

電流モード制御電源回路設計

朱秋霖, 小堀康功, 岡田考志, 吳澍, 李慕容, 趙峰, 権力 (群馬大学),
小田口貴広, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス),
高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)

Single-Inductor Dual-Output DC-DC Boost Converter with Current Mode Control

Qiulin Zhu*, Yasunori Kobori, Takashi Okada, Shu Wu, Muron Li, Feng Zhao, Li Quan (Gunma University)

Takahiro Odaguchi, Tetsuji Yamaguchi, Kimio Ueda (AKM Technology Corporation)

Jun-ichi Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation) Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

Abstract- This paper presents a new control topology using current mode hysteresis for a single-inductor dual-output (SIDO) DC-DC buck converter; we can obtain two different output voltages with an exclusive usage of an inductor. There feedback control topology does not need any complicated blocks; hence it can provide quick response for output load change. Advantages of the proposed current mode control are good line regulation and inherent current limiting function. Our simulation results demonstrate the effectiveness of our proposed approach.

キーワード: DC-DC 降圧コンバータ、単一インダクタ・マルチ出力電源
(DC-DC buck converter, single inductor dual-output)

1. はじめに

現在、電子機器は小型・性能向上・低消費電力に向け、開発設計が進められるに従い、それにおけるスイッチング電源は省電力化・高速応答へ設計されている。また、それには多数の電源回路が用いられることで、更に小型軽量・低コストの直流電源が注目されている。これらの要求に応えるため、1つのインダクタにより複数の直流電圧を出力する単一インダクタ・マルチ出力 (Single Inductor Multiple Output: SIMO) 電源が研究されている。

現在、多くのSIMO電源回路は電圧モード制御が行われている。電圧モード制御はEMI耐性が高いことなどが挙げられる。一方で、応答速度が遅いという欠点を抱えている。それを比べて、電流モード制御は応答速度が早いや位相補償回路の設計が簡単というメリットがあることで、ますます多く使われ

るものである。

今回は電流モード制御方式で単一入力2出力 (SIDO: Dual-output) 電源回路を提案する。動作方式は一周期にインダクタを充電し、放電する時に二つ電源にそれぞれにエネルギーを分配する。

本論文では、単出力降圧電源とSIDO降圧形DC-DCコンバータの基本構造、動作原理を紹介し、またシミュレーション結果を報告する。

2 SIDO降圧形DC-DCコンバータ

2.1 単出力降圧電源の基本構造と動作結果

単出力降圧電源回路構成を図1に、降圧電源の信号波形を図2に示す。提案回路は降圧形コンバータのインダクタにrc積分回路を並列に接続する。rc積分回路のキャパシタ電圧波形はインダクタ電流波形と相似になるため、キャパシタ電圧はコンバータに増幅された誤差電圧 V_{EA} を直接に比較して、

スイッチを制御する。

CLK信号が「H」時：駆動されるスイッチSがONになり、インダクタの電流が増加する。その時に、電圧 V_{rc} と出力電圧は上昇する。

$V_{rc} > V_{EA}$ の時：スイッチSがOFFになり、インダクタの電流が減少し、インダクタのエネルギーは負荷側コンデンサに供給される。

この方式はピーク電流モードPWM制御方式と比べて、電流の検出や高帯域オペアンプが不要であり、簡単な積分補償を施すだけで優れた動特性である。

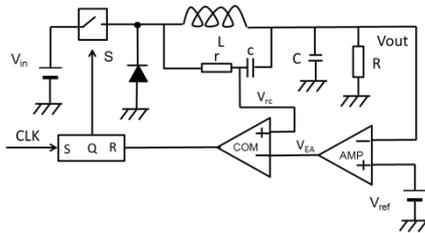


図1 単出力降圧電源回路構成.

Fig.1 Buck converter circuit topology.

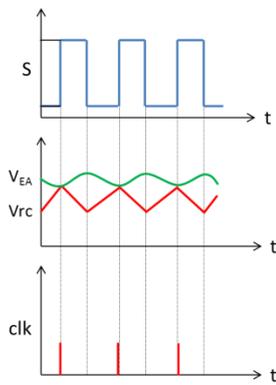


図2 降圧電源の信号波形

Fig.2 Signal waveforms in the buck converter.

2.2 SIDO基本回路構造

SIDO降圧形DC-DCコンバータの基本構成を図3に示す。 V_{rc} はrc積分回路のキャパシタ電圧であり、 V_{EA1} は出力1の誤差電圧であり、 V_{REF} は2電源の基準電圧の差である。回路は $V_{out1} > V_{out2}$ と設計する。

図3において、まずロジック制御回路にはCLK信号により駆動されるスイッチS1とスイッチS2をONにし、インダクタが

充電され、インダクタ電流は出力2に流してエネルギーを供給する。出力2の電圧が満足されると、スイッチS2をOFFにし、インダクタ電流は出力1に流して負荷1側のコンデンサが充電される。出力1の電圧が満足されると、インダクタの充電が終了し、スイッチS1をOFFにする。インダクタを放電し、そのエネルギーは出力電圧2を支える。CLK信号が再び立ち上げる時、システムが1周期リセットされる。

SIDO電源の信号波形を図4に示す。本制御方式は電流モード制御を用いている。rc積分回路を通してインダクタのピーク値を決定する。インダクタの充電する期間で2電源が順番に電流を供給する。 V_{out2} が先に電流を得る。基準電圧として V_{REF2} を達すると、S2がOFFにし、 V_{out1} に電流を供給する。

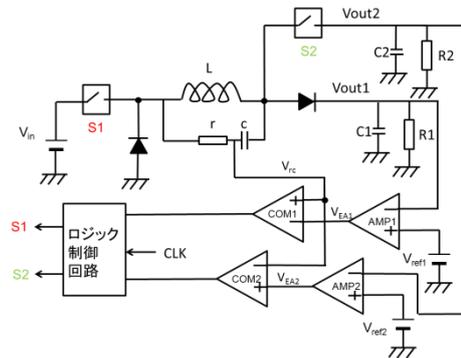


図3 提案SIDO回路基本構成.

Fig.3 Proposed basic SIDO circuit.

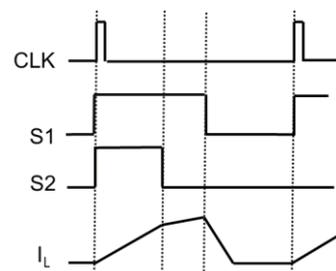


図4 SIDO電源の信号波形.

Fig.4 Signal waveforms in the proposed SIDO circuit.

2.3 制御回路構造

制御論理回路を図5に、制御回路の動作を表1と図6に、示す。 V_{COM1} がコンパレータ1の出力であり、 V_{COM2} がコンパレータ2の出力である。最初状態は $V_{rc} < V_{EA1}$ の関係より、コンパ

レータ 1 に「L」（低レベル）信号が出力される。 $V_{rc} < V_{EA2}$ のため、コンパレータ 2 に「H」が出力される。

まず、CLK信号はHレベルにし、RSフリップフロップ 1のQ2とRSフリップフロップ 2のQ4が「H」となり、スイッチS1とスイッチS2が同時にONにする。CLK信号が「L」になる時に、Q2とQ4が前と同じ信号が出力される。インダクタ電流は増加し、出力 2 が充電され、 V_{rc} が上昇し、 V_{EA2} が下がる。

次に、 $V_{rc} < V_{EA2}$ の時に、コンパレータ 2 に「L」信号が出力される。NANDに「H」信号が出力され、RSフリップフロップ 2のQ4に「L」になり、スイッチS2がOFFになる。出力 1 が充電され、 V_{rc} は続けて上げ、 V_{EA2} が減少する。

最後、 $V_{rc} < V_{EA1}$ の時に、コンパレータ1に「H」信号が出力される。RSフリップフロップ1のQ2に「L」になり、スイッチS1がOFFになる。インダクタのエネルギーは負荷 1 側に充電する。CLK信号を次の周期の立ち上がりの時にS1が切り替えられ、このような順序で繰り返す。

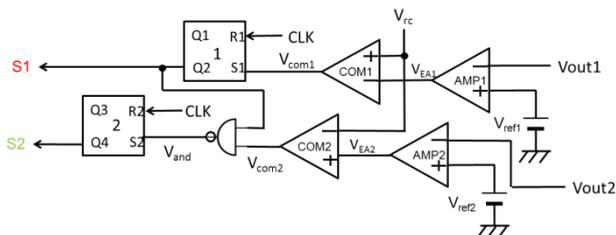


図 5 制御論理回路.

Fig.5 Control logic circuit.

表1 制御回路の動作

Table1 Operation of control logic

動作の順序	動作の結果
Step1:CLK:H+L,Vcom1:L,Vcom2:H	S1:ON,S2:ON
Step2:CLK:L,Vcom1:L,Vcom2:L	S1:ON,S2:OFF
Step3:CLK:L,Vcom1:H,Vcom2:L	S1:OFF,S2:OFF

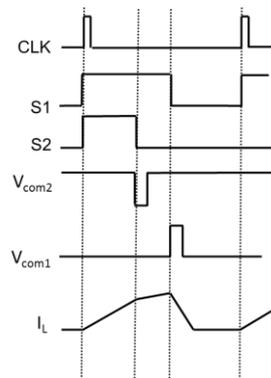


図6 制御回路の動作

Fig.6 Operation of control logic.

3. SIDO昇圧形電源の動作結果

3.1シミュレーション結果

動作時のシミュレーション条件を表 2 に、定常状態時の出力電圧波形を図7に示す。動作とインダクタ電流のシミュレーション結果を図8に示す。負荷電流はいずれも、 $I_{out1} = I_{out2} = 100\text{mA}$ で、出力電圧リップルは 2mVpp より十分に小さい。次に出力 1 の負荷電流を $100\text{mA}/200\text{mA}$ と切替えた際の各コンバータの負荷応答特性を図9に示す。出力2のセルフ・レギュレーションは 5mVpp であり、出力1のクロス・レギュレーションも小さい。

3.2 負荷電流とレギュレーション特性

2つの負荷電流を $100\text{mA}/200\text{mA}$ と切替えた際の過渡応答特性を図10に示す。2つの出力とも応答特性がよく、セルフ/クロス・レギュレーションが 7mVpp 以下と十分小さい。

表2 シミュレーション条件

Table2 Simulation conditions

parameter	value
Vin	9V
Vout1	5V
Vout2	4V
L	1uH
C	470uF
F _{CLK}	200kHz
r	100
c	10nF
I _{out1}	200mA
I _{out2}	200mA

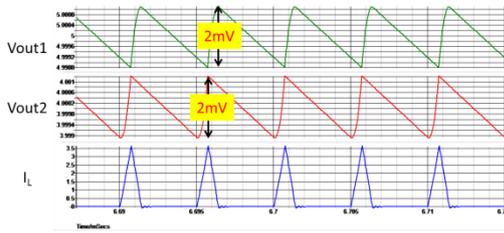


図7 定常時の出力電圧波形 (CCM)

Fig.7 Simulated output voltages at steady state.

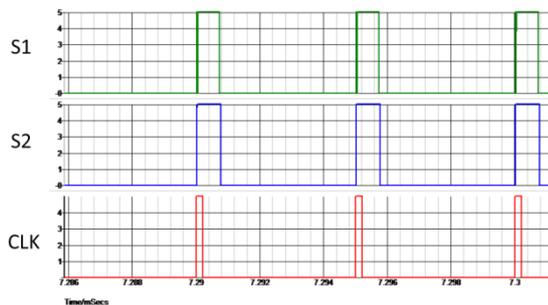


図8 動作とインダクタ電流のシミュレーション結果

Fig.8 Simulated inductor current waveform.

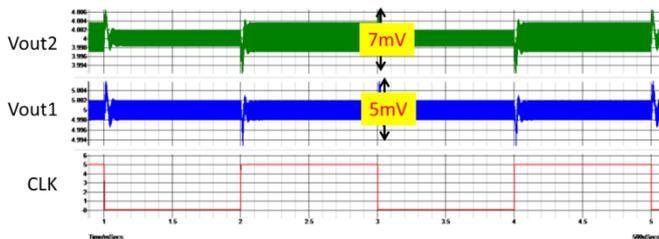


図9 負荷応答特性

Fig.9 Simulated output voltage with response to load change at output 1

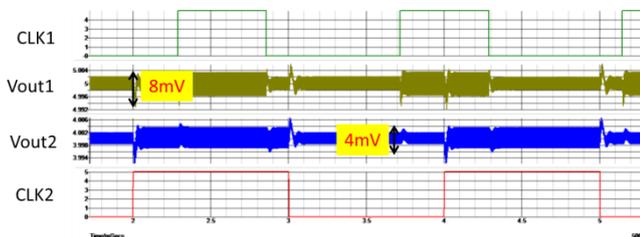


図10 セルフ/クロス・レギュレーション

Fig.10 Simulated self/cross-regulation.

コンバータを提案し、制御論理回路による一周期間でスイッチが順番にすることをシミュレーションで確認した。負荷電流 $I_{out1} = I_{out2} = 100\text{mA}$ の場合に各出力リップルが 7mVpp 以下と良好な応答特性を得ている。更にセルフ/クロス・レギュレーションも 8mVpp 以下と十分な性能である。

文 献

- (1) 小堀康功、他「単一インダクタ2出力DC-DCコンバータの制御切換方式の一提案」電気学会 電子回路研究会、ECT-12-026 (2012年3月)
- (2) 呉澍、小堀康功、他「シリアル制御方法単インダクタ2出力昇圧形DC-DC変換器のシミュレーション結果」電子情報通信学会 集積回路研究会、東京 (2012年12月)

4 まとめ

電流モード制御方式インダクタ・デュアル出力SIDO降圧形