

携帯機器用 DC-DC コンバータの制御切換方式の検討

古谷哲也* , 小堀康功 , 津金民人 , 小林春夫 (群馬大学)

A Study of Changed Control System for DC-DC converters for the Portable Telephone Equipment

Tetsuya Furuya , Yasunori Kobori (Renesas Technology Advanced Analog Circuit Lab., Graduate School of Engineering, Gunma University) , Tamito Tsugane , Haruo Kobayashi (Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering Gunma University)

Abstract

This paper presents a new approach to create high-performance control system for DC-DC converters (switching regulators) using for the mobile-phone applications. The control range of input voltage has been expanded from 4.2V to 2.0V by the appearance of new mode lithium ion batteries. So we propose the UP/DOWN DC-DC converter including two control systems. The 1st one is the up/down MIXed control system including up and down controller. And the 2nd is the Dual Feedback control system. By using these two control systems, we have simulated smooth control switching of boost-converter and buck-converter using Simetrix simulator.

キーワード：スイッチング電源，DC-DC コンバータ，降圧型電源，昇圧型電源

Keywords：(Switching Regulator , DC-DC converter , Buck-converter , Boost-converter)

1. はじめに

近年のマイクロプロセッサは、低消費電力化のため低電圧電源で動作し、高性能化のため負荷電流は増大し、また、省電力化を図り負荷電流の変動も大きくなってきている。

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、また出力電圧が連続可変にできるので、多くの電子機器に用いられている。特に近年の携帯機器の低消費電力化を実現する上で重要なコンポーネントである。そして、その性能要求はますます厳しくなっている。そのための電源回路技術として、負荷電流の変化を検出してリアクタンス値を切換え制御する大電流供給電源方式[1]や、ヒステリシスな PWM 制御方式[2,3]や、モバイル機器用の DC-DC コンバータ[4]についても様々な手法が提案されている。

一方、電池または電池パックを必要とする携帯機器の分野では、LSI の複雑さとスピードがかつてないほどに高まり、それに伴う消費電力の増加が問題となっている。LSI は処理性能とスピードを上げているが、電池技術がそれに追いついていない。つまり、携帯機器に必要とされる電力と電池容量には大きな隔りがあることが分かる。

2. 新型リチウムイオン電池の登場と課題

現在、携帯電話用バッテリーに使用されているリチウムイオン電池は携帯電話機の長時間使用の要求や、音楽再生などのアプリケーションの進歩から更なる電池の放電容量のアップが必要とされてきている。そこで、登場したのが新型リチウムイオン電池[5]である。この新型電池は従来のリチウム

イオン電池に比べ、電流容量を約 30%高めた。さらに充電電圧は従来と同じ+4.2V なので、既存の充電システムをそのまま使用できるメリットもある。

この新型電池の放電特性を、図 1 のグラフに示す。新型電池は従来の電池に比べて放電容量は伸びるが、安定に出力される放電電圧は 2V 付近まで下がってしまう。従来の場合、放電時の電圧は高いが 3V 以下では電圧が急激に低下することから、過放電対策として終止放電電圧を 3V に設定していた。この場合、出力電圧が 2.5V であることより、降圧型電源のみでよかった。これに対して新型電池を使いこなすには、出力電圧より低い 2.0V までの入力電圧に対して昇圧型電源動作も必要となり、これらの両方の制御方式を連続的に滑ら

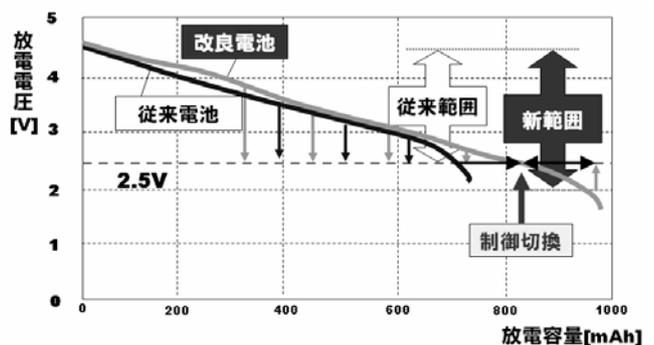


図 1 2 次電池放電特性

Fig.1 Discharge Characteristics of 2nd Battery

かに切換え制御して従来仕様を満足する必要がある。つまり入力電圧 4.2~2.0V に対して安定に 2.5V を出力し、電源制御の切換え時においてもリップル等の電源仕様を満たす必要がある。

3. スイッチング電源回路の原理

スイッチング電源回路にはスイッチング素子と転送素子が用いられ、スイッチング損失の少ないパワー-MOS や ON 抵抗の小さな MOS などが用いられる。スイッチング電源では効率も非常に重要視され、極力素子損失を小さくすることが図られている。スイッチング電源では 降圧型、昇圧型、昇降圧型が代表的である。

図 2 に入力電圧 V_{IN} 、パワー-MOSスイッチ、チョークコイル (L)、コンデンサ (C)、ダイオードから構成される降圧型のスイッチング電源の構成を示す。これは、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回路である。スイッチのオン・オフにより入力電圧が低い出力電圧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。素子が理想的なものとすると、スイッチのクロックがオンの時 (T_{on})、オフの時 (T_{off}) にLに流れる電流の変化量 ($\Delta I_{L on}, \Delta I_{L off}$) はそれぞれ次式のように表される。

$$\Delta I_{L on} = \frac{V_{IN} - V_{out}}{L} T_{on}, \quad \Delta I_{L off} = \frac{V_{out}}{L} T_{off} \quad (1)$$

L に流れる電流は連続的に変化するので、定常時にはこの 2 つの電流変化量は等しくなり出力電圧は次のようになる。

$$V_{out} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_{IN} \quad (2)$$

ここで、出力電圧は出力電流に依存せずクロックデューティ $D = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ で決まる (ON-Duty を変化させることで出力電圧を連続的に可変できる) ことが分かる。

次に昇圧型スイッチング電源を図 3 に示す。同様に出力電圧を求めると次式のようになる。

$$V_{out} = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} V_{IN} \quad (3)$$

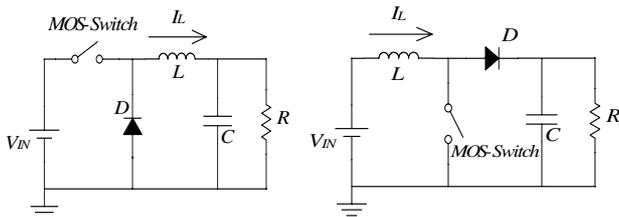


図 2 降圧型電源回路

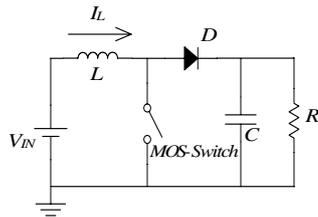


図 3 昇圧型電源回路

Fig.2 Buck converter Fig.3 Boost converter
出力負荷電流が変化した場合もPWMを用いたフィードバック制御により、Duty を変化させ出力電圧を一定に保つことができる。

次に状態平均化法[6]を用いて、各コンバータの動特性についてまとめたものを表 1 に示す。どちらのコンバータも伝達関数は 2 次系であり、次式で示される。

$$P(s) = 1 + \frac{2\delta s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 \quad (4)$$

ここで、 δ は減衰係数、 ω_0 は固有角周波数である。負荷変動に対する出力電圧応答は δ に依存し、出力インピーダンス Z_0 や負荷抵抗 R の影響を受けることがわかる。なお、簡単表記のために、OFF-Duty を $D'=1-D$ としている。

表 1 PWM コンバータの動特性
Table.1 Dynamic characteristics of PWM-converter

方式	降圧型	昇圧型
δ	$\frac{1}{2R} \frac{\sqrt{L} + Z_0 \sqrt{C}}{\sqrt{1 + Z_0/R}}$	$\frac{1}{2D'R} \frac{\sqrt{L} + D'Z_0 \sqrt{C}}{\sqrt{1 + Z_0/R}}$
ω_0	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + Z_0/R}$	$\frac{D'}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + Z_0/R}$

4. 新制御方式の提案 1

4.1 昇圧/降圧切換制御方式の提案とその問題点

図 4 に提案する回路図を示す。新しいリチウムイオン電池の登場により入力電圧が出力電圧に対して高い領域と低い領域があるため、昇圧型と降圧型の 2 つの電源回路が必要となる。たとえば初段に昇圧型電源で高めの電圧に昇圧し、次段の降圧型電源で目的の出力電圧に降圧すれば、容易に所望電圧を安定に出力することができる。しかしながら各電源に

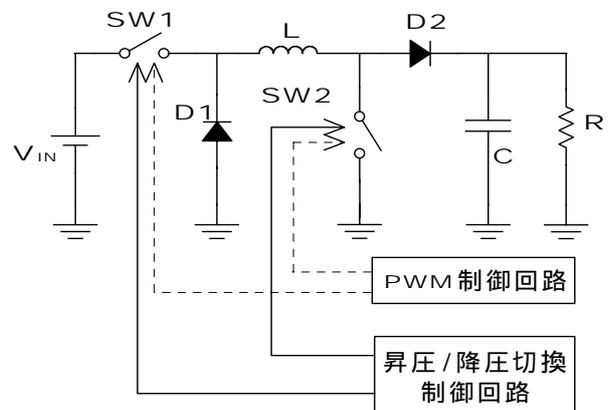


図 4 提案する回路ブロック図

Fig.4 Circuit diagram of the proposed converter
 それぞれ大きな LC が必要であり、また効率も大きく落ちてしまうなどの問題点がある。

そこで新制御方式として、従来の昇圧型、降圧型スイッチング電源回路をフルブリッジ型で構成し、昇圧/降圧切換制御部を付加することにより実現する。この構成により、L と C をそれぞれ 1 個ずつで実現できるとともに、効率的にはシリーズに追加されるスイッチあるいはダイオードの損失分のみ低下する。

スイッチング電源は通常、PWM-Duty を変化させることで、出力電圧を一定に制御している。理想的に Duty を制御でき、また素子による電圧降下がない場合には、図 5 に示すように入力電圧と出力電圧が一致した時点で、制御方式を切換えれば良い。

しかし、実際には素子の内部抵抗やダイオードなどの電圧降下や、Duty 範囲にも 5% ~ 95% 程度の制御範囲に限界である。つまり、降圧型から昇圧型に連続的に切り換える時、降圧型 Duty95% ~ 昇圧型 Duty5% の領域は制御できなくなる。これを制御不感帯と呼ぶこととする。この範囲は入力電圧と Duty を固定し、PWM 周波数を 200kHz、出力電圧を 3.7V の条件でシミュレーションした結果、図 6 に示すように制御不可能な出力電圧幅は 3.49 ~ 3.91V であり、制御不感帯は $V=0.42V$ であった。

4.2 昇圧/降圧 MIX 制御方式とその原理

制御不感帯の対策として、昇圧/降圧 MIX 制御方式を考案した。この方式は入力電圧が出力電圧に近づき Duty が制御不感帯にあるとき、昇圧/降圧の比率（以降、u/d 比と呼ぶ）を制御することにより出力電圧を変化させる方式である。このようすは図 7 に示すように降圧と昇圧の Duty を固定して、u/d 比を順次切換えていく。

たとえば降圧制御状態で Duty が 95% に達すると、n 回の降圧 PWM 動作中に 1 回の昇圧動作を挿入し、この u/d 比を持続させる。さらに入力電圧が低下すると、この u/d 比の n を順次小さくして、ついには n=1 として u/d 比を 1:1 とする。その後は m:1 の比率として m を徐々に大きくしていき、ついには Duty5% の昇圧型制御となる。

図 7 に昇圧/降圧 MIX 制御方式における動作イメージを示す。昇圧、降圧の Duty をそれぞれ 5%、95% に固定し、u/d 比を変化させる。ここでは u/d 比の範囲として n=m=8 で示してある。このときの図 4 の回路におけるスイッチ動作を、制御方式別にまとめて表 2 に示す。なお、L は Lo 信号、H は Hi の信号、SW はスイッチング動作である。

4.3 シミュレーションによる動作確認

提案回路の動作を SIMetrix シミュレーションによって確認した。入力電圧を 4.0V 一定にし、降圧型動作から u/d 比を変化させた時の出力電圧の過度応答を図 8 に示す。ここで $f_{PWM} = 200kHz$ として、u/d 比を個別に 1:4 ~ 4:1 の範囲で切換えた。過度応答は前述の τ で決定され、3ms ほどで整

定する。このとき整定後の平均電圧 $V(m:n)$ は、図 6

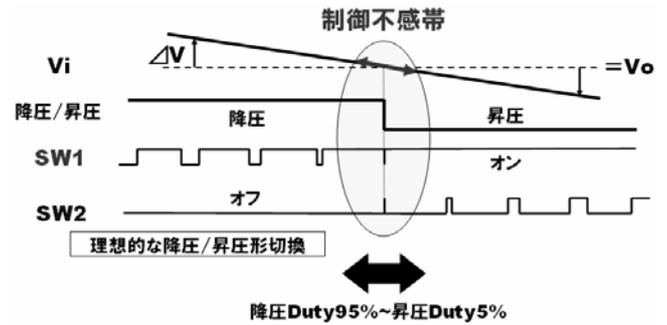


図 5 理想的な切換と制御不感帯

Fig.5 An ideal control change and non-controlled zone

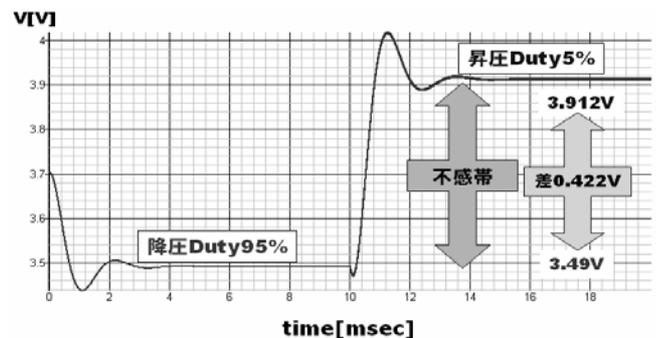


図 6 実際のシミュレーションにおける制御不感帯

Fig.6 The width of none-controlled zone

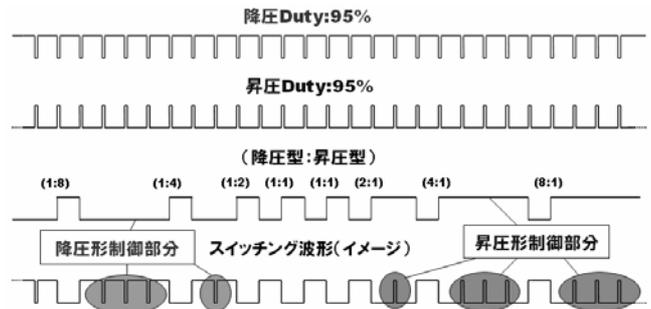


図 7 昇圧/降圧 MIX 制御の動作

Fig.7 Operation of up/down mixed control

表 2 各スイッチの動作

Table.2 Operation of switches

昇/降切換	SW1	SW2	動作
L	ON	SW	昇圧
H	SW	OFF	降圧

の各整定平均電圧 ($V_d = 3.49V$, $V_u = 3.91V$) より、次式で求めることができ、実際の平均値とよく一致している。

$$V(m:n) = (n \cdot V_d + m \cdot V_u) / (n + m) \quad (5)$$

ここで図8におけるu/d比4:1のピーク電圧は150mVにも達するが、実際の制御ではもっと小さくできる。つまりu/d比を徐々に切換え、たとえば1:8, 1:7, ..., 1:3, 1:2, 1:1, 2:1, ...のように制御する。このとき電圧ステップは図8における基準3.49Vからの変化Vopではなく、前ステップからの電圧差Vである。たとえば1:nにおけるピーク電圧をVp(1:n)とすると、実際に1:(n+1)から1:nへの切換え制御時は、次式で求められる。

$$Vp(1:n) = Vop(1:n) \times \Delta V(1:n) / V(1:n)$$

$$= Vop(1:n) \times \{V(1:n) - V(1:n+1)\} / V(1:n) \quad (6)$$

実際にVop(1:1) = 50mV, V(1:1) = 3.697 - 3.48V = 0.217V, V(1:1) = 0.071Vより、Vp(1:1) = 16mVと求められる。

そこで実際にu/d比を1:4 ~ 1:1まで連続的に変化させた時のシミュレーション結果を図9に、1:1 ~ 4:1まで変化させた時の応答波形を図10に示す。これらの結果より、制御時のピーク電圧Vp(1:1)は理論値とほぼ一致した。

以上のシミュレーション結果より、u/d比の切換えによる出力電圧、定常リプルおよび出力ピーク値の変化を図11 ~ 図13に示す。図11からu/d比を適切に変えることにより、出力電圧を離散的に制御できることが分かる。同図よりu/d比が1:1の前後で、最大電圧差Vmax = 70mVとなる。また図

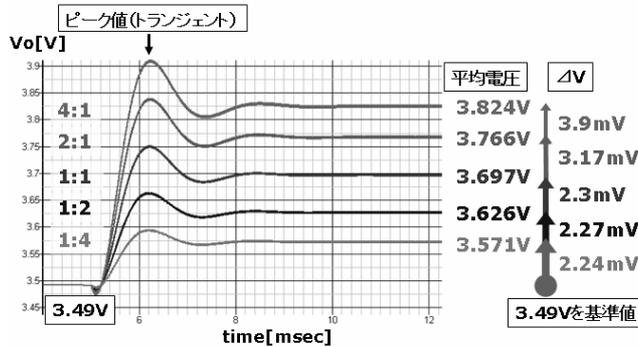


図8 u/d比に対する出力応答

Fig.8 Output response to u/d ratio switching

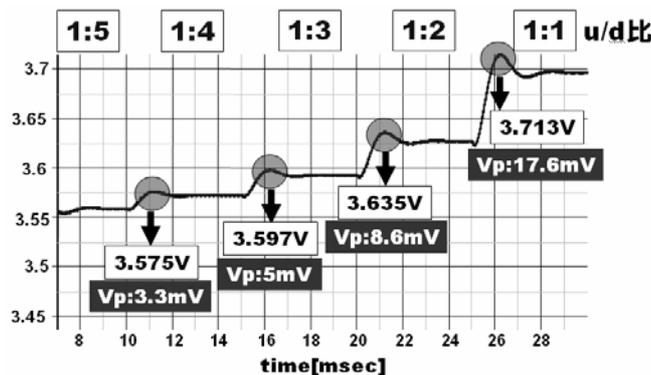


図9 連続u/d比に対する出力応答1

Fig.9 Continuous response 1 to u/d ratio switching

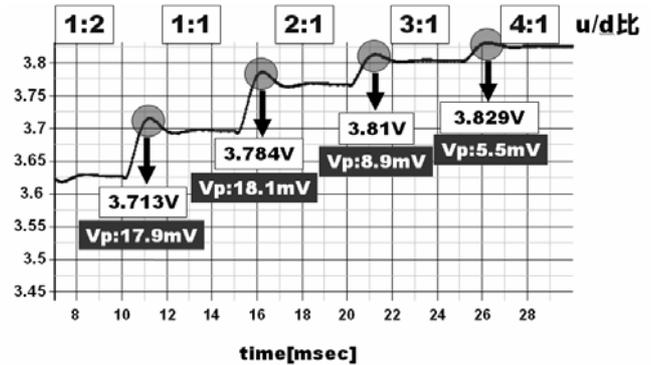


図10 連続u/d比に対する出力応答2

Fig.10 Continuous response 2 to u/d ratio switching

13に示すように、出力ピーク値も最大電圧差の状態で最大値18mVとなる。

ここで実際にu/d比の切換方法としては、入力と出力の電圧差に応じて切換えることができる。つまり、制御不感帯の入出力電圧差はVin = ±0.21V = ±Vmaxであり、これを±3ブロック(たとえば降圧型、1:4, 1:2, 1:1, 2:1, 4:1, 昇圧型で区切る)に分けて考え、表3のように切換えて制御することができる。なお切換えタイミングはVmaxの整数倍ではなく、Vin = L × Vmax - 40mVで設定し、過度応答

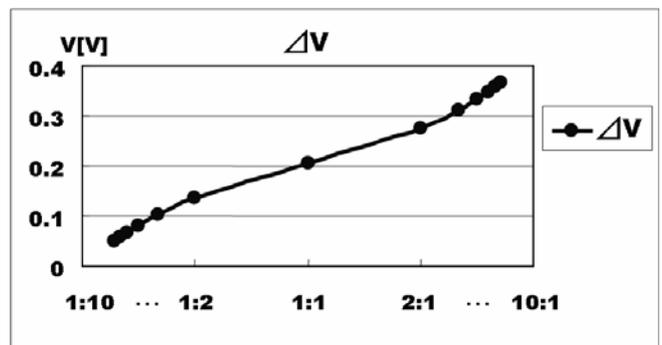


図11 MIX制御による出力電圧特性

Fig.11 Characteristics of output response controlled by mixed u/d ratio changing

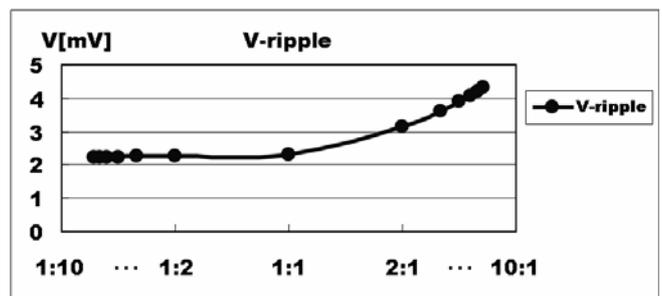


図12 MIX制御による定常リプル特性

Fig.12 Characteristics of output ripple

controlled by mixed u/d ratio changing

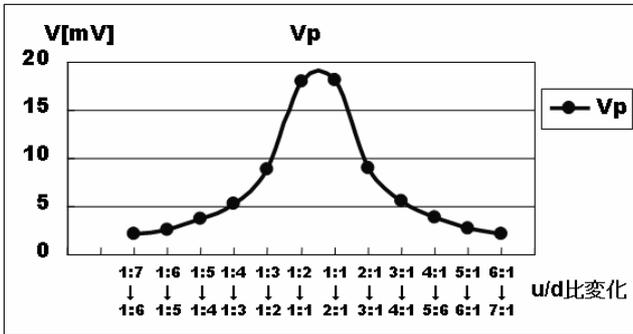


図 13 MIX 制御による出力ピーク値
Fig.13 Characteristics of transient peak controlled by mixed u/d ratio changing

表 3 入出力電圧差による u/d 比切換え制御例

Table.3 Operation to change u/d ratio

Vin	170	100	30	-40	-110	-180	-250
u/d 比	1:8	1:4	1:2	1:1	2:1	4:1	8:1
V	44.7	80.9	135	205	276	333	372
Vp	1.11	3.66	8.92	17.9	18.1	5.51	1.59

電圧の単位[mV]

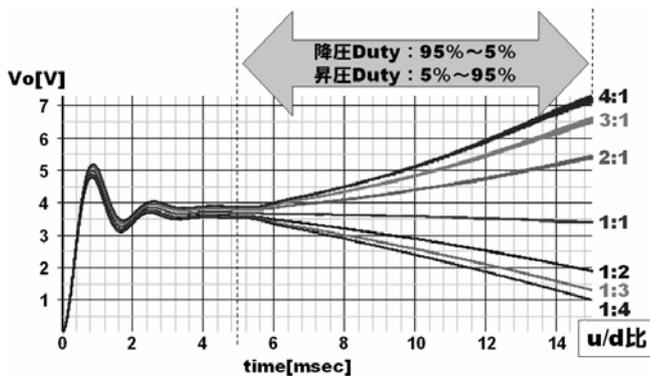


図 14 u/d 比 + Duty 制御による出力応答特性
Fig.14 Characteristics of output response controlled by u/d ratio and Duty

のピーク値を考慮して V_{max} の中心をずらしている。

以上の切換え方式としても 1:1 の前後においては、過度リプル = 電圧ステップ 30mV + リプル 18mV = 48mV であり、仕様値 30mV を超えている。これは今回のシミュレーションにおいては、Duty を固定し、u/d 比を整数としていることによると考えられる。そこでまず、u/d 比を固定して、昇圧・降圧の Duty をそれぞれ変化させたときの、出力電圧の変化を図 14 に示す。このように u/d 比に加えて Duty 制御も加えることにより、出力電圧を滑らかに制御できることが予想される。なお降圧型と昇圧型では、Duty を反転している。

5. スイッチング電源への展開 (新制御方式の提案 2)

5.1 Dual フィードバック制御方式

提案した DC-DC コンバータ (昇圧/降圧 MIX スイッチング電源) に、フィードバックを適用させた回路を図 15 に示す。出力電圧を検出しフィードバックさせ PWM 制御回路により昇圧・降圧の Duty を制御する。それに u/d 比コントロール制御部を付加し、出力電圧をフィードバックすることにより、u/d 比も制御する。u/d 比を制御する方式として、入力電圧 V_{in} を検出しフィードフォワードで制御する方式と、出力電圧 V_{out} を検出しフィードバックで制御する方法の 2 つが考えられるが、今回はフィードバックの方式を採用した。この 2 つのフィードバックにより昇圧・降圧の MOS スイッチを ON・OFF する。この 2 つのフィードバックを用いることで Duty と u/d 比を同時に制御することができる。

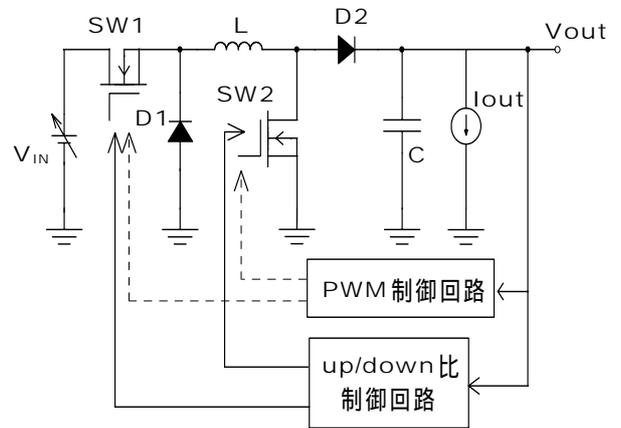


図 15 負帰還形昇圧/降圧 MIX 制御 DC-DC コンバータ
Fig.15 Circuit diagram of the mixed controlled DC-DC converter with feedback loop

5.2 シミュレーション結果

図 15 の回路において入力電圧 V_{in} を徐々に低下させ、出力電圧 V_{out} をシミュレーションした結果を図 16 に示す。同図より、提案方式における入力電圧制御範囲は 4.3 ~ 2V 以下と広範囲に対応している。 V_{in} が 2V 以下では出力電圧の低下がやや見られるが、負帰還ループ特性の改善により、更

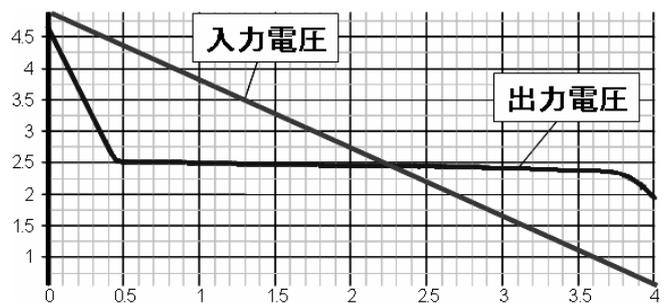


図 16 負帰還型 MIX 制御コンバータの出力特性
Fig.16 Characteristics of DC-DC converter Controlled by u/d ratio and Duty

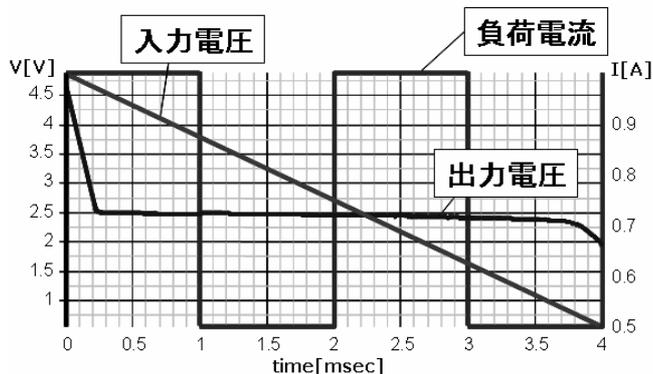


図 17 負荷変動時による出力応答特性
Fig.17 Characteristics of output response with output current change

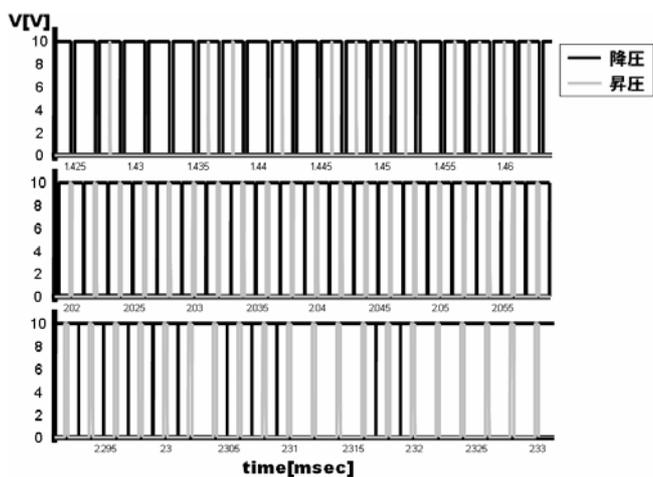


図 18 MIX 制御領域のスイッチング動作
Fig.18 Switching operation of a MIX control domain

なる改善も期待できる。なお u/d 比切換えを含めた過度応答リップル値は、最大 10mV 以下であり仕様を満足している。さらに 0.5A の負荷電流切換えに対しては若干のリップル増加が見られるが、図 17 に示すように十分にリップルを抑えることができ、定常リップルは最大 20mV 以下であった。

このときの Duty 波形は図 18 であり、上から順に入力電圧の低下に伴って、一段目は 1.5msec 付近の動作であり降圧中心の動作に昇圧の動作が徐々に増加している様子、二段目は 2msec 付近の動作で昇圧と降圧が交互に動作している様子、三段目は 2.3msec 付近の動作で MIX 制御の動作から昇圧中心の動作へと動作が変化していく実際のシミュレーション波形を示したものである。なお、電圧ロスがあるため MIX 制御の中心は入力電圧が 2.7V 付近である。

6. まとめ

携帯機器用の改良電池に対応した新方式 DC-DC コンバータを検討し、出力電圧 $V_o = 2.5V$ に対して、入力電圧 $V_{in} = 4.8 \sim 2.0V$ と降圧型と昇圧型を同時に満足する昇圧/降圧 MIX 切換制御方式を提案した。さらに、Duty の制御と同時に昇圧/降圧の u/d 比を制御することで、MIX 制御時のリップル特性を改善できることをシミュレーションで確認した。

参考文献

- [1]T.Chou,H.Kobayashi and Y.Kobori,"High-Speed Control System for Regulation Load of Switching Regulators".電子回路研究会資料,ECT-05-53
- [2]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).
- [3]J.Zhao,T.Sato,T.Nabeshima,TNakano,"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).
- [4]T.Ninomiya et.al."Optimum Design of CMOS DC-DC Converter for Mobile Application".2004 Academic Year Research Report of Electoric Circuit Technology Laboratory,pp.145-154,Kyushu University.
- [5]NIKKEI ELECTRONICS "負極を変えて容量 30%増 ソニーが新型 Li イオン電池"pp.34-35(2005.02.28)
- [6] K.Harada , Y.Ninomiya , "スイッチングコンバータの基礎"