

# チャージポンプを用いた単一インダクタ正負2出力DC-DCコンバータの制御回路の提案

## Control Circuit for Single Inductor Dual Output DC-DC Converter with Charge Pump

高橋健司<sup>†</sup> 横尾甫<sup>†</sup> 美和俊介<sup>†</sup> 岩瀬浩之<sup>†</sup> 高井伸和<sup>†</sup> 小林春夫 (群馬大学)<sup>†</sup>  
小田口貴宏<sup>‡</sup> 高山茂樹<sup>‡</sup> 大森武志<sup>‡</sup> 中西功<sup>‡</sup> 根本謙治 (AKM テクノロジ)<sup>‡</sup>  
松田順一 (旭化成パワーデバイス)<sup>\*</sup>

<sup>†</sup>群馬大学大学院

<sup>‡</sup>AKM テクノロジ (株)

<sup>\*</sup> 旭化成パワーデバイス (株)

Kenji TAKAHASHI<sup>†</sup> Hajime YOKOO<sup>†</sup> Shunsuke MIWA<sup>†</sup> Hiroyuki IWASE<sup>†</sup>  
Nobukazu TAKAI<sup>†</sup> Haruo KOBAYASHI<sup>†</sup> Takahiro ODAGUCHI<sup>‡</sup> Shigeki TAKAYAMA<sup>‡</sup>  
Takeshi OMORI<sup>‡</sup> Isao NAKANISHI<sup>‡</sup> Kenji NEMOTO<sup>‡</sup> Jun-ichi MATSUDA<sup>\*</sup>  
<sup>†</sup>Gunma University <sup>‡</sup>AKM Technology Corp. <sup>\*</sup> Asahi Kasei Power Devices Corp.

### 1 はじめに

携帯機器の普及にともない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と電力の効率化が重要な要素のひとつである。電源の小型化への要求に対し、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。しかし多出力が必要な場合は、その出力の数だけインダクタとコンデンサが必要となってしまう、コストと面積の増加というデメリットが生じる。その対応策として、近年では一つのインダクタで複数の出力を得ることが出来る、単一インダクタ多出力 (Single Inductor Multi Output (SIMO)) DC-DC コンバータが多く研究されている [1]-[6]。文献 [6] ではインダクタ電流を不連続モードで制御することで多出力間のクロスレギュレーションを改善する構成を提案した。本論文では文献 [6] で提案した SIMO のスイッチのタイミングチャートを制御する制御回路の構成法を提案する。電圧モード制御、のこぎり波発生回路、フリーホイール時間検出回路を用いる事により、フリーホイール時間の短縮や良クロスレギュレーションを実現した。0.18 $\mu\text{m}$  CMOS パラメータを用いて SPECTRE でシミュレーションを行った結果、インダクタ電流のフリーホイール時間の短縮、クロスレギュレーションが良い事を確認した。

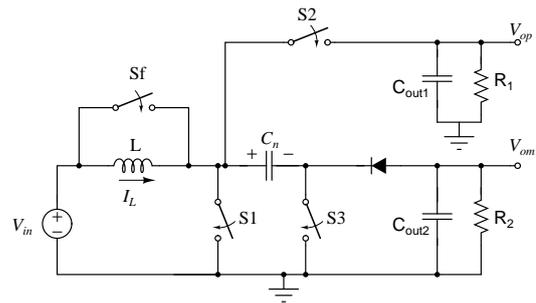


図 1: チャージポンプ方式単一インダクタ正負2出力 DC-DC コンバータ

### 2 チャージポンプを用いた単一インダクタ正負2出力 DC-DC コンバータ

#### 2.1 基本動作

図 1 に今回考慮するチャージポンプを用いた単一インダクタ正負2出力 DC-DC コンバータの回路図を示す。また、図 2 に図 1 のスイッチのタイミングチャートとインダクタ電流の関係を示す。図 1 の動作について図 2 の各スイッチごとに簡単に説明する。

[T1:] S1 がオンになりインダクタにエネルギーを蓄積。

[T2:] S2 がオンになり正電圧側へエネルギーを供給。

[T3:] インダクタ電流が  $I_B$  になると S<sub>f</sub> がオンになりインダクタがフリーホイール状態になりエネルギーを保持。

[T4:] 再び S1 がオンになりインダクタにエネルギーが蓄積。

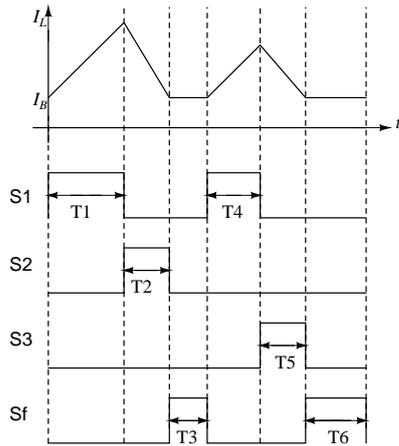


図 2: 図 1 の回路で用いるタイミングチャート

[T5:] S3 がオンになりインダクタのエネルギーはキャパシタ  $C_n$  に蓄積。

[T6:] インダクタ電流が  $I_B$  になると再び Sf がオンになりインダクタがフリーホイール状態になりエネルギーを保持する。

[T1:] 次の周期でスイッチ S1 がオンになると、インダクタにエネルギーを蓄えると同時にキャパシタ  $C_n$  に蓄積されたエネルギーを負電圧側に供給する

以上の動作により、1つのインダクタで正負の2出力を得られる。フリーホイール期間があることで片方の電源の負荷変動に対して他の出力電圧が影響を受けないため、クロスレギュレーション特性が良い。このタイミングチャートを用いた電源の正負出力電圧はスイッチのオン時間を用いてそれぞれ次のように表される。

$$V_{op} = \frac{T1 + T2}{T2} V_{in} \quad (1)$$

$$V_{om} = -\frac{T4 + T5}{T5} V_{in} + V_F \quad (2)$$

ここで、 $V_F$  はダイオードのドロップ電圧である。式 (1) と (2) から各出力電圧はスイッチのオン時間で独立に制御できることが分かる。

## 2.2 制御回路

次に図 2 のタイミングチャートを実現するためのスイッチの制御回路について説明する。図 3 に制御ループも含めた全体回路を示す。今回の制御回路は構成が比較的簡単な電圧モード制御で構成した。簡単に電圧モード制御の動作を説明する。まず正電圧、負電圧を分圧してそれぞれ、エラーアンプで参照電圧との誤差を増幅した信号を出力する。次に、エラーアンプの出力とノコギリ波  $ramp1$ ,  $ramp2$  とを比較することで出力電圧に応じた時比率のパルスを出力する。そのパルスをロジック回路に入力し各スイッチを制御する。図 2 のタイミングチャートを制御

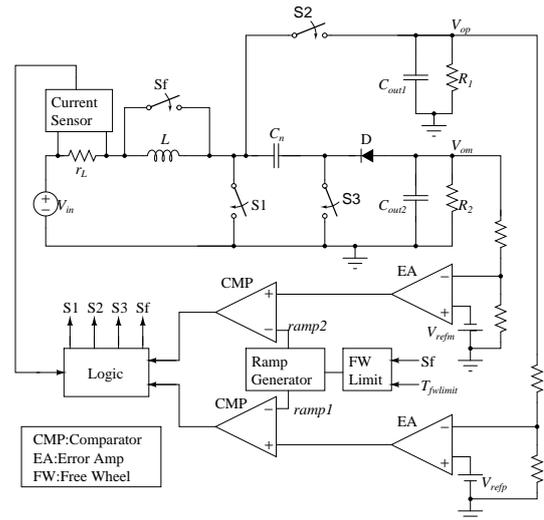


図 3: 制御回路を含んだ全体回路

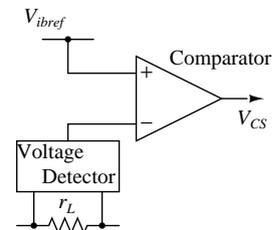


図 4: カレントセンサー

回路で実現するためには「インダクタ電流が  $I_B$  になったときにスイッチ Sf をオンにするカレントセンサー」、「正電圧と負電圧の周期の分離」、「各スイッチが同時にオンにならないためのロジック回路」が必要となる。それぞれについて以下に説明する。

### 2.2.1 カレントセンサー

インダクタ電流が疑似連続モードで動作するためにはインダクタ電流が設定した下限値  $I_B$  になったときに、フリーホイールスイッチ Sf をオンにする必要がある。図 4 に今回利用したカレントセンサー回路を示す。インダクタに直列に接続された抵抗  $r_L$  でインダクタに流れる電流  $I_L$  を電位差検出回路によって、電圧  $V_r = r_L I_L$  として検知する。 $V_{ibref}$  を  $V_{ibref} = I_B r_L$  と設定し  $V_{ibref}$  と  $V_r$  を比較することによって、インダクタ電流が  $I_B$  以下で、 $V_{cs}$  が high となる。この  $V_{cs}$  をロジック回路へ入力し、フリーホイールの制御信号として用いる。疑似連続モードのフリーホイール期間はインダクタの ESR によりエネルギーの損失になってしまう。従来の構成 [6] ではこの期間は一定であったが、時間を短縮することでエネルギー損失を減らせる。次に、フリーホイール時間検出回路と正電圧

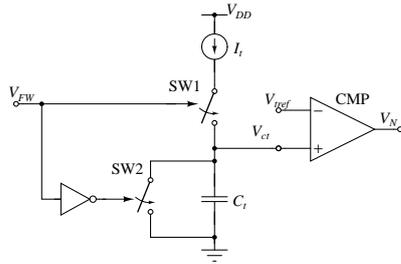


図 5: フリーホイール時間検出回路

と負電圧の周期を分離するのこぎり波発生回路を同時に実現する回路を提案する。

### 2.2.2 提案する正電圧・負電圧期間分離回路

#### フリーホイール時間検出回路

フリーホイール時間検出回路を図 5 に示す。図 5 は図 3 の「FW limit」回路である。図 5 の動作は次の通りである。 $V_{FW}$  に high が入力されると SW1 がオンになり  $I_t$  で  $C_t$  が充電されることで、 $V_{ct}$  が増加する。 $V_{ct}$  が  $V_{tref}$  に達すると  $V_N$  が high となる。 $V_{FW}$  に low が入力されると SW1 はオフになり、SW2 がオンになるため  $C_t$  に蓄積されていた電荷がグランド側に放電され  $V_{ct}$  が 0V になり、 $V_N$  が low となる。このとき、

$$V_{ct} = \frac{I_t}{C_t} t \quad (3)$$

となるため、 $V_{tref}$  の値を

$$V_{tref} = \frac{I_t}{C_t} T_{fwlim} \quad (4)$$

とすることで、フリーホイール時間を  $T_{fwlim}$  に制限できる。

#### のこぎり波発生回路

図 2 のタイミングチャートでは、正電圧の周期と負電圧の周期を分割する必要がある。そのタイミングチャートを実現するために、図 6 のような半周期ずれた 2 つのノコギリ波  $ramp1$  と  $ramp2$  を用いた。 $ramp1$  と  $ramp2$  の発生回路を図 7 に示す。次に図 7 の動作原理を説明する。

[状態 1:]

D フリップフロップの  $Q$  端子の出力を high、 $Qb$  端子の出力を low とし、キャパシタ  $C_{r1}$  の電圧は  $V_L$  とし、 $C_{r2}$  の電圧は  $V_H$  とする。このとき  $Q$  端子の出力が high であるため、スイッチ SW1, SW6, SW7, SW9, SW12 がオンになる。また、 $Qb$  が D フリップフロップの D 端子に low を入力するとスイッチ SW1 がオンなので、電流源  $I_c$  によりキャパシタ  $C_{r1}$  は充電され、 $C_{r1}$  の端子間電圧  $V_{c1}$  は上昇する。また  $V_{c2}$  が  $V_L$  よりも大きいため、CMP2 は high を出力するため SW4 もオンとなっている。そのた

xcircuit

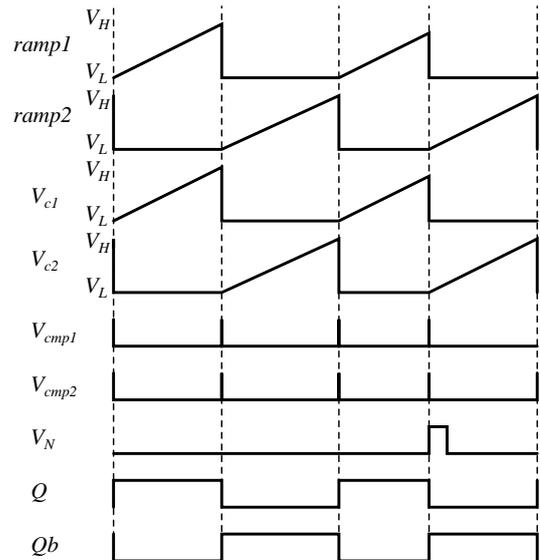


図 6: のこぎり波発生回路のタイミングチャート

め、 $C_{r2}$  に蓄積されている電荷は電流源  $I_2$  により放電され、 $C_{r2}$  の端子間電圧  $V_{c2}$  は減少する。 $V_{c2}$  が  $V_L$  になると、CMP2 が low を出力し SW4 がオフとなり  $C_2$  の電荷は保持されるため、 $V_{c2}$  が  $V_L$  で保持される。

[状態 2:]

キャパシタ  $C_{r1}$  の端子間電圧  $V_{c1}$  が上昇を続け  $V_H$  になると、CMP1 が D フリップフロップの C 端子に high を入力する。D 端子には low が入力されているため、 $Q$  端子から low、 $Qb$  端子からは high が出力される。これによりスイッチ SW1, SW6, SW7, SW9, SW12 はオフになり、キャパシタ  $C_{r1}$  への充電は終了する。また  $Qb$  は D フリップフロップの D 端子に high を入力する。

[状態 3:]

D フリップフロップの  $Qb$  端子から high が出力されているため、スイッチ SW2, SW5, SW8, SW10, SW11 はオンになる。またスイッチ SW5 がオンのため、CMP2 はキャパシタ  $C_{r1}$  の端子間電圧  $V_{c1}$  と  $V_L$  を比較して high を出力する。これによりスイッチ SW3 に high を入力する。スイッチ SW3 がオンになるため、電流源  $I_1$  はキャパシタ  $C_{r1}$  に溜まった電荷を放電し、 $V_{c1}$  の端子間電圧は下がる。そしてスイッチ SW5 がオンのため、CMP2 はキャパシタ  $C_{r1}$  の端子間電圧が  $V_L$  になると low を出力し、スイッチ SW3 がオフとなる。よって  $V_{c1}$  が  $V_L$  で保持される。また、キャパシタ  $C_{r1}$  の放電と同時に、オンになっているスイッチ SW2 を通して電流源  $I_c$  によりキャパシタ  $C_{r2}$  に電荷が充電され、 $C_{r2}$  の端子間電圧  $V_{c2}$  は上がる。

[状態 4:]

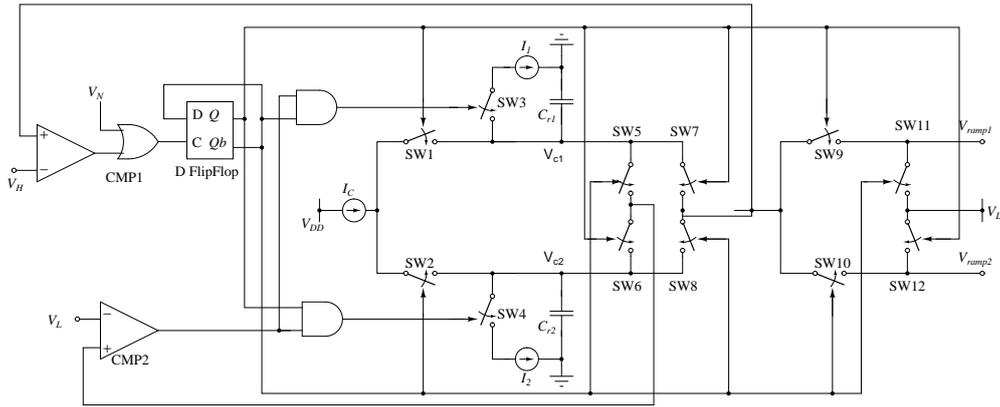


図 7: のこぎり波発生回路

キャパシタ  $C_{r2}$  の端子間電圧  $V_{e2}$  が上昇を続け  $V_H$  になると、CMP1 が D フリップフロップの C 端子に high を入力する。D フリップフロップの D 端子には high が入力されているため、Q 端子から high、Qb 端子から low が出力される。これによりスイッチ SW2, SW5, SW8, SW10, SW11 はオフになり、キャパシタ  $C_{r2}$  への充電は終了する。また Qb は D フリップフロップの D 端子にも low を入力する。

[状態 5:]

$V_N$  に high が入力される。 $V_N$  はフリーホイール時間検出回路の出力である。状態 1 の間に  $V_N$  に high が入力されると、OR 回路を通し D フリップフロップの C に high が入力され、Q と Qb 端子の電圧が変化するため、強制的に状態 2 へ移行する。また状態 3 の間に  $V_N$  に high が入力されると、OR 回路を通し D フリップフロップの C に high が入力され、Q と Qb 端子の電圧が変化するため、強制的に状態 4 へ移行する。このように、 $V_N$  に high が入力されることによりフリーホイールを中断し次の周期へ移行することでフリーホイール時間を制限することができる。

[出力電圧の選定]

図 7 の回路は、状態 1-状態 4 で示したキャパシタへの充電、放電の動作を  $C_{r1}$  と  $C_{r2}$  で交互に行う。キャパシタ  $C_{r1}$  が充電されているときはスイッチ SW7, SW9 がオンのため、キャパシタ  $C_{r1}$  の端子間電圧が  $ramp1$  となり、SW12 がオンのため  $ramp2$  は  $V_L$  となる。また、キャパシタ  $C_{r2}$  が充電されているときはスイッチ SW8, SW10 がオンのため、キャパシタ  $C_{r2}$  の端子間電圧が  $ramp2$  となり、SW11 がオンのため  $ramp1$  は  $V_L$  となる。これにより、図 6 に示すような 2 つののこぎり波を発生させる。つまり  $V_s = V_H$  になるとキャパシタ  $C_{r1}, C_{r2}$  は充電か放電をはじめ。放電しているキャパシタの端子間電圧が  $V_L$  になると放電は終了し、 $V_L$  を保持する。充電してい

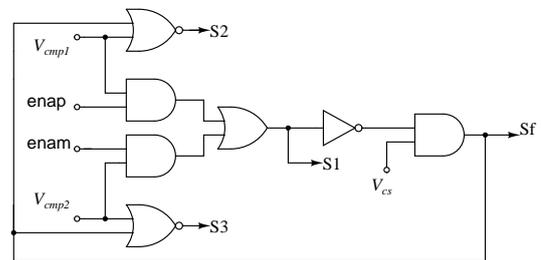


図 8: ロジック回路

るキャパシタの端子間電圧が  $V_H$  になると充電を終了し放電し始め、端子間電圧が  $V_L$  だったキャパシタは充電が始まる。この動作を繰り返すことになる。

### 2.2.3 ロジック回路

図 8 にスイッチをオン・オフを制御するロジック回路を示す。初期状態はコンパレータ  $V_{cmp1}$ 、 $V_{cmp2}$  は high となっている。enap は正電圧出力周期に high となる CLK、enam は負電圧出力周期に high となる CLK、 $V_{cs}$  はカレントセンサーの出力電圧である。このロジック回路は図 2 のタイミングチャートを元に構成されている。図のロジック回路について説明する。

[T1:]  $V_{cmp1}$  と enap は共に high のため S1 がオンとなる。

[T2:]  $V_{cmp1}$  が low となり、S2 がオンとなる。

[T3:] インダクタの電流が減少し、 $V_{cs}$  が high となり Sf がオンとなる。

[T4:] 負電圧周期になり enam が high となり S1 がオンとなる。

[T5:]  $V_{cmp2}$  が low となり S3 がオンとなる。

[T6:] インダクタの電流が減少し、Sf がオンとなる。

T1~T6 までが 1 周期におけるロジック回路の動作である。

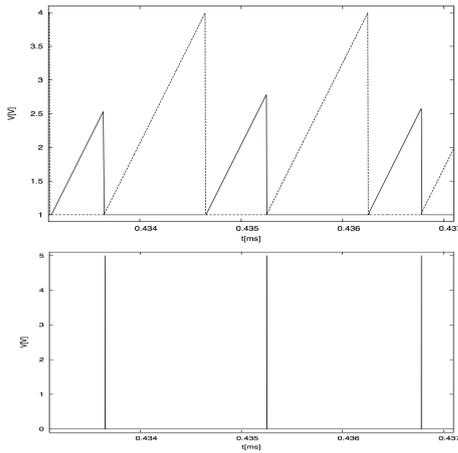


図 9: のこぎり波発生回路のシミュレーション結果

表 1: シミュレーション条件

入力電圧 $V_{in}$	3.5V
動作周波数	500kHz
インダクタ $L$	$2\mu\text{H}$
出力容量 $C_{out}$	$10\mu\text{F}$
負電圧用容量 $C_n$	$2\mu\text{F}$
負荷抵抗 $R_1, R_2$	$50\Omega$
スイッチのオン抵抗	$10\text{m}\Omega$

### 3 シミュレーション結果

提案回路の動作を確認するために SPECTRE を用いてシミュレーションを行った。0.18 $\mu\text{m}$  CMOS パラメータを用いてシミュレーションを行った。制御回路に用いたエラーアンプや PWM コンパレータには電圧制御電圧源を用いた。まずは図 7 の動作を  $V_H$  を 4V,  $V_L$  を 1V として確認した。図 9 にシミュレーション結果を示す。シミュレーション結果より図 6 と同様の半周期ずれたのこぎり波を出力出来ていることが分かる。また、 $V_N$  が high になると次の状態に移行していることを確認した。次に図 3 に示す制御回路を含む DC-DC コンバータのシミュレーションを表 1 に示した条件で行った。出力電圧の設定値は正電圧を 8V、負電圧は -5V と設定し、フリーホイール時間を最大 400ns に制限した。図 10 に正電圧を 8V とし、負電圧を -5V と設定した出力波形を示す。この図より各設定電圧に収束していることが確認できた。図 11 にインダクタ電流波形を示す。インダクタ電流を正電圧と負電圧の期間で分離できている事が確認できた。また、動作周波数を 500kHz と設定しているため正電圧と負電圧の周期の和が 2 $\mu\text{s}$  となるはずであるが、フリーホイール時間を 400ns と制限できている為、フリーホイール時間が

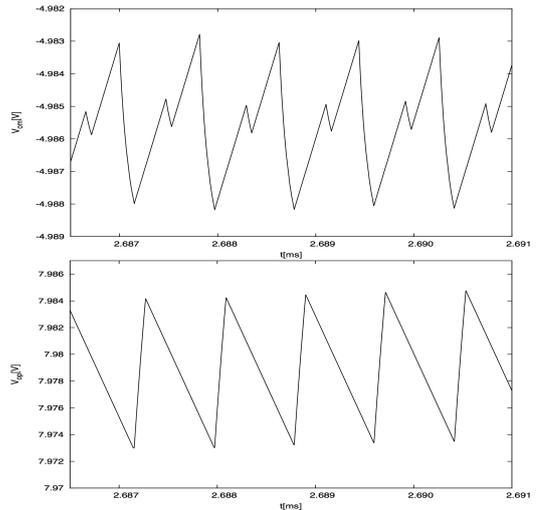


図 10: 出力電圧 (上:  $V_{op} = 8\text{V}$ 、下:  $V_{om} = -5\text{V}$ )

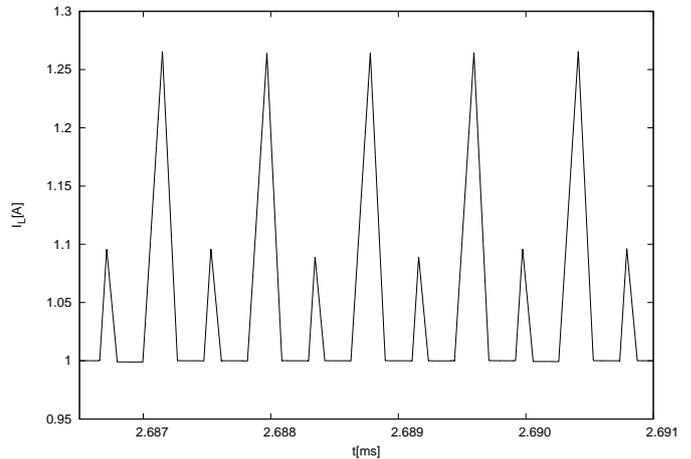


図 11: インダクタ電流波形

短くなり全体の周期も短くなっている事がわかる。図 12 に FW limit 回路無しでのインダクタ電流波形を示す。この時のフリーホイール時間は 1 $\mu\text{s}$  であった。この事から、提案構成では 600ns のフリーホイール時間を短縮する事が出来た。図 13 は正電圧  $V_{op}$  側の負荷を変動させたときの各出力電圧を示し、図 14 は負電圧  $V_{om}$  側の負荷を変動させたときの各出力の変化を示している。図 13 と図 14 の結果より正電圧、負電圧の変動が他方に影響していないことからクロスレギュレーションが良い事が確認できる。

### 4 まとめ

本論文では、チャージポンプ方式を用いた正負 2 出力 DC-DC コンバータの制御回路を提案した。インダクタ電流が疑似連続モードで動作するために必要な制御である「イ

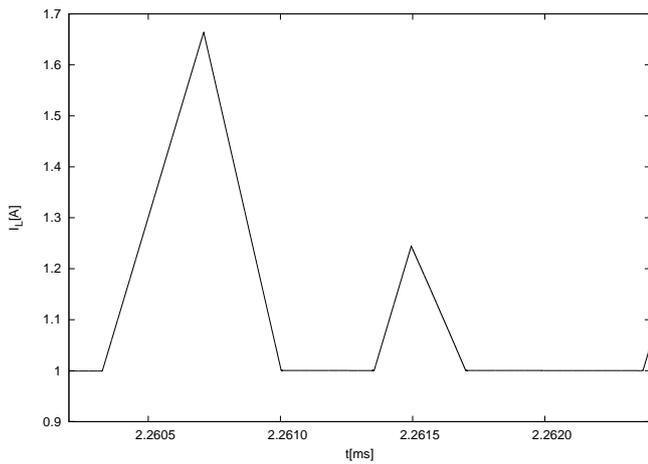


図 12: FW limit 回路無しでのインダクタ電流

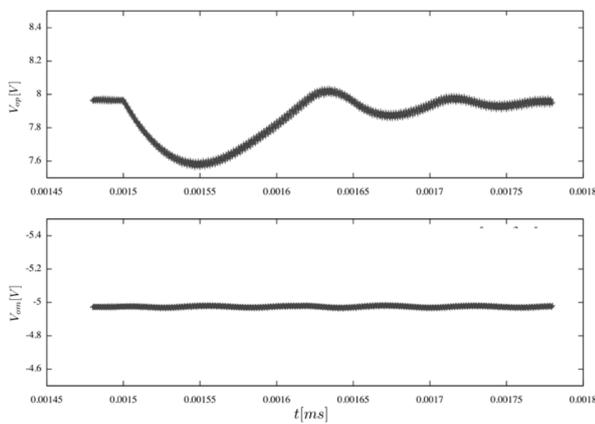


図 13: 正電圧変動時のクロスレギュレーション (上:  $V_{op}$  出力波形、下:  $V_{om}$  出力波形)

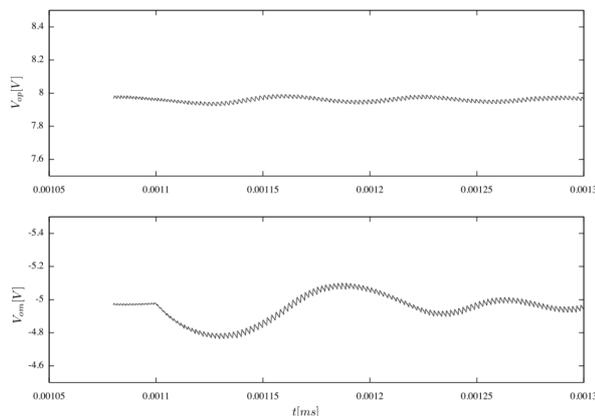


図 14: 負電圧変動時のクロスレギュレーション (上:  $V_{op}$  出力波形、下:  $V_{om}$  出力波形)

インダクタ電流が  $I_B$  になったときにスイッチ Sf をオンにするカレントセンサー」、「正電圧と負電圧の周期の分離」、「各スイッチが同時にオンにならないためのロジック回路」を構成した。シミュレーションの結果、インダクタは疑似連続モードで動作し、600ns のフリーホイール時間の短縮、クロスレギュレーションが良い事を確認できた。

参考文献

- [1] D.Ma,W-H Ki,C-Y Tsui, P.K.T. Mok, “Single- Inductor Multiple-Output Switching Convert- ers with Time- Multiplexing Control in Dis- continuous Conduction Mode,” IEEE Journal of Solid-state Circuit, Vol.38, No.1, pp.89-100, (Jan. 2003)
- [2] W-H.Ki,D.Ma, “Single-Inductor Multiple-Output Switching Converter,” IEEE PowerElec. Specialist Conf., Vancouver, Canada, pp.226-231, (June 2003)
- [3] S.C.Koon,Y.H.Lam,W.H.Ki, “Integrated Charge- Control Single-Inductor Dual-Output Step-Up/Step- Down Converter,” IEEE International Symposium on Circuit and Systems, pp.3071-3074, (May 2005)
- [4] W.Xu,X.Zhu,Z.Hong,D.Killat, “Design of Single- Inductor Dual-Output Switching Con- verter with Average Current Mode Control,” IEEE Asia Pacific Conference On Circuit and System (APCCAS), B4L-F2, Macao, (Dec. 2008)
- [5] S.Kim,G.A.Rincon-Mora, “Single-Inductor Dual- Output Buck-Boost Fuel-Cell-Li-Ion Charging DC-DC Converter Supply,” IEEE International Solid State Circuit Conference(ISSCC), (Feb. 2009)
- [6] 高橋 健司, 横尾 甫, 津志田 健吾, 美和 俊介, 小林 春夫, 高井 伸和, 小田口 貴宏, 高山 茂樹, 深井 功, 松田 順一, “チャージポンプを用いた単一インダクタ正負 2 出力 DC/DC コンバータに関する研究,” 電気学会 電子回路研究会, ECT-10-050, pp.7-10, 群馬, (2010 年 3 月)
- [7] Young-Jin Woo, Hanh-Phue Le, Gyu-Ha Cho, Gyu-Hyeong Cho, “Load-Independent Control of Switching DC-DC Converters With Freewheeling Current Feed- back,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL.43, NO.12, pp.2798-2808, (Dec. 2008)
- [8] Santhos A.Wibowo, 森偉文樹, 津志田健吾, 美和俊介, 小林 春夫, 小田口貴宏, 高山茂樹, 鈴木 聡, 深井功, 松田順一, “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, pp.369-371, (Apr 2009).
- [9] Z.Hu,D.Ma, “A Pseudo-CCM Buck Converter with Freewheel Switching Control,” IEEE International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS), pp.3083-3086, (May 2005).
- [10] N. Takai and Y. Fujimura, “Steep Down-Slope Sawtooth Wave Generator Utilizing Two Triangular Waves Exclusively,” IEICE Trans. Fundamentals of Electronics, Vol. E92-A, No.4 (April 2009)