

適応 PWM 方式 SIDO 電源回路の検討

堺昂浩* 小堀康功 金谷浩太郎 田中駿祐 高井伸和 小林春夫 (群馬大学)
山口哲二 四方英二 金子強 (AKM テクノロジ (株))
上田公大 (旭化成エレクトロニクス (株)) 松田順一 (旭化成パワーデバイス (株))

Takahiro Sakai*, Yasunori Kobori, Kotaro Kaneya, Shunsuke Tanaka, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)
Tetsuji Yamaguchi, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko (AKM Technology Corporation)
Kimio Ueda (Asahi Kasei Microdevices Corporation)
Jun-ichi Matsuda (Asahi Kasei Power Devices Corporation)

Abstract—This paper proposes a novel single-inductor dual-output (SIDO) DC-DC converter that produces dual outputs with one inductor. Most of SIDO converters employ alternative control for each sub-converter with constant period. In our proposed converter, the period for each sub-converter is adaptively changed according to the ratio of both error voltages.

キーワード: DC-DC 電源, SIDO スイッチング電源, 適応 PWM 制御, 降圧形電源

(Keywords, DC-DC converter, SIDO switching converter, Adaptive PWM control, Buck converter)

I. はじめに

現在、電子機器には多数の DC-DC コンバータが用いられている。それらは、省電力のために各電子回路で異なる直流電圧を供給している。また、軽量・低コスト化のために部品点数の削減も重要である。ここで、DC-DC コンバータは1つの出力につきインダクタが1つ必要となるが、インダクタは回路において専有面積が大きいために、その数が増えること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 (SIMO: Single Inductor Multi-Output) 電源が検討され、特に2出力 (SIDO: Dual-Output) 電源 [1][2][3] が研究されている。これらの電源には、擬似非連続電流モードを実現する方式で、クロスレギュレーションの高性能化を実現している方式もある [3]。しかし、負荷電流の比率にはある程度の制限があり、負荷応答特性に問題があった。

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ことで実現可能である。

今回はシミュレーションにより、提案したアダプティブ PWM 制御方式の降圧形 SIDO 電源の基本動作の確認と、負荷応答等のロードレギュレーション特性を確認した。なお、シミュレーションは SIMPLIS を用いた。

II. 降圧-降圧形 SIDO コンバータ

A. 降圧形 DC-DC コンバータ

基本的な降圧形コンバータ [4] の動作を説明する。回路構成と動作波形をそれぞれ図 1、図 2 に示す。図 1 において、スイッチ S が ON の時、インダクタにエネルギーを蓄える電流を実線矢印、スイッチ S が OFF の時、ダイオード D を通ってインダクタのエネルギーを放電する電流を破線矢印

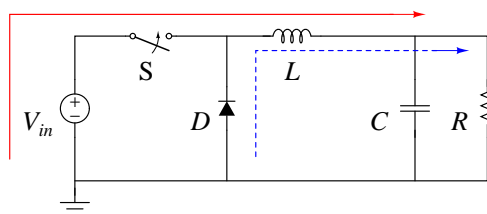


Fig. 1. Configuration of buck converter.

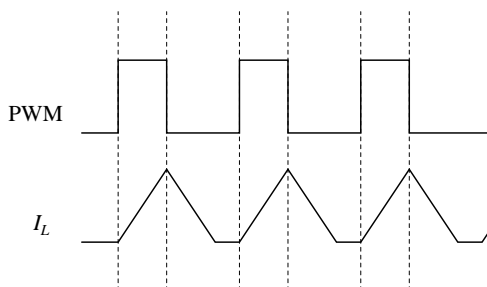


Fig. 2. Waveforms of buck converter.

で示す。図 2 に、スイッチの制御信号 PWM 信号とインダクタ電流 I_L を示す。PWM が High の時に S は ON であり、PWM が Low で S は OFF する。

次に動作原理を説明する。まず、PWM が High になると S が ON になり、入力電源よりインダクタを介して、負荷抵抗 R とコンデンサに電流を供給するとともに、インダクタにエネルギーをチャージする。次に、PWM が Low になると S が OFF になり充電されたインダクタのエネルギーは、ダイオードを介して負荷側に供給される。この動作を高速に繰り返すことにより、負荷電流の変動に追従して PWM パルス幅を可変し出力電圧を一定に制御する。

B. 降圧-降圧型 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 3 に示し、その動作波形を図 4 に示す。図 3 において上側コンバータ (ハイサイドコンバータ) の出力電圧 V_{o1} を少し高めに、下側コンバータ (ローサイドコンバータ) を少し低めに設定してある。図 3 において、S0 の ON/OFF によ

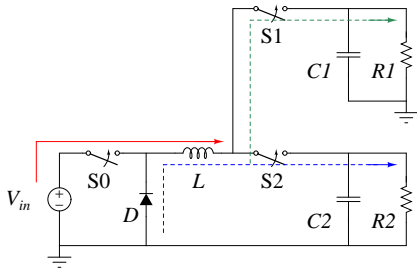


Fig. 3. Configuration of buck-buck SIDO converter.

りインダクタを介して電流が各コンバータに供給されるが、コンバータの選択を2つのスイッチ S1, S2 で切り替える。両スイッチはどちらか一方のみが排他的に ON する。

図4には各スイッチの制御信号とインダクタ電流波形を示す。基本的にインダクタ電流は非伝導モード 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 S0 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）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が急変した場合、PWM パルス幅を広くして高速に大量の電流を供給したいが、交互制御であり制御周期も固定されている。したがって、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、過度応答時の高速かつ適切な制御はできない状況であった。そこで、この制御時間の比率を、状況に応じてアダプティブに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、過渡応答時には制御比率が大きく変化するように工夫した。

C. 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方式である。つまり、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るが、その2つの制御時間比率が変化する。図5にブロック図を示し、動作概念を図6に示す。

図5において、2つのコンバータの出力 V_{o1} と V_{o2} の2つの誤差アンプ EA の出力を、オペアンプで増幅してゲインを高める。増幅した出力と第1の鋸歯状波をコンパレータで比較して、PWM1 と PWM2 の制御時間比率を制御する CD(Control Duty) 信号が生成される。この CD 信号により、スイッチ SW2 を制御してコンバータを選択する。ここで、SW2 が OFF 時は、ハイサイドコンバータが制御される。一方、S2 が ON になると、 $V_{o1} > V_{o2}$ の関係よりハイサイド

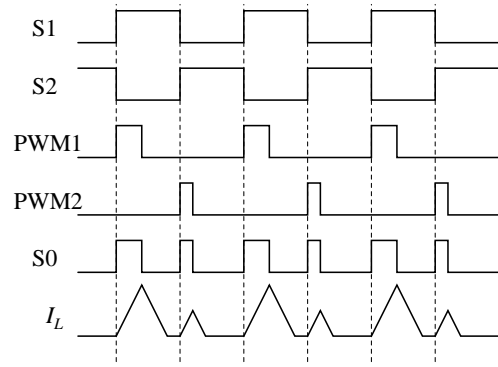


Fig. 4. Waveforms of buck-buck SIDO converter.

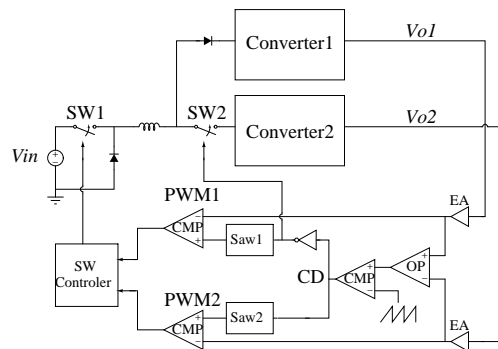


Fig. 5. Configuration of proposed circuit.

側のダイオードは OFF することにより、ローサイドコンバータが選択され制御される。

一方、各コンバータの誤差アンプ EA 出力は、次段のコンパレータで第2・第3の鋸歯状波と比較され、それぞれパルス幅の異なる可変 PWM (PWM1、PWM2) 信号が生成される。この2種の PWM 信号はそれぞれのコンバータの制御期間において、図5のようにインダクタ制御スイッチ SW1 に供給される。ここで、正しく PWM パルスを発生させるには、図6のように可変鋸歯状波信号のピーク電圧を一定にする必要がある。つまり、コンバータ選択信号 (S1 信号) の H/L 期間に合わせて、高速に鋸歯状波信号を可変制御する。

このとき、例えば V_{o1} の誤差アンプの出力が V_{o2} より大きい時は、S1 信号の H 時間が増え、OFF 時間が減る。これによってコンバータ1の制御時間が増えるため、 V_{o1} が大きく補正制御され、誤差電圧の大きいコンバータがより大きく高速で改善される。このように誤差電圧の出力比率 $\Delta V_{o1} : \Delta V_{o2}$ とコンバータの制御時間比率 $T_1 : T_2$ (ただし、 $T_1 + T_2 = \text{一定}$) をほぼ等しくなるように制御することで、負荷電流の大きさに無関係に滑らかな制御が実現できる。

D. 鋸歯状波発生回路

提案制御方式では、S1 信号の ON 時間と OFF 時間に合わせて、ピーク電圧が一定の鋸歯状波を発生させる必要が

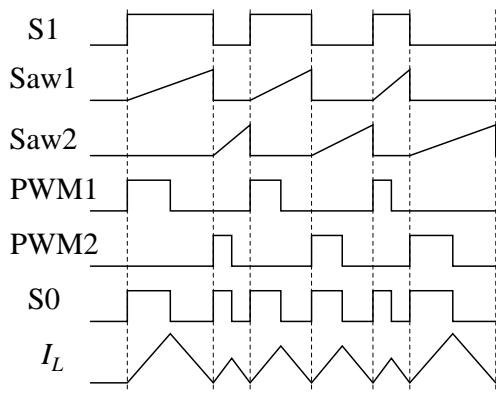


Fig. 6. Timing chart.

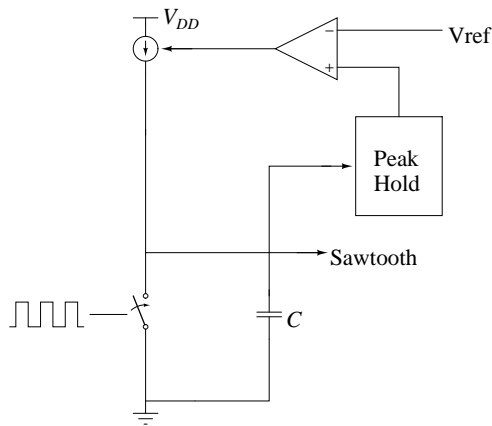


Fig. 7. Configuration of the sawtooth wave generator.

ある。図7に提案回路の構成を示す。生成する鋸歯状波の目標ピーク電圧は V_{ref} で設定する。まず、CD 信号が OFF の間、スイッチが OFF されるため容量 C に電荷がチャージされる。そのため一定の傾きで電圧が上昇していく。次に CD 信号が High 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て電圧は 0V になる。この動作によってノコギリ波が生成される。この鋸歯状波信号のピーク電圧は、次段のピークホールド回路を介して基準ピーク電圧 V_{ref} と比較する。その誤差電圧で電流源を負帰還制御することにより、鋸歯状波のピークを一定に保つ。

III. シミュレーション結果

A. シミュレーション回路

図5の回路構成によりシミュレーションを行った。今回の条件として、入力電圧を $V_i = 10V$ 、出力電圧を $V_{o1} = 5V$ 、 $V_{o2} = 4V$ 、負荷電流を $I_{o1} = 0.11A$ 、 $I_{o2} = 0.5A$ に設定した。主なパラメータを表 I に示す。

B. シミュレーション結果

シミュレーション結果として、図8に各出力電圧、図9に各出力電圧の定常時の電圧リプルの波形を示す。図8では安定に出力電圧が得られており、負荷電流を切り替えても安定な状態である。また、定格負荷電流時の定常電圧リプ

TABLE I
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	20 μ H
出力容量 C_{o1}, C_{o2}	400 μ F
動作周波数 F_{CD}	200kHz

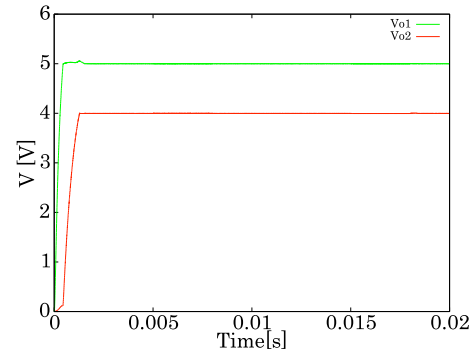


Fig. 8. Output voltage and load change.

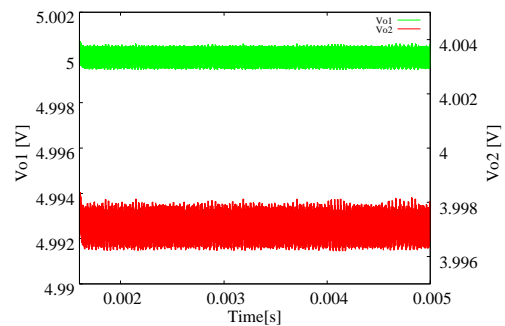


Fig. 9. Output voltage ripple characteristics.

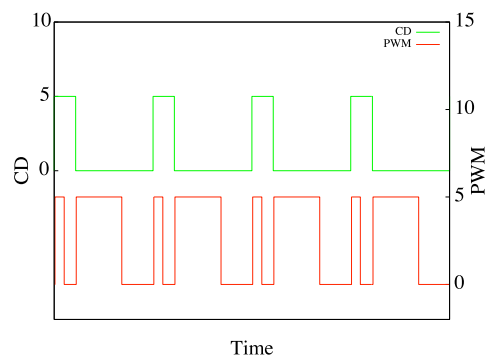


Fig. 10. CD signal and PWM signal.

ルは、両出力とも 2mV 以下と十分に小さいことが確認できる。また、CD 信号の ON / OFF 時間および PWM 信号の様子を、図10に拡大して示す。各コンバータの負荷電流の大きさに従い、誤差電圧が左右される。今回のシミュレーションでは $I_{o1} < I_{o2}$ であることより、 $\Delta V_{o1} < \Delta V_{o2}$ の傾

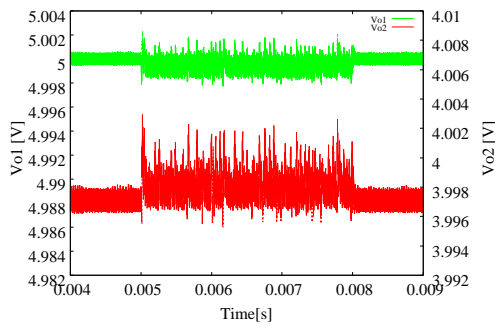


Fig. 11. Load response characteristic 1.

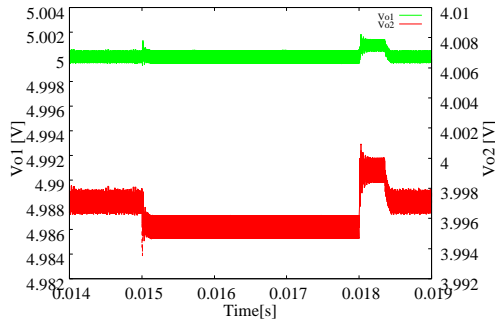


Fig. 12. Load response characteristic 2.

向であり、CD 信号の H/L 比率は V_{o2} を制御する L 期間がやや長いことが理解される。

次に、図 11、図 12 に過度応答特性を示す。各負荷電流をそれぞれ片方ずつ変化させて、セルフレギュレーションとクロスレギュレーションを同時に示した。図 11 では、 I_{o1} を 0.1/0.2A で切り替えたときのレギュレーション特性である。ローサイドコンバータの V_{o2} のリップルがやや大きくオーバーシュートも少し出ているが、高速で収束し両リップルとも 8mV 以下と十分な性能である。

IV. まとめ

単一インダクタ 2 出力 DC-DC 電源において、両電圧の誤差比率に応じて PWM の制御比率を変動させる、アダプティブ PWM 方式を提案し、その動作と性能をシミュレーションで確認した。入力電圧 $V_i = 10V$ 、出力電圧 $V_{o1} = 5V$ 、 $V_{o2} = 4V$ とし、動作周波数は 200kHz で制御した結果、定常状態では両出力の電圧リップルは 2mV 以下と非常に小さく十分な性能を確認できた。また、負荷変動 $\Delta I_{o2} = 1.0, 0.5A$ に対する過渡応答特性では、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共に、オーバーシュートは 8mV 以下と非常に小さい値であり、高速に収束していることを確認できた。

今後の課題として、昇圧-昇圧形 SIDO コンバータのシミュレーションと、実装検討へと進める。

REFERENCES

[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, pp.436-439, 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換方式の一提案," 電気学会 電子回路研究会, ECT-12-026, pp.37-42, 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, pp.91-96, 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).