

單一インダクタ2出力DC-DCコンバータの検討

Study of single-inductor dual-output DC-DC converters

津志田健吾[†] 美和俊介[†] 高橋健司[†] 横尾甫[†]
 今井亮輔[†] 村上和貴[†] 岩瀬浩之[†] Santhos A. Wibowo[†] 小林春夫[†] 高井伸和[†]
 小田口貴宏[‡] 高山茂樹[‡] 深井功[‡] 松田順一[‡]

† 群馬大学大学院 工学研究科 電気電子工学専攻 ‡ 旭化成東光パワーデバイス株式会社

Kengo TSUSHIDA[†] Shunsuke MIWA[†] Kenji TAKAHASHI[†] Hajime YOKOO[†] Ryosuke IMAI[†]
 Kazuki MURAKAMI[†] Hiroyuki IWASE[†] Santhos A. Wibowo[†] Haruo KOBAYASHI[†] Nobukazu TAKAI[†]
 Takahiro ODAGUCHI[‡] Shigeki TAKAYAMA[‡] Isao FUKAI[‡] Jun-ichi MATSUDA[‡]

† Electronic Engineering Dept Gunma University ‡ Asahi Kasei Toko Power Devices Corporation

概要

本論文では、單一インダクタを用いた2出力DC-DCコンバータを検討する。單一のインダクタで駆動可能なことからチップサイズ縮小、低コスト化を図り、疑似連続モードを用いたクロスレギュレーションの改善、さらにチャージポンプ方式を用いた負電圧可変手法の提案と解析、そのシミュレーション結果を示す。

キーワード：

單一インダクタ多出力、チャージポンプ方式、疑似連続モード

1 背景

近年、携帯機器はいたるところに普及しており、その電源回路への技術要求と市場規模は年々高まっている。携帯機器は電池駆動であることから小型化に加えて、電力の効率化も重要な要素となっている。

従って、電源の自己消費量を出来るだけ小さく抑えるため、使用される電源もシリーズレギュレータよりも大電流出力が可能で、出力電圧が連続的に設定可能で効率の良いスイッチング電源が使用されることが多くなっている。また、電源の小型化への要求には従来では、スイッチング周波数を高くすることでスイッチング電源の中で大きな面積を占めるインダクタと入出力のコンデンサを小さくしてきた。だが、多出力を必要とする場合はその出力数分だけインダクタとコンデンサが必要となってしまい、その結果、1つの出力に1つのスイッチング電源という従来の方式では解決できないコストと面積の増加というデメリットが発生してしまう。その対応策として、近年では1つのインダクタを用いることで複数の出力を得ることができる單一インダクタ多出力DC-DCコンバータが欧米やアジア諸国で数多く研究されている。^{[1]-[11]}

その中で、チャージポンプを用いた單一インダクタ多出力DC-DCコンバータがある。この方式では通常の單一インダクタ多出力DC-DCコンバータよりもスイッチの数が少なくなるため、制御が簡単になり、また低ノイズでの出力が可能となる。本論文ではこのチャージポンプ方式の單一インダクタ2出力DC-DCコンバータの検討を行った。

2 単一インダクタ多出力DC-DCコンバータ

2.1 単一インダクタ多出力DC-DCコンバータの基本構成

基本的な構成である單一インダクタ降圧型2出力DC-DCコンバータ構成例を図1に示す。

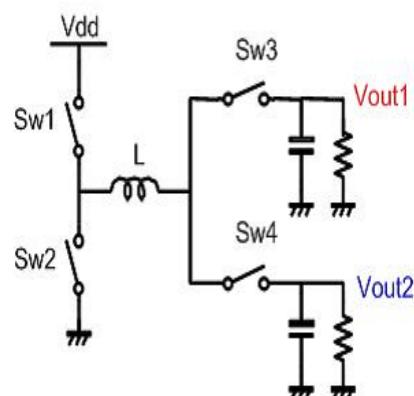


図1：單一インダクタ2出力降圧型DC-DCコンバータ。

インダクタを時分割することでインダクタ一つで2つの出力を得ることができる。

同様に多層にすることで多出力も可能となる。

2.2 チャージポンプ方式の单一インダクタ多出力 DC-DC コンバータ

チャージポンプ方式の单一インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータの回路構成を図 2 に示す。この回路は図 3 のタイミングチャートで動作する。この回路のシミュレーションを表 1 の条件で行った。

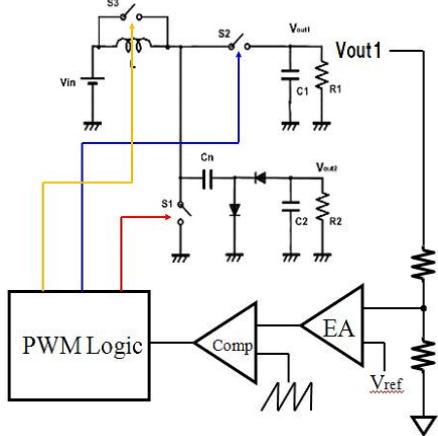


図 2: チャージポンプ方式 2 出力 DC-DC 変換回路。

表 1: 従来構成 (図 2) のシミュレーション条件。

| | |
|-------------------|--------|
| 入力電圧 V_{in} | 5V |
| 動作周波数 f | 500kHz |
| インダクタ L | 10uH |
| 出力キャパシタ C_{out} | 4.7uF |
| 負電圧用キャパシタ C_n | 100uF |
| ドロップ電圧 V_F | 0.85V |
| 負荷抵抗 R | 10 |
| オン抵抗 R_{on} | 50m |

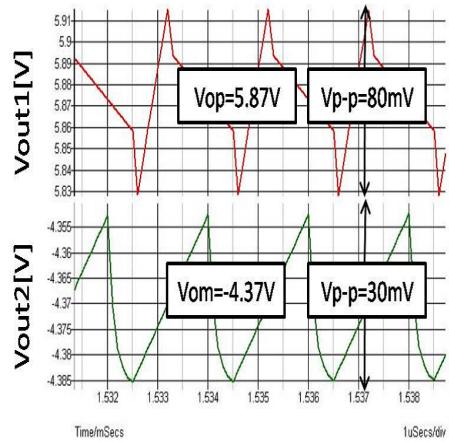


図 4: 従来構成 (図 2) の出力電圧波形。

負電圧 V_{op} は、正電圧 V_{om} 、ダイオードのドロップ電圧 V_F とすると、

$$|V_{op}| = V_{om} - 2V_F \quad (1)$$

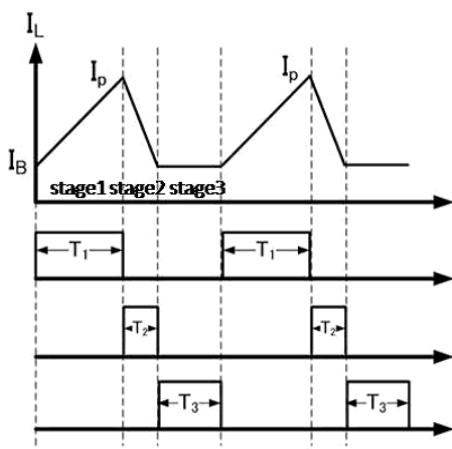


図 3: 従来構成 (図 2) のタイミングチャート。

となる。シミュレーション結果は図 4 のような出力波形を示し、負電圧がほぼ理論値との一致が確認できた。この方式で負電圧を生成する場合、従来回路構成 [11] に比べて、回路全体のオン抵抗が減少できることや、制御が簡単化できるというメリットがあるが、一方で負電圧が正電圧に依存してしまうデメリットがある。

2.3 動作電流モードの比較

本論文では電流モード制御方式として、疑似連続モード制御 (Pseudo Continuous Conduction Mode) を採用した。疑似連続モードの特徴について、電流連続モード (Continuous Conduction Mode) と電流不連続モード (Discontinuous Conduction Mode) との比較をする。その際の单一出力の場合のインダクタ波形は、図 5 のようになる。

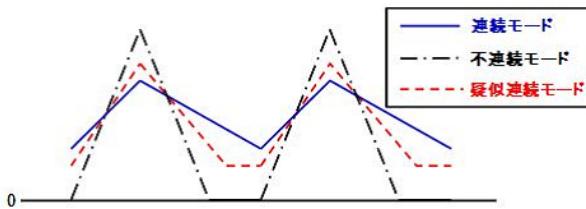


図 5: 各動作電流モードにおけるインダクタ電流.

表 2: 各動作電流モード比較

| モード | リップル | 応答性 | クロスレギュレーション |
|------|------|-----|-------------|
| CCM | | × | × |
| DCM | × | | |
| PCCM | | | |

- (i) 電流連続モードの場合、全ての時間でインダクタ電流が零にならないため電流リップルが小さくなるというメリットがあるが、高速応答には向かない。また複数出力の場合、電流が零にならないためクロスレギュレーションが悪化してしまう。
- (ii) 電流不連続モードの場合、インダクタ電流が各周期で零になるため高速応答が可能になり、さらに複数出力する際にクロスレギュレーションが良くなる。一方で電流連続モードと比較してリップルが大きくなってしまうデメリットがある。
- (iii) 疑似連続モードの場合、電流連続モードに比べ高速応答が可能となり、フリーホイールスイッチングを用いて疑似的に一定電流の状態をつくることで電流不連続モードのようなインダクタ波形になりクロスレギュレーションを良好にすることができる。

各モードの比較を表 2 に示す。

この比較結果より、本論文では疑似連続モードを用いた単一インダクタ DC-DC コンバータを検討する。

3 単一インダクタ、チャージポンプ回路を用いた新提案構成

従来の正負出力可能な单一インダクタ DC-DC コンバータは、スイッチ数が多いためオン抵抗が増加し、結果として効率を下げてしまうというデメリットがあった [11]。また、オン抵抗による効率低下を避けるためキャパシタを用いる場合、正負出力可能な单一インダクタ DC-DC コンバータの場合は、チャージポンプ方式を用いた負電圧出力が正電圧に依存し、電圧値が固定になってしまう点 [8]

や、2つのダイオード用いる場合、ドロップ電圧が2倍かかるため目標電圧値が出力できないという問題が生じてしまう [9]。

そこで本論文ではチャージポンプ構成による負電圧生成を従来方式でのスイッチングタイミングを変更することで可能となる負電圧可変手法を提案する。

提案構成回路を図 6 に示す。また、その際のタイミングチャートを図 7 に示す。

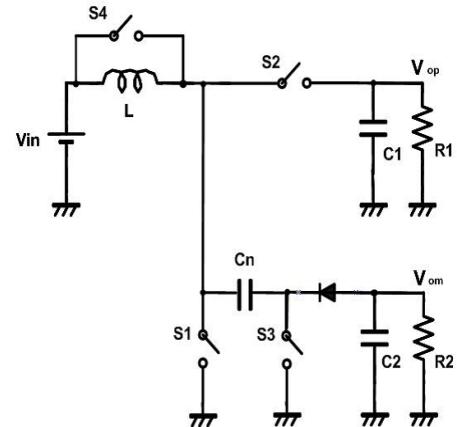


図 6: チャージポンプ方式の提案構成.

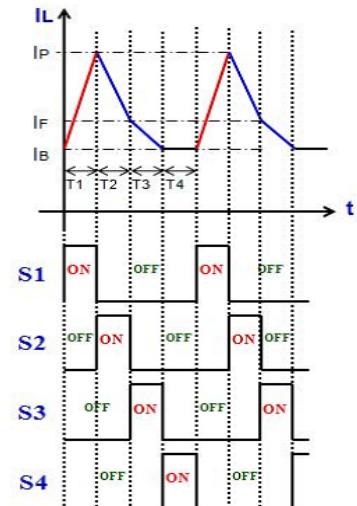


図 7: 提案構成(図 6)のタイミングチャート.

従来構成のタイミングチャートの場合、インダクタに蓄えられたエネルギーを出力に放出する際、S₂ がオンと同期して負電圧側のスイッチ S₃ をオンしていたため負電圧が固定値になるという問題点があったが、本論文ではインダクタに蓄えられたエネルギーを S₂ のみオンし完全

に正電圧側に放出した後，負電圧側のスイッチ S_3 をオンし，さらにそのデューティ比を変えることで負電圧も可変することができる。

3.1 理論解析

提案構成について、各ステージにおける電流，エネルギーの関係式から理論解析を行った。

Stage1

図7のstage1(期間 T_1)でのインダクタに流れる電流は，

初期値 I_B ，ピーク値 I_P とすると，

$$\begin{aligned} I_i &= I_B + \frac{V_i}{L}t \\ &= I_B + \frac{I_P - I_B}{T_1}t. \end{aligned} \quad (2)$$

よって，

$$\frac{V_i}{L} = \frac{I_P - I_B}{T_1} \quad (3)$$

電源から供給されるエネルギーは，

$$\begin{aligned} E_{on} &= \int_0^{T_1} V_i I_{in} dt = \frac{1}{2} V_i (I_B + \frac{I_P - I_B}{T_1} t) \\ &= \frac{1}{2} L (I_P^2 - I_B^2) \end{aligned} \quad (4)$$

となる。

Stage2

図7のstage2(期間 T_2)でのインダクタに流れる電流は，

チャージポンプ動作時を I_F とすると，

$$\begin{aligned} I_i &= I_P - \frac{I_P - I_F}{T_2}t \\ &= I_P - \frac{V_{op} - V_i}{L}t. \end{aligned} \quad (5)$$

よって，

$$\frac{V_{op} - V_i}{L} = \frac{I_P - I_F}{T_2}. \quad (6)$$

また，インダクタから放出されるエネルギーは，

$$\begin{aligned} E_{CF1} &= \int_0^{T_2} (V_i - V_{op}) I_i dt \\ &= \int_0^{T_2} \left\{ I_P - \frac{I_P - I_F}{T_2} t \right\} dt \\ &= -\frac{1}{2} L (I_P^2 - I_F^2) \end{aligned} \quad (7)$$

となり，電源から供給されるエネルギーは，

$$\begin{aligned} E_{PF1} &= \int_0^{T_2} V_i I_i dt \\ &= \int_0^{T_2} V_i \left\{ I_P - \frac{V_{op} - V_i}{L} t \right\} dt \\ &= V_i I_p T_2 + \frac{V_i (V_{op} - V_i)}{2L} T_2^2. \end{aligned} \quad (8)$$

となる。

Stage3

図7のstage3(期間 T_3)でのインダクタに流れる電流は，

$$\begin{aligned} I_i &= I_F - \frac{I_F - I_B}{T_3}t \\ &= I_F - \frac{(V_{om} + V_F) - V_i}{L}t. \end{aligned} \quad (9)$$

よって，

$$\frac{(V_{om} + V_F) - V_i}{L} = \frac{I_F - I_B}{T_3}. \quad (10)$$

また，電源から供給されるエネルギーは，

$$\begin{aligned} E_{PF2} &= \int_0^{T_3} V_i I_i dt \\ &= \int_0^{T_3} V_i \left\{ I_F - \frac{(V_{om} + V_F) - V_i}{L} t \right\} dt \\ &= V_i I_F T_3 - \frac{V_i}{2L} ((V_{om} + V_F) - V_i) T_3^2 \end{aligned} \quad (11)$$

となる。

Stage4

図7のstage4(期間 T_4)ではフリー・ホイール・スイッチングにより，エネルギーが一定で保持される。

(2)式，(5)式，(9)式より，ダイオードのドロップ電圧 V_F として，次を導出する。

$$V_{op} = \frac{(T_1 + T_2 - T_3)V_i + (V_{om} + V_F)T_3}{T_2}. \quad (12)$$

$$|V_{om}| = \frac{-T_1 V_i + T_2 (V_{op} - V_{in}) + (V_i - V_F)T_3}{T_3}. \quad (13)$$

3.2 シミュレーション検討

図 6 の新提案回路についてシミュレーションによる検討を行った。

表 3: 提案構成 (図 6) シミュレーション条件.

| | |
|-------------------|--------|
| 入力電圧 V_{in} | 3.5V |
| 動作周波数 f | 500kHz |
| インダクタ L | 10uH |
| 出力キャパシタ C_{out} | 20uF |
| 負電圧用キャパシタ C_n | 10uF |
| 負荷抵抗 R | 10 |
| オン抵抗 R_{on} | 10m |

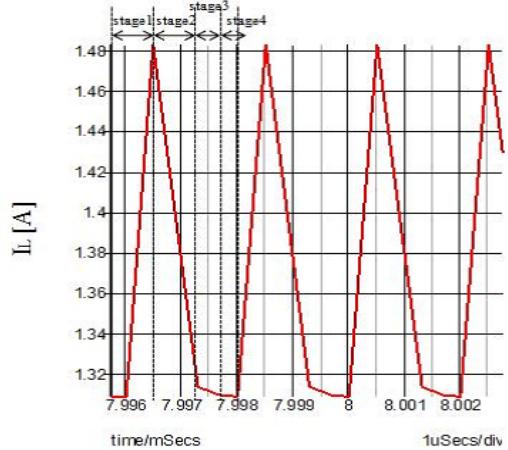


図 10: 提案構成 (図 6) のインダクタ電流のシミュレーション結果.

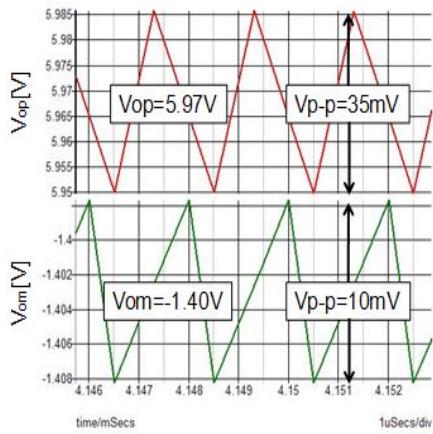


図 8: 提案構成 (図 6) $D3=10\%$ の時の出力電圧のシミュレーション結果.

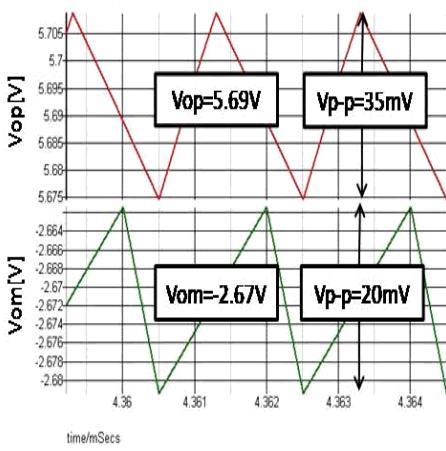


図 9: 提案構成 (図 6) $D3=20\%$ の時の出力電圧のシミュレーション結果.

表3のような条件にてシミュレーションを行い、チャージポンプ用キャパシタ C_n に電荷をチャージする時間を変化させた場合の出力電圧(平均値)、電圧リップル、インダクタ電流を確認した結果、図 8、図 9、図 10 のように示される。デューティ 10% において理論値 $V_{op}=5.97V$, $V_{om}=-1.40V$ に対してシミュレーション値 $V_{op}=5.97V$, $V_{om}=-1.40V$ 、デューティ 20% において理論値 $V_{op}=5.69V$, $V_{om}=-2.71V$ に対してシミュレーション値 $V_{op}=5.66V$, $V_{om}=-2.66V$ となった。理論式とシミュレーション結果がほぼ一致した。

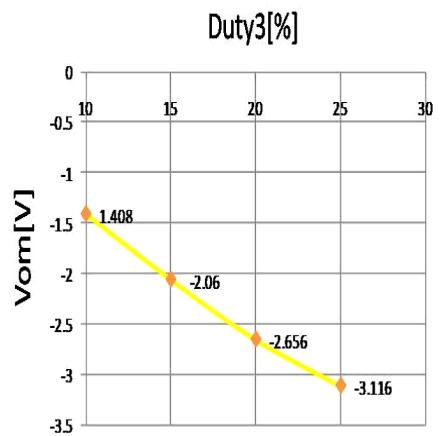


図 11: 提案構成 (図 6) $D3$ 変動時の V_{om} のシミュレーション結果.

S3 のデューティ比を変動させた場合の負電圧は図 11 となり、負電圧が可変できることを確認した。また出電圧リップルについて、デューティ 10% の時の正電圧リップル $V_{p-p}=35mV$ に対して、負電圧リップル $V_{p-p}=10mV$ 、

デューティ20%の時の正電圧リップルが $V_{p-p}=35\text{mV}$ に対して、負電圧リップル $V_{p-p}=20\text{mV}$ となり正電圧に比べ小さくなっていることを確認した。また、インダクタ電流においても同様に理論どおりに動作していることを確認した。

4 まとめ

本論文では、單一インダクタ2出力DC-DCコンバータの検討を行った。一つのインダクタで複数出力可能なことから、低チップ面積、低コスト化が可能となり、疑似連続モードにより、複数出力におけるクロスレギュレーションの問題を解決した。また、従来方式のチャージポンプ方式を用いた負電圧生成手法では電圧値を可変できないというデメリットがあったが、提案方式の場合、デューティのタイミングを調整することで正負電圧を可変することが可能となった。さらにその理論解析とシミュレーションによる一致を確認した。

今後制御ループでの安定性確認、実測による動作確認、さらなる新構成の検討を行っていく。

参考文献

- [1] D. Ma, et. al., “Single-Inductor Multiple-Output Switching Converters with Time-Multiplexing Control in Discontinuous Conduction Mode”, IEEE JSSC (Jan. 2003).
- [2] W.-H. Ki, et. al., “Single-Inductor Multiple-Output Switching Converter”, IEEE Power Elec. Specialist Conf. (Jun. 2003).
- [3] S. C. Koon, et.al., “Integrated Charge-Control Single-Inductor Dual-Output Step-Up/Step-Down Converter”, IEEE ISCAS (May 2005).
- [4] W. Xu, et. al.,“Design of Single-Inductor Dual-Output Switching Converter with Average Current Mode Control”, IEEE APCCAS (Dec. 2008).
- [5] S. Kim, et. al., “Single-Inductor Dual-Output Buck-Boost Fuel-Cell-Li-Ion Charging DC-DC Converter Supply”, IEEE ISSCC (Feb. 2009).
- [6] D. Ma, et. al., “A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter with Freewheel Switching”, IEEE JSSC (June 2003).
- [7] Z. Hu, D. Ma, “A Pseudo-CCM Buck Converter with Freewheel Switching Control”, IEEE ISCAS (May 2005).
- [8] Young-Jin Woo, et. al., “Load-Independent Control of Switching DC-DC Converters With Freewheeling Current Feedback”, IEEE JSSC (Dec. 2008).
- [9] Hanh-Phue Le, et.al., “A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Output and Ordered Power-Distributive Control”, IEEE JSSC (Dec. 2007).
- [10] Dongwon Kwon, et. al., “Single-Inductor-Multiple-Output Switching DC-DC Converters”, IEEE Trans. CAS (Aug. 2009).
- [11] S. A. Wibowo, et.al., “A Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter”, 電子情報通信学会 第22回回路とシステム(軽井沢)ワークショップ (Apr. 2009).