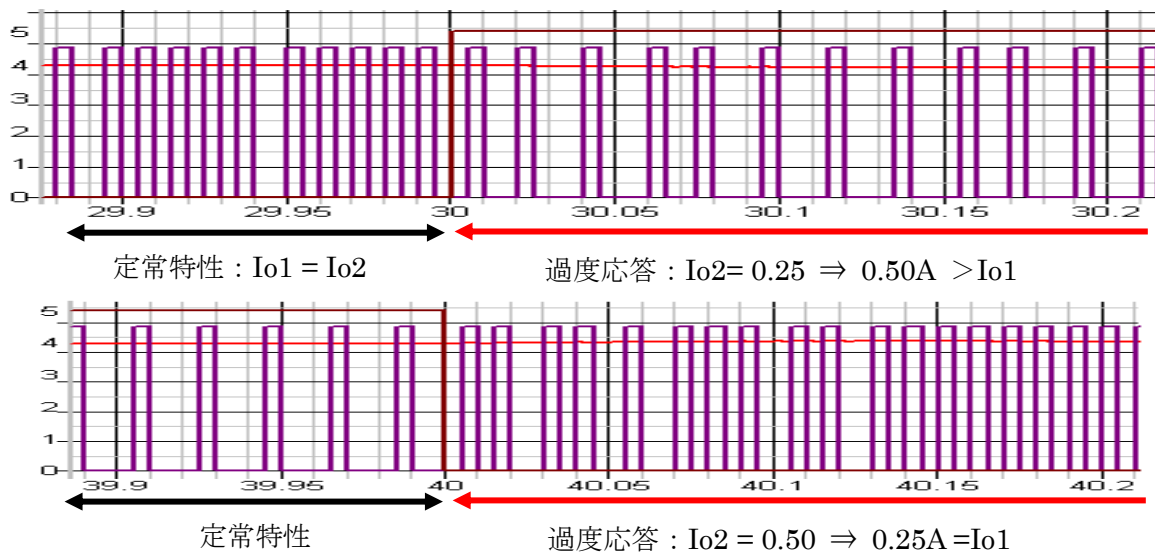


図8 負荷電流変化と制御比率の変化特性