

# 適応 PWM 方式 SIDO 電源回路の静特性

白石尚也\* 堺昂浩 小堀康功 高井伸和

金谷浩太郎 田中駿祐 小林春夫 (群馬大学)

## Considering of SIDO power source circuit with adaptive PWM

Naoya Shiraishi\*, Takahiro Sakai, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai

Kotaro Kaneya, Shunsuke Tanaka (Gunma University)

キーワード : DC-DC 電源回路, SIDO スイッチング電源, 適応 PWM 制御, 降圧形電源  
(DC-DC converter, SIDO switching converter, Adaptive PWM control, Buck converter)

### 1. はじめに

現在、DC-DC コンバータは多くの電子機器に用いられており、それらは各電子回路で異なる直流電圧を供給している。また、電子機器の軽量・低コスト化のため、DC-DC コンバータの小型化が重要になってきている。しかし、通常の DC-DC コンバータは 1 つの出力につきインダクタが 1 つ必要となり、回路において専有面積が大きいインダクタの数が増える事は大きな問題であった。

そこで、1 つのインダクタで多数の電圧を供給する単一インダクタ多出力電源回路(SIMO 電源回路)が検討され、特に 2 出力のもの(SIDO 電源回路)が多く研究されている。これらの電源回路は擬似非連続電流モードで動作している。しかし、2 出力への負荷電流の供給量にはある程度の制限があることが課題となっていた。

本論文では、SIDO 電源において、2 出力の負荷電流に依存しない新しい制御方式を提案する。この方式は両電源の制御時間の比率を可変にする事で実現可能である。

今回は、シミュレーションによって、提案した制御方式を用いて降圧—降圧形の SIDO 電源回路の基本動作と静特性を確認した。尚、シミュレーションは SIMPLIS を用いた。

### 2. 降圧—降圧形 SIDO コンバータ

#### 〈2.1〉 降圧-降圧形 SIDO コンバータ

従来の基本的な降圧-降圧形 SIDO コンバータの構成を図 1 に示し、例としてハイサイドコンバータの出力電圧  $V_{o1}$  を少し高め、ローサイドコンバータを少し低めに設定した時の各スイッチの制御信号とインダクタ電流波形を図 2 に示す。図 1 において、 $S_0$  の ON/OFF によりインダクタを介して電流が各コンバータに供給され、 $S_1$ 、 $S_2$  で供給部を切り替える。両スイッチはどちらか一方のみが排他的に ON する。

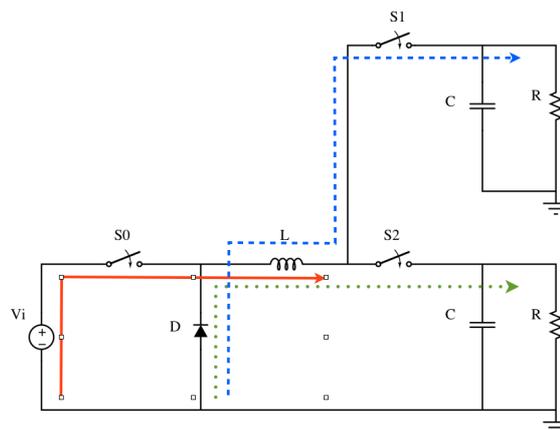


図 1 降圧-降圧形 SIDO 電源の構成

Figure 1. Configuration of buck-buck SIDO converter.

基本的にインダクタ電流は非連続電流モード DCM で制御される。信号が High のときに各スイッチが ON になる。それぞれのコンバータは交互に制御され、それぞれの誤差電圧に従った PWM パルスでスイッチ  $S_0$  を制御する。

この場合、負荷電流が大きく誤差電圧が相対的に大きいコンバータ(ここではハイサイドコンバータとする)の PWM パルス幅は広く、インダクタ電流も大きい。一方、ローサイドコンバータの PWM デューティは小さく、インダクタ電流も小さい。

ここで一方の負荷電流を多量に供給したい場合、従来の制御方式では、両コンバータの制御時間の比率は 50%で固定されているため、負荷電流の供給量には上限があった。そこで、2 出力の制御時間の比率を、状況に応じて可変できる制御方式を検討した。定常状態ではほぼ一定の比率に制御され、負荷電流が変化させたい場合には制御比率が大きく変化するよう工夫した。

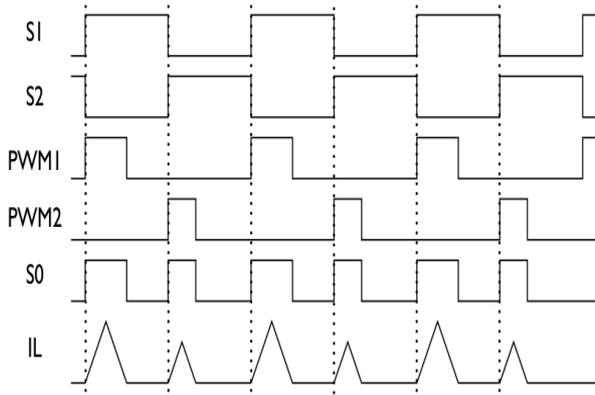


図2 降圧-降圧形 SIDO コンバータの動作波形  
Figure 2. Waveforms of buck-buck SIDO converter.

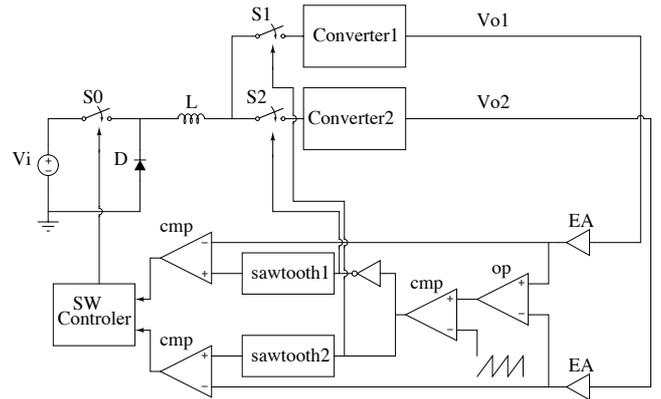


図3 制御回路の構成  
Figure 3. Configuration of the control circuit

### 〈2・3〉 提案方式の構成と動作原理

提案する制御方式は、2つのコンバータの誤差比率に応じて、制御比率を変化させることにより、負荷電流に無関係な制御を可能にしたものである。この方式では、2つのコンバータの合計制御時間は一定であり、その2つの制御比率が制御時間内で変化する。図3にブロック図を示し、動作概念を図4に示す。

図3において、Vo1とVo2の2つの誤差をエラーアンプで検出し、出力の差をオペアンプで増幅する。増幅した出力とノコギリ波をコンパレータで比較する事でS1とS2の制御時間を決定するCD信号が生成される。その後、ノコギリ波発生回路を通してCD信号のON時間とOFF時間の幅に合わせた2つのノコギリ波 sawtooth1と sawtooth2を発生させる。このノコギリ波とそれぞれの誤差アンプの出力を比較する事でそれぞれPWM1とPWM2を決定する。例えばVo1の誤差アンプの出力の方がVo2の誤差アンプの出力より大きい場合、つまりVo1の誤差がVo2より大きい時はCD信号のON時間が増え、OFF時間が減る。これによってハイサイドコンバータの制御時間が増える。その後、再度2つの誤差アンプの出力によってCD信号が変化し、制御時間が決定する。このようにして、誤差アンプの出力比 $\Delta Vo1:\Delta Vo2$ とハイサイドコンバータとローサイドコンバータの制御時間比 $T1:T2$ を相関させることで、制御比率を可変し、負荷電流の大きさに無関係な制御を行うことが可能である。

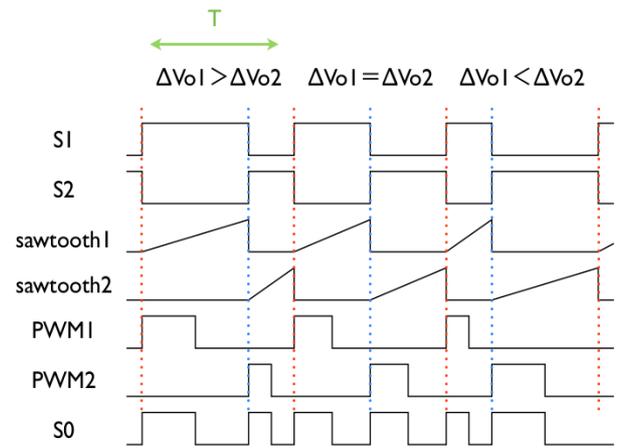


図4 タイミングチャート  
Figure 4. Timing chart

### 〈2・3〉 ノコギリ波発生回路

考案する制御方式では、CD信号のON時間とOFF時間の幅に合わせた2つのノコギリ波 sawtooth1と sawtooth2を発生させ、それぞれの誤差アンプの出力を比較する事でそれぞれPWM1とPWM2を決定するが、この際ON時間が変化したとき、ノコギリ波のピーク値が一定でないと、時比率が変化してしまい、出力が安定しない。どのようなCD信号に対してもノコギリ波のピーク値を一定にする必要がある。その回路の動作を説明する。図5にそのノコギリ波発生回路の構成を示す。生成するノコギリ波の目的ピーク電圧はVrefで定義される。まず、CD信号がOFFの間、スイッチがOFFされるためキャパシタCにエネルギーがチャージされ、一定の傾きで電圧が上昇していく。次にCD信号がONになるとスイッチがONになり、チャージ容量の電荷をリセットし電圧が0Vになる。この動作によってノコギリ波が生成される。この際、ピークホールド回路を通す事でこのノコギリ波のピーク電圧をVrefと比較し、誤差を増幅する。この増幅した電圧とVddによって電流量が調節され、ノコギリ波のピークを一定に保とうと動作する。この結果、ノコギリ波のピーク値が変動し、出力が不安定になる事を防ぐ事が可能になる。

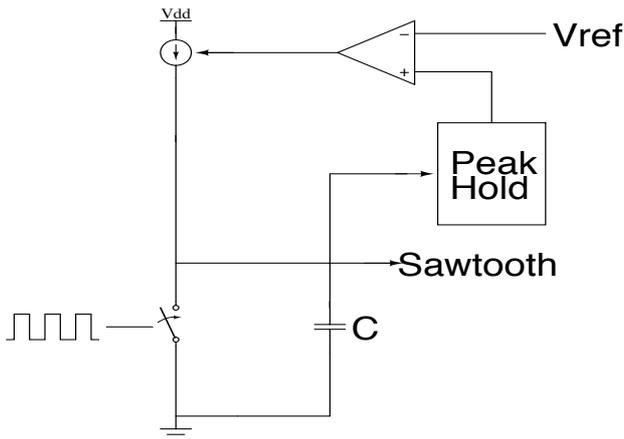


図5 ノコギリ波発生回路の構成

Figure 5. Configuration of the sawtooth wave generator

### 3. シミュレーション結果

#### (3-1) シミュレーション回路

図6にシミュレーションの回路構成を示す。今回は入力電圧  $V_i=10V$  とし、出力電圧を  $V_{o1}=5V$ 、 $V_{o2}=4V$  と設定した。負荷電流は  $I_{o1}=I_{o2}=0.1A$  とした。主なパラメータを表1に示す。

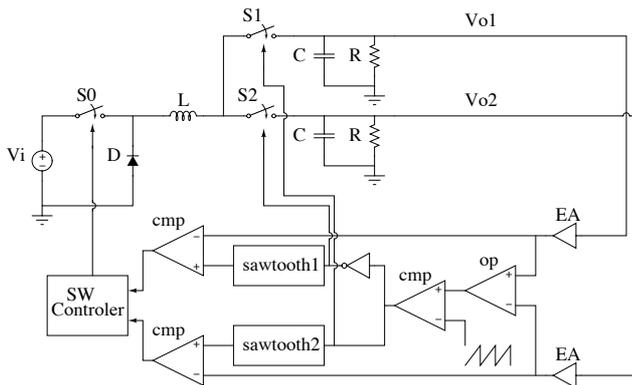


図6 シミュレーション回路図

Figure 6. Simulation circuit diagram

表1 設定パラメータ

Table 1. Configuration parameter

入力電圧 $V_i$	10V
出力電圧 $V_{o1}$	5V
出力電圧 $V_{o2}$	4V
インダクタ $L$	20uH
出力容量 $C_{o1}, C_{o2}$	400uF
動作周波数 $F_{CD}$	200kHz

#### (3-2) シミュレーション結果

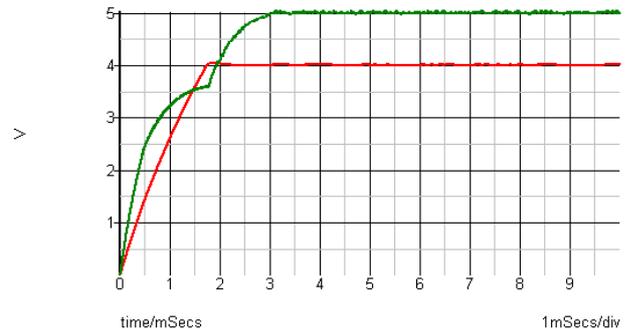
シミュレーション結果として、図7に各出力電圧波形を示す。図7において、多少時間がかかっているものの所望の値に収束していることが確認できる。



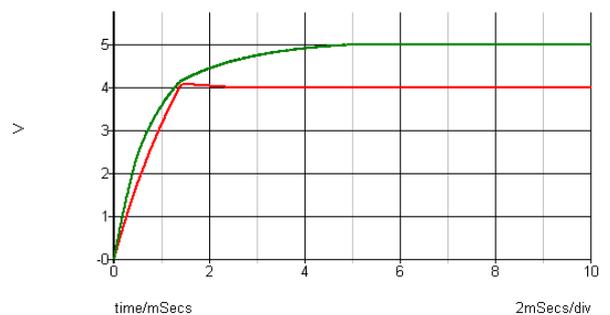
図7 出力電圧(負荷電流比 1:1)

Figure 7. Output voltage (load current ratio 1:1)

次に、2出力の負荷電流比  $I_{o1}:I_{o2}$  を、先ほどの1:1(0.1A:0.1A)から、 $I_{o1}$  を大きくしていき、正常に動作する範囲を測定した。すると、従来の制御比 50%固定の制御方式では 10:1(1A:0.1A)の負荷電流比までしか動作しなかったが、提案する適応PWM方式では 30:1(3A:0.1A)まで動作することが確認できた。それぞれの波形を図8に示す。従来の制御方式に比べ、3倍もダイナミックレンジが拡大していることを確認した。



(i) 適応 PWM 制御方式(負荷電流比 30:1)



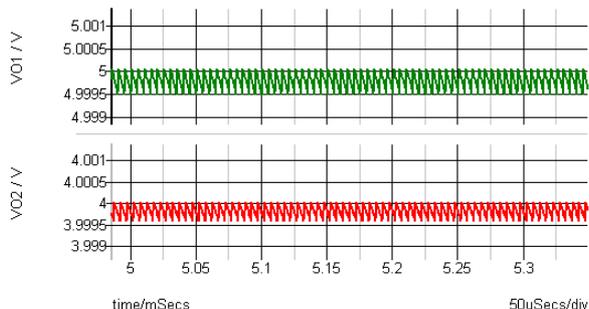
(ii) 従来の制御比 50%固定制御方式(負荷電流比 10:1)

図8 出力電圧

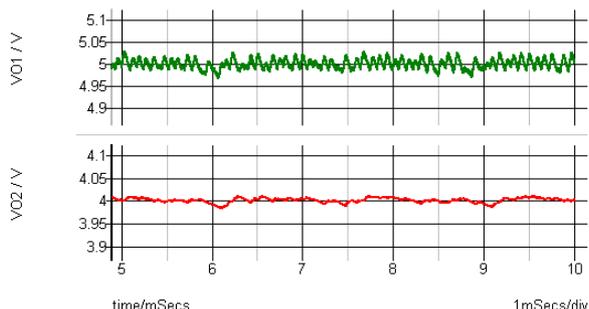
Figure 8. Output voltage

次に適応PWM制御方式において負荷電流比が1:1の時

と、30:1の時のリプル波形を図9に示す。また、1:1より30:1まで負荷電流比を変化させていった時のリプル電圧の値を表2に示す。負荷電流比1:1の時、両出力の電圧リプルは1mV以下と十分に小さいことが確認できるが、負荷電流比30:1の時は最大50mV程度と、大きく増加してしまっている。表2においても、負荷電流比を広げていくにつれ、電圧リプルが大きくなっていることが確認できる。



(i)適応 PWM 制御電源のリプル(負荷電流比 1:1)



(ii) 適応 PWM 制御電源のリプル(負荷電流比 30:1)

図9 出力電圧リプル

Figure 9. Output voltage ripple

表2 負荷電流比率と出力電圧リプル

Table 2. road current rate and output voltage ripple

負荷電流比 $I_{o1}:I_{o2}$	出力電圧リプル[mV]
1:1	0.56
5:1	3.30
10:1	9.88
15:1	30.5
20:1	37.3
25:1	46.9
30:1	53.2

次に適応 PWM 制御方式における負荷電流比 30:1 としたときの、PWM(S0)信号と、CD(S1,S2)信号波形を図10に示す。負荷電流比を変化させたことにより、制御比率が大きく変化している様子が確認できる。

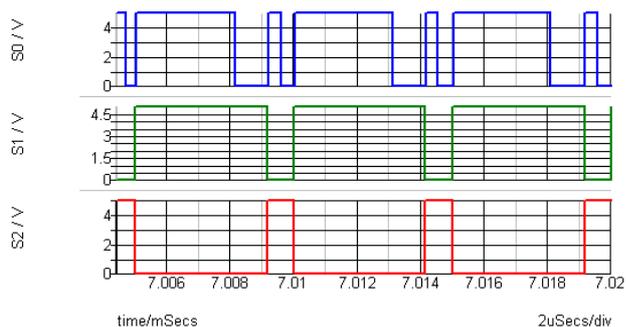


図10 PWM 信号と CD 信号の波形

Figure 10. PWM signal and CD signal

#### 4. まとめ

単一インダクタ 2 出力(SIDO)電源回路において、2 出力電圧の誤差比率に応じて PWM の制御比率を変動させる、適応 PWM 方式の動作と、静特性をシミュレーションで確認した。出力は所望の値に収束することを確認した。また、負荷電流比を大きく広げていったとき、従来の制御方式では動作しない範囲も、提案する制御方式では制御比率を変動させることにより、正常に動作することを確認することができた。しかし、収束まで時間が長いことと、負荷電流比を広げるにつれ、リプルが大きくなってしまっていることが課題と考える。今後、更なる最適化を目指し、また、負荷応答特性も検討していく。

**謝辞** 本研究は、松田順一様、AKM テクノロジ(株)の山口哲二様、四方英二様、金子強様、旭化成エレクトロニクス(株)の上田公大様にご支援を賜りました。ここに感謝の意を表します。

#### 文 献

- [1] Y. Kobori, Q. Zhu, M. Li, F. Zhao, Z. Nosker, S. Wu, S. N. Mohyar, M. Onozawa, H. Kobayashi, N. Takai, K. Niitsu, T. Odaguchi, I. Nakanishi, K. Nemoto, J. Matsuda, "Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design with Exclusive Control", IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kaohsiung, Taiwan (Dec. 2012).
- [2] 小堀康功, 小野澤昌徳, 朱秋霖, 高井伸和, 新津葵一, 小林春夫, 大森武志, 小田口貴宏, 中西功, 根本謙治, 松田順一 "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" 電気学会 電子回路研究会, ECT-12-026, 横須賀 (2012 年 3 月 29 日)
- [3] 岩瀬浩之, 岡田考志, 長島辰徳, 堺昂浩, 都木新太郎, 小堀康功, 高井伸和, 小林春夫, 大森武志, 小田口貴宏, 中西功, 根本謙治, 松田 順一 "SIDO DC-DC Converter の制御回路の低消費電力化の実現" 電気学会 電子回路研究会, ECT-12-037, 横須賀 (2012 年 3 月 30 日)
- [4] 原田耕作, 二宮保, 顧文健, スイッチングコンバータの基礎, コロナ社 (1997).