

# スイッチを用いた可変インダクタによる電源の高性能化

光野 正志\*, 張 挺, 小林 春夫

(群馬大学工学部 電気電子工学科 〒376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

Phone: 0277-30-1788 Fax: 0277-30-1707 e-mail: {kono,k\_haruo}@el.gunma-u.ac.jp),

小堀 康功 (群馬大学大学院工学研究科)

High Performance Control Systems with Switched Variable Inductor for Switching Regulators

Masashi KONO\*, Zhang TING, Haruo KOBAYASHI (Gunma University)

Yasunori KOBORI (Graduate School of Engineering, Gunma University)

## Abstract

This paper presents new approaches to creating high-performance control systems for DC-DC converters (switching regulators) targeted for power supply applications. Power supply circuits demand both low-ripple-voltage in the steady state (stability) and fast response for large load changes. However, since in general stability and fast response are trade-off in control systems, it is difficult to satisfy both simultaneously with conventional approaches. We propose a completely different method which uses a variable inductor and a variable capacitor inside the regulator; the inductor and capacitor values are automatically varied so that they are large in the steady state to minimize ripple, and small for fast response when the load current changes rapidly. The variable inductor can be realized with parallel or series inductors connected a MOSFET switch. The load regulation detection circuit (which senses load current change) uses a transformer, a diode-bridge and an operational amplifier. We have performed SPICE and CoventorWare simulation, and examined the effectiveness of the proposed methods.

キーワード：スイッチング電源, 可変インダクタ, 可変容量, MEMS 技術  
(Switching Regulator, Variable Inductor, Variable Capacitor, MEMS)

## 1. はじめに

スイッチング電源回路は, 高効率で大電流出力が可能であり出力電圧が連続可変に出来るので, マイクロプロセッサ, 携帯電話等に広く使用されている. その中でマイクロプロセッサ用のスイッチング電源回路はその性能要求はますます厳しくなっている<sup>(1)</sup>. その電源回路技術として, マイクロプロセッサに流れる大電流の負荷変動に対して適切な電力を供給するスイッチモード生成 DC 電力コンピュータシステム<sup>(2)</sup> や, ヒステリシスな PWM 制御方式<sup>(3)(4)</sup>, マイクロプロセッサ用の電源回路モジュール (VRM: Voltage Regulator Module)<sup>(5)-(8)</sup> 等が知られている. マイクロプロセッサ用の電源回路には, 負荷電流の変動が小さい定常状態の時には低リップル電圧が要求され (安定性), 負荷電流の変動が生じた時にはそれに高速に応答することが要求される (速応性). 安定性と速応性は相反する制御技術課題であるが, この解決手法としてクロック周波数を高くしたオンチップ LC の利用<sup>(9)</sup> や, DCM (Discontinuous-Conductions Mode) 用 CCR (CMOS-Control Rectifier) の利用等<sup>(10)</sup> が報告されている. また最近では制御部をデジタル回路で実現する手法も報告されているが, ピン数, 配線数の問題よりマイクロプロセッサ用の電源へは適用は現時点では難しい.

この論文ではこの技術課題を解決する一手法として, 降圧型スイッチング電源での低リップル・高速応答を実現す

る全く新たな方式 (インダクタ値を動作状態で動的に変更させる方式) を提案し<sup>(11)(12)</sup>, 原理確認を行なう.

## 2. 降圧型スイッチング電源回路

2.1 構成と動作 図 1 に入力電圧  $V_{DD}$ , パワー MOS スイッチ, チョークコイル (L), 容量 (C), ダイオードから構成されたチョップパ型降圧型のスイッチング電源の構成を示す. この回路ではスイッチのオンオフによって生じた電圧を LC フィルタで平滑化して, 入力電圧より低い電圧を出力する. スイッチのオン・オフにより高い入力電圧 ( $V_{DD}$ ) が低い出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) に高効率で変換され, また LC はローパスフィルタとして出力電圧を平滑化する. 素

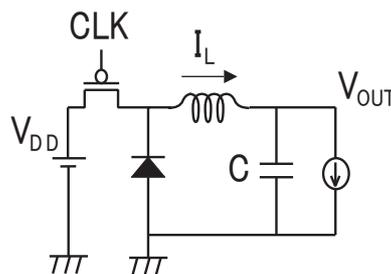


図 1 降圧型スイッチング電源回路.

Fig. 1. A switching regulator circuit (buck converter).

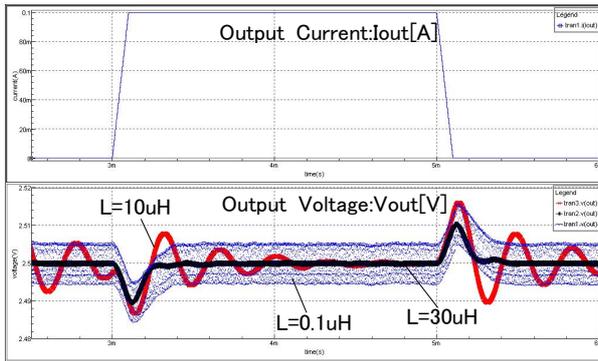


図2 インダクタンス  $L$  値が  $0.1\mu H$ ,  $10\mu H$ ,  $30\mu H$  の時の、  
 負荷電流  $I_{out}$  の変動に対する出力電圧  $V_{out}$  の応答特性。  
 Fig.2. Output voltage in response to load current  
 change for  $0.1\mu H$ ,  $10\mu H$ ,  $30\mu H$ .

子が理想的なものとすると、CLK がオンの時 ( $T_{ON}$ )、オフの時 ( $T_{OFF}$ ) に  $L$  に流れる電流の変化量は等しくなり出力電圧は次のようになる。

$$V_{OUT} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_{DD}.$$

出力電圧はクロック・デューティ  $T_{on}/(T_{on} + T_{off})$  で決まるので出力電圧を連続に可変可能であることが分かる。出力負荷電流に変動がある場合も PWM を用いたフィードバック制御により一定出力電圧を保つことができる<sup>(13)</sup>。

### 2.2 インダクタと電源の応答・リップル特性

図1でインダクタ  $L$  の値を大きくすると低リップルになり、インダクタ  $L$  の値を小さくすると高速応答が得られる。すなわちインダクタ値  $L$  の観点からは低リップルと高速応答はトレードオフの関係にある。

これを確認するため図1で示す従来のスイッチング電源回路で様々なインダクタの値の場合に負荷変動を与えた時の応答特性を調べた。インダクタ  $L$  の値を  $0.1\mu H$ ,  $10\mu H$ ,  $30\mu H$  とした時の、出力負荷電流  $I_{out}$  を  $0$  から  $100\text{mA}$ ,  $100\text{mA}$  から  $0$  まで変化させた時の応答特性のシミュレーション結果を図2に示す。このシミュレーション結果より、「出力インダクタンス  $L$  の値が大きいほどリップル電圧は小さく、オーバーシュート電圧は大きく過渡特性がよくない」という予想通りの動作を確認出来た。

これはコイル(インダクタ  $L$ )には、電流が流れ始めてからしばらくすると一定の電流が流れ続け、入力電源との接続を切ってもコイルは電流を流し続けようという性質があるためである。すなわち、電流が増えている間にコイルは電気エネルギーを磁気エネルギーとして蓄積し、電流が減る時にこの蓄積したエネルギーを放出するためである。このエネルギーの蓄積量はコイルのインダクタンスに比例している。インダクタはこの性質から負荷電流に変動が生じたときの高速応答を妨げ、逆に負荷電流が一定の定常状態のときはリップルを小さくする。

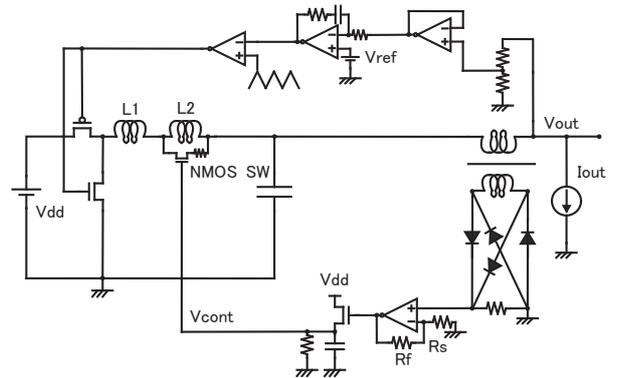


図3 可変インダクタを用いた提案回路。  
 Fig.3. The proposed circuit with a variable inductor using series inductors and a switch.

### 3. 可変インダクタを用いたスイッチング電源回路の低リップル・高速応答化

スイッチング電源回路のインダクタ値のリップルと速応性のトレードオフの関係から、負荷電流がほぼ一定の場合はインダクタ  $L$  の値を大きくして低リップル化を、大きな負荷電流変動のときはインダクタ  $L$  の値を小さくして速応性を向上させる。この負荷電流変動に値を適応させる可変インダクタは複数のインダクタをスイッチ接続することで実現する。

また負荷電流変動検出回路はトランスとダイオード・ブリッジ回路等で実現できる。提案手法は動作状態により回路内部の素子値を変更することで定常特性・過渡特性両方の性能向上を図る。

上記手法は MEMS 技術を用いた可変インダクタを用いても実現可能である<sup>(14)(15)</sup>。

3.1 提案回路と動作 提案回路を図3に示す。図3の提案回路は、従来のスイッチング電源回路に、切り替えスイッチ付の2つの直列インダクタとその制御回路、負荷電流検出回路を付加することで実現する。切り替えスイッチ付の2つの直列インダクタで可変インダクタを実現するが、その原理は次のようになる。

- スイッチが OFF の時: 二つのインダクタ  $L1$ ,  $L2$  (ここでは  $L2 > L1$  を想定している) が直列接続され合成インダクタンスは  $L1+L2$  となり、大きなインダクタンス値が得られる。
- スイッチが ON の時: スイッチ付きのインダクタが等価的に短絡され、合成インダクタンスは  $L1$  となり、小さなインダクタンス値が得られる。

なお、2つのインダクタを並列接続し値の大きい方の  $L$  に直列にスイッチをつけて可変インダクタを実現することもできる。

負荷電流変動検出回路は出力負荷電流変動の絶対値と変化方向を検出する。出力負荷電流の変動が小さい(一定)時にはインダクタンスの値を大きくしリップル電圧を低く抑

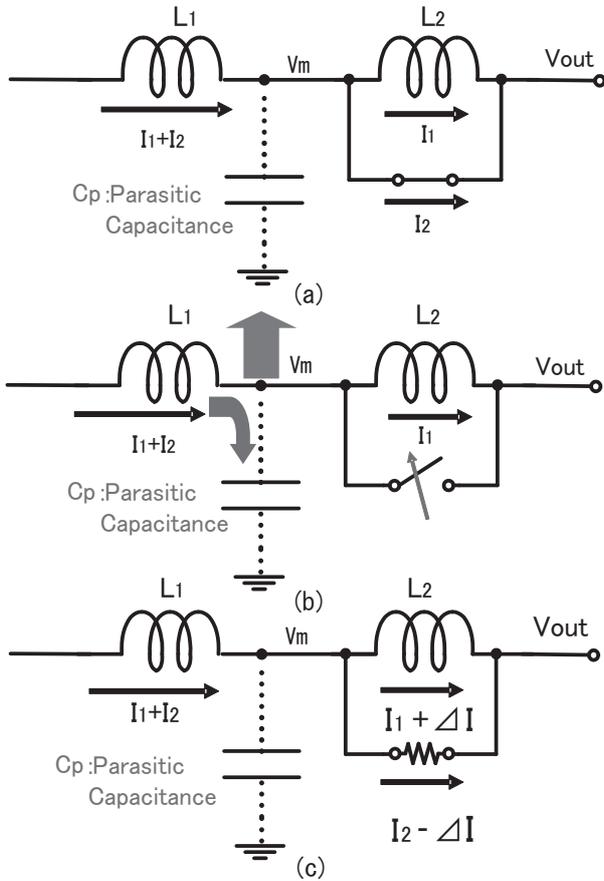


図4 MOSスイッチを用いた可変インダクタの原理。

Fig. 4. (a) Two-series inductors and a switch in ON-stage using the proposed DC-DC converter. (b) In case that the switch turns OFF suddenly, the current  $I_2$  flows into the parasitic capacitance which makes its node voltage high. (c) When the switch turns OFF softly, the circuit settles quickly.

え、大きい時にはインダクタンスの値を小さくし高速応答を実現する。また負荷電流が急激に大きくなる時には出力容量に印加する電圧を持ち上げることで負荷回路に容量の電荷を供給し出力電圧降下を妨げる。

逆に負荷電流が急激に小さくなる時には出力容量に印加する電圧を引き下げ、負荷回路への電流を吸収し急激な出力電圧上昇を妨げる。

### 3.2 可変インダクタ用スイッチのソフト・ターンオフ

この提案回路方式の実現のポイントは可変インダクタ実現のためのスイッチの動作である。図4(a)に2つの直列接続したインダクタとスイッチがONになっている状態を示す。電流  $I_1 + I_2$  がインダクタ  $L_1$  を、電流  $I_1$  がインダクタ  $L_2$  を、電流  $I_2$  がスイッチを流れている。図4(b)に示すように、もしスイッチが短いスイッチング時間でOFFになるとインダクタを流れる電流は急には変化出来ないで、電流  $I_2$  が寄生容量  $C_p$  に流れ込み、このノード点  $V_m$  は極

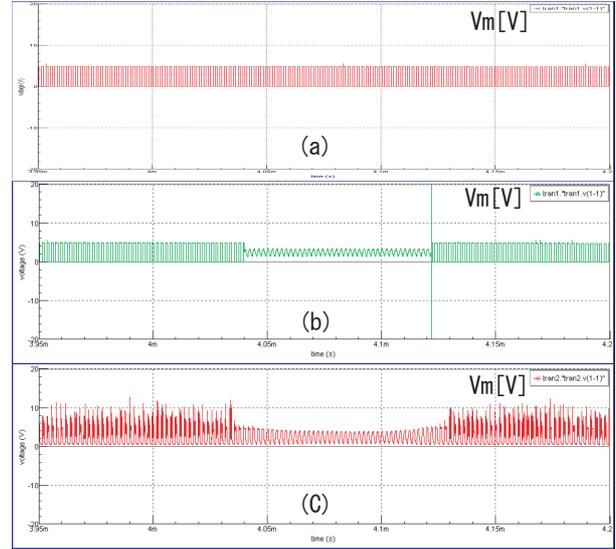


図5 図4のシミュレーション結果。

Fig. 5. SPICE simulation result of the proposed a variable inductor using series inductors and a switch in Fig. 4.

めて高くなり整定に時間がかかってしまう。

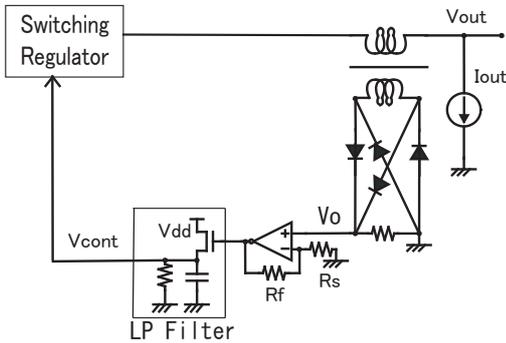
そこでここでは「ソフト・ターンオフ」を提案する(図4(c))。すなわちスイッチをオフするとき一定のスイッチング時間をとり徐々にオフさせていく。この遷移状態でスイッチは有限の抵抗値をもち、 $I_2$  が寄生容量に流れ込み、そのノード電位を高くしてしまうのを防ぐことが出来る。この「ソフト・ターンオフ」はスイッチドライバの前段にローパスフィルタを用いることで実現できる。この方式でうまく動作することをSPICEシミュレーションで確認した。

シミュレーション結果を図5に示す。スイッチがONから急にOFFする時(図5(b))、ノード点  $V_m$  の電位は急激に上昇してしまう。それに対して提案手法においては(図5(c))、ノード点  $V_m$  の電位は上昇していない。

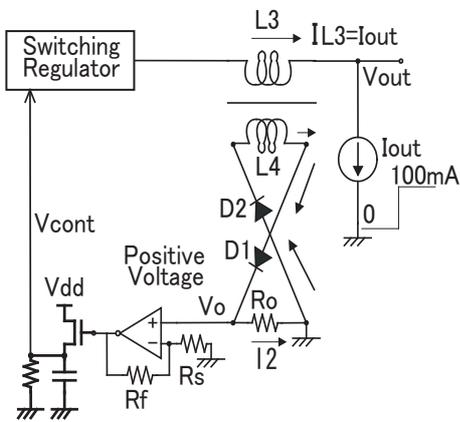
### 3.3 負荷変動検出回路 図6(a)に可変インダクタ

制御電圧  $V_{cont}$  生成回路の原理図を示す。図6(b)は負荷変動が急激に増加した時、(c)は負荷変動が急激に減少した時の回路を流れる電流の様子をそれぞれ表している。そのシミュレーション結果を図7に示す。この回路は(1)トランス、(2)ダイオードブリッジ、(3)非反転増幅器で構成され、それぞれの役割は以下ようになる。

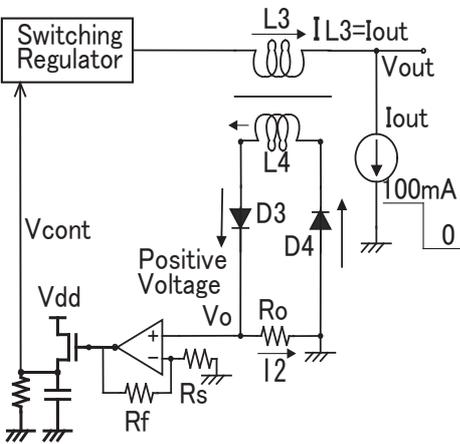
- (1)  $L_3 : L_4$  のトランスで、 $L_3$  を流れる出力負荷電流の変動を検出する。
- (2)  $L_4$  で発生した電流の絶対値を取る。
- (3) ダイオードブリッジによって、発生した  $V_0$  の正電圧を非反転増幅器で電圧を増幅しインダクタと並列に接続されているMOSスイッチのゲート電圧を制御する。



(a)



(b)



(c)

図 6 可変インダクタ制御電圧  $V_{cont}$  生成回路.  
Fig. 6. Load current change detection circuit.

また相互インダクタンス  $M = k\sqrt{L_3 \cdot L_4}$  より誘導起電力  $V_o$  は以下ようになる.

$$V_o = M \frac{dI_{out}}{dt} + R_o I_2 + L_4 \frac{dI_2}{dt}.$$

ここで,  $R_o, I_2$  が非常に小さいとき,

$$V_o = M \frac{dI_{out}}{dt}$$

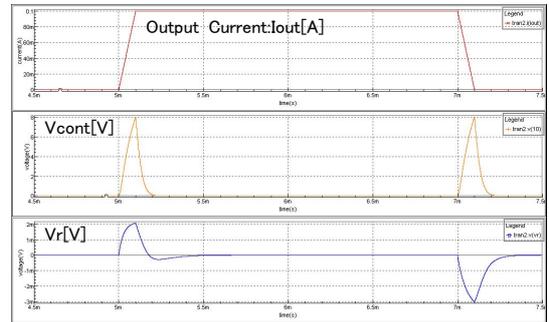


図 7 負荷電流変動検出回路の SPICE シミュレーション.  
Fig. 7. SPICE simulation result of the load current change detection circuit.

となる. 増幅器の増幅率を  $G = 1 + \frac{R_f}{R_s}$  とすると, 検出回路の出力  $V_{cont}$  は

$$V_{cont} = G \times V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right) \left(k\sqrt{L_3 \cdot L_4} \frac{dI_{out}}{dt}\right)$$

となり,  $R_f, R_s$  を調整することによって, 生成する可変インダクタ制御電圧  $V_{cont}$  を制御することが出来る. また, LPF は時定数  $T = RC$  により,  $V_{cont}$  を “なだらか” に変化させスイッチのオン・オフ時のインダクタの電流変化を円滑に行わせる. (前述のソフトターンオフを参照.)

#### 4. SPICE シミュレーションによる動作確認

提案回路 (図 3) の有効性の確認のため, 次に定義する「リップル電圧」, 「応答時間」を評価パラメータとし, 出力負荷電流変動を与えた時の過渡応答を SPICE シミュレーションで調べた.

- リップル電圧: 出力電圧の揺れの最大電圧と最小電圧の差 (=  $V_{peak-to-peak}$ ).
- 応答時間: 変動時間から出力電圧の揺れがリップル電圧の  $\pm 3\%$  以内に収束するまでの時間.

インダクタ切り替えスイッチには NMOS を使用した. スイッチを OFF した時, 即ち合成インダクタンスが  $L_1 + L_2 = 30\mu H$  の時のリップル電圧は  $2.5mV$  となり,  $L = 30\mu H$  で固定した時のリップル電圧  $1.8mV$  に比べ大きくなった. スイッチを ON させた時, 即ち合成インダクタンスが  $L_1$  の応答時間は  $0.6ms$  となり,  $L = 0.5\mu H$  で固定した時の応答時間  $0.6ms$  にほぼ同じ値となっていることが確認出来た. 即ち低リップルを実現する為にインダクタの値を大きくした時の回路と, 高速応答を実現する為にインダクタの値を小さくした時の回路を, 提案回路一つで実現することが出来る<sup>(11)(12)</sup>.

#### 5. 可変容量の利用の検討

前節で可変インダクタを用いて高速応答化の効果を確認できたが, 過渡状態の  $L$  を小さくしているときに出力電圧リップルが増加してしまうという問題点が生じた. この問題を解決するために可変容量を用いた低リップルを実現する手法を提案・提案する.

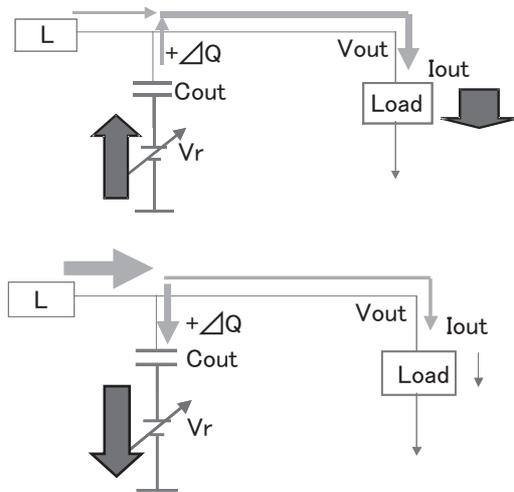


図 8 可変容量を用いた低リップル化の原理.

Fig. 8. Principle of the proposed low-ripple realization with a variable capacitor.

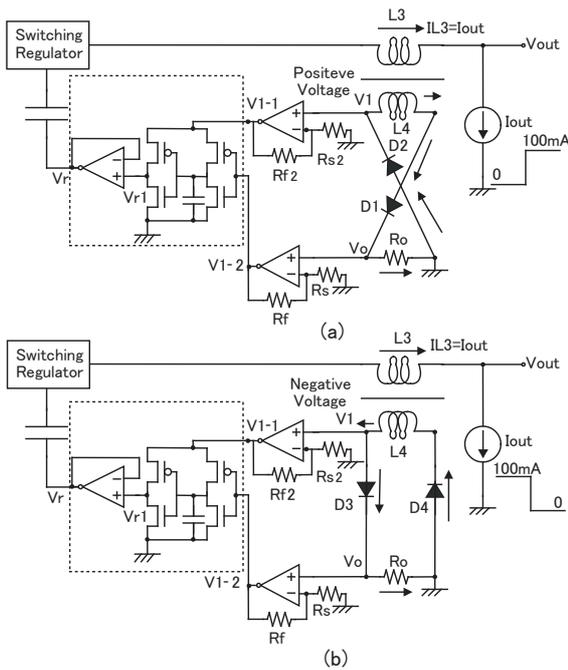


図 9 可変容量制御電圧  $V_r$  生成回路.

Fig. 9. Load current change detection circuit.

出力容量  $C_{out}$  の下部電極に負荷電流変動に応じた電圧  $V_r$  を印加し過渡状態でのリップル電圧を減少させる。

図 8 にスイッチング電源の出力平滑回路部を示す。負荷電流 ( $I_{out}$ ) が急激に増大した時 (図 8 (上)),  $C_{out}$  の負極電極の電位を持ち上げて、容量に蓄えられていた電荷を負荷に供給し出力電圧ドロップを妨げる。また、負荷電流が急激に減少した時 (図 8 (下)),  $C_{out}$  の負極電極の電位を引き下げて、インダクタからのエネルギーを容量へ引き込み負荷への電荷供給を減少させ、出力電圧上昇を妨げる。この

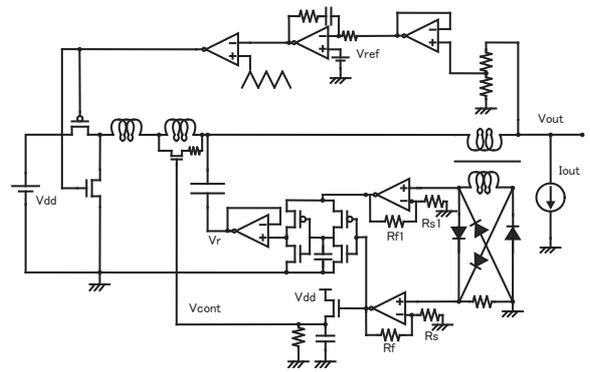


図 10 提案回路の全体回路図.

Fig. 10. Detailed description of the proposed circuit.

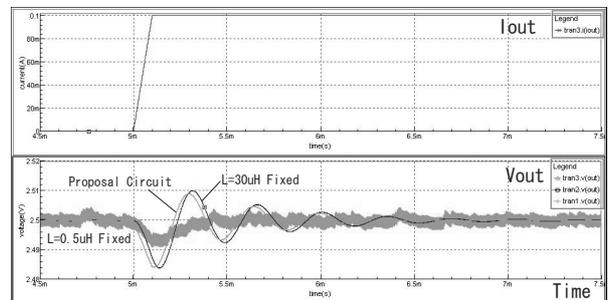


図 11 提案回路全体 (図 10) の SPICE シミュレーション結果.

Fig. 11. SPICE simulation result of the proposed circuit in Fig.10.

原理により負荷電流変動時のリップル電圧を減少させる。この原理を実現するための可変容量制御電圧  $V_r$  の生成回路 (図 9) は、(1) トランス、(2) ダイオードブリッジ、(3) 非反転増幅器、(4) マルチプレクサー部から構成され、それぞれの役割は次のようになる。

- (1)  $L3 : L4$  のトランスで、 $L3$  を流れる出力負荷電流の変動を検出する。
  - (2)  $L4$  で発生した電流に応じて、負荷電流が増加した時には正電圧を、負荷電流が減少した時には負電圧を  $V1$  に発生させる。
  - (3) ダイオードブリッジによって発生した  $V1$  での正電圧 (または負電圧)、 $V0$  での正電圧を非反転増幅器で電圧を増幅する。(  $V_{1-1}, V_{1-2}$  )
  - (4)  $V_{1-2}$  が 1 より大きい時、 $V_r$  には  $V_{1-1}$  を出力させ、 $V_{1-2}$  が 1 より小さい時、 $V_r$  には 0 を出力させる。
- シミュレーション結果を図 7 に示す。

前節の可変インダクタと組み合わせた全体の回路構成を図 10 に、SPICE シミュレーション結果を図 11 に示す。可変インダクタだけの場合のリップル電圧 2.5mV に対してこの場合は 2.0mV となり、 $L = 30\mu H$  で固定した時のリップル電圧 1.8mV に近い値となり、効果が確認出来た。

インダクタ, 容量固定の場合, インダクタ可変の場合, 容量可変の場合, インダクタ, 容量とも可変の場合についての応答時間とリップル電圧の SPICE シミュレーション結果を表 1 にまとめる.

表 1 提案手法の効果

	応答時間 [ms]	リップル電圧 [V]
従来回路 : L=0.5uH	0.6	7.0
従来回路 : L=30uH	2.5	1.8
提案回路 : L 可変	0.6	2.5
提案回路 : C 可変	1.9	0.5
提案回路 : L & C 可変	0.8	2.0

## 6. まとめ

次世代マイクロプロセッサ用のスイッチング電源回路への応用を目的として, 低リップル・高速応答を実現する回路構成を提案した. 提案回路は回路的に可変させる可変インダクタ・可変キャパシタ, 負荷変動検出回路を従来回路に付加して実現する. 負荷電流が一定のときはインダクタ値を大きくして低リップル化を実現し, 大きな負荷電流変動のときにはインダクタ値を小さくし, かつキャパシタにかかる電圧を変動させることで, 高速応答を実現する. 提案回路の動作を SPICE シミュレーションによって確認した.

謝辞 有意義なご討論をしていただきましたルネサステクノロジ社 恩田謙一氏, 工藤良太郎氏, ルネサスソリューションズ社 喜多村守氏, 大分大学鍋島隆先生, 太陽誘電社 保坂康夫氏に謝意を表します.

## 参考文献

- (1) <http://www.intel.com/design/Pentium4/guides/302356.htm>
- (2) 特表 2003-533754, “DC コンピュータ構成要素への電力送達を制御するシステム,” 日本, 2003.
- (3) T. Nabeshima, T. Sato, S. Yoshida, S. Chiba and K. Onda, “Analysys and Design Considerations of a Buck Converter with a Hysteretic PWM Controller,” 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.1711-1716, Aachne, Germany, 2004.
- (4) J. Zhao, T. Sato, T. Nabeshima, T. Nakano, “Steady-State and Dynamic Analysis of a Buck Converter Using a Hysteretic PWM Control,” 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.3654-3658, Aachne, Germany, 2004.
- (5) X. Zhou, X. Zhang, J. liu, P-L. Wong, J. Chen, H-P. Wou, L. Amoroso, F. C. Lee and D. Y. Chen, “Investigation of Candidate VRM Topologies for Future Microprocessors,” Proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.145-150, Anaheim, CA, Feb. 1998.
- (6) P-L. Wong, X.Zhou, J. Chen, H-P. Wu, L. Amoroso, J. Liu, F. C. Lee, X. Zhang and D. Y. Chen, “VRM Transience Study and Output Filter Design for Future Processors,” Proc. of VPEC Seminar, pp.1-7, Blacksburg, VA, Sept. 1997.
- (7) X.Zhou, P. Xu and F. C. Lee, “A High Power Density, High Efficiency and Fast Transient Voltage Regulator Module with a Novel Current Sharing Control Technique,” Proc. of Applied power Electronics Conference and Exposition, pp.289-294, Dallas, TX, Mar. 1999.
- (8) P.Hazucha, G.Schrom, B.A.Jaehong Hahn Bloechel, P.Hack, G.E.Dermer, S.Narendra, D.Gardner, T.Karnik, V.De, S.Borkar, “A 233 MHz 80%-87% Efficient Four-Phase DC-DC Converter Utilizing Air-Core Inductors on Package,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.40, pp.837-845, 2005.
- (9) S. Abedinpour, B.Bakkaloglu, S.Kiaei, “A Multi-Stage Interleaved Synchronous Buck Converter with Integrated Output Filter in a 0.18um SiGe Process,” Tech. Digest of ISSCC, Feb.2006.
- (10) T.Y. Man, P.K.T.Mok, M.Chan, “A CMOS-Control Rectifier for Discontinuous-Conduction Mode Switching DC-DC Converters,” Tech. Digest of ISSCC, Feb. 2006.
- (11) 張挺, 光野正志, 小林春夫, 小堀康功, “スイッチング電源の負荷変動に対する高速応答制御方式,” 電気学会 電子回路研究会, ECT-05-53, 2005.
- (12) 光野正志, 張挺, 劉愛燕, 木村圭吾, 小林春夫, 小堀康功, “スイッチング電源回路の MEMS 技術を用いた低リップル・高速応答制御方式,” 信学技報, Vol.106, no.53, pp.31-36, May.2006.
- (13) T. Daimon, H. Sadamura, T. Shindou, H. Kobayashi, M. Kono, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai, T. Iijima, “Spread-Spectrum Clocking in Switching Regulators for EMI Reduction,” IEICE Trans. on Fundamentals, vol. E86-A, no. 2, pp.381-386, Feb. 2003.
- (14) 光野正志, 木村圭吾, 小室貴紀, 小林春夫, 酒寄寛, 安田祐造, “MEMS 技術を用いた可変インダクタの設計,” 電子情報通信学会 第 18 回 回路とシステム (軽井沢) ワークショップ, pp.413-418, 2005.
- (15) M.Kono, K. Kimura, T. Komuro, H. Kobayashi, T. Taura, H. Sunaga, H. Sakayori, Y. Yasuda, “Designing Variable Inductors with MEMS Technology,” IEEJ International Analog VLSI Workshop, Bordeaux, France, Oct. 2005.