

# DC-DCコンバータICを統一的に設計する回路手法の研究

平野 裕也<sup>†</sup> 杉本 泰博<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 中央大学理工学研究科 〒112-8551 東京都文京区春日 1-13-27

E-mail: <sup>†</sup> yhirano@sugi.elect.chuo-u.ac.jp, <sup>‡</sup> sugimoto@sugi.elect.chuo-u.ac.jp

**あらまし** 従来のDC-DCコンバータは、入出力電圧の変化によって周波数特性が変化してしまう。そのため、安定した動作を得るためには、用途毎の入出力電圧に応じて内部のパラメータを調整する必要がある。そこで我々は、入出力電圧に依存せずに一定の周波数特性を持つDC-DCコンバータを実現するための統一的な回路設計手法を提案する。

**キーワード** DC-DC, 昇圧, 降圧, 2次スロープ補償, 右半面のゼロ点

## A Study to realize the unified design methodology for DC-DC converter ICs

Yuya HIRANO<sup>†</sup> and Yasuhiro SUGIMOTO<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Electrical, Electronic, and Communication Engineering, ChuoUniversity 1-13-27, Kasuga, Bunkyo-ku, Tokyo, 112-8551 Japan

E-mail: <sup>†</sup> yhirano@sugi.elect.chuo-u.ac.jp, <sup>‡</sup> sugimoto@sugi.elect.chuo-u.ac.jp

**Abstract** Usually, the frequency characteristics of a DC-DC converter change depending on its input and output voltage settings. Therefore, it is necessary to adjust parameters inside of a DC-DC converter depending on the input and output voltage settings to always obtain the stable operation. Under this circumstance, here, we propose the unified circuit design for DC-DC converters to have constant frequency characteristics at any time and at any condition.

**Keyword** DC-DC, boost, buck, constant frequency characteristics, Quadratic slope compensation, RHPZ

### 1. はじめに

電流モードDC-DCコンバータの周波数特性は、誤差増幅部・電流帰還ループ部・出力部の三つに分けて考えることができる。誤差増幅部の周波数特性は入出力電圧に依らず一定だが、電流帰還ループの周波数特性は、従来の電流モードDC-DCコンバータに用いられている線形スロープ補償の場合、入出力電圧に依存して変化してしまう。また昇圧型では出力部の周波数特性も入出力電圧依存性を持つ。そのため、従来のDC-DCコンバータの全体周波数特性は、入出力電圧変化に依存して変化してしまう。Fig.1は一般的な電流モード昇圧型DC-DCコンバータの周波数特性である。入出力電圧変化に伴いDutyが変化すると、周波数特性も変化してしまうことがわかる。これにより、従来のDC-DCコンバータでは、使用するアプリケーションの設定電圧等の仕様に対してその都度再設計する必要がある。

そこで、DC-DCコンバータの設計効率の向上、応用範囲及び生産の拡大のために、入出力電圧に依存しない一定の周波数特性を持つことであらゆるアプリケーションに再設計の必要なく適用することができる

DC-DCコンバータを実現する。以下にそのための統一的な回路設計手法を述べる。

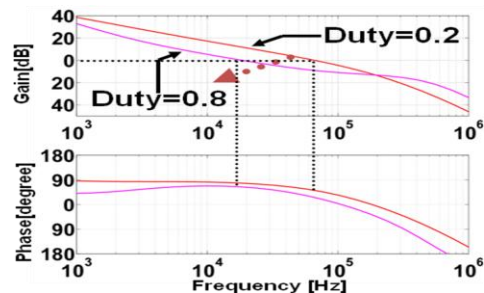


Fig.1 従来の電流モードDC-DCコンバータ周波数特性

### 2. 降圧型DC-DCコンバータの設計

#### 2.1. 小信号解析

まず、降圧型DC-DCコンバータの周波数特性について解析する。今回検討を行った電流モード降圧型DC-DCコンバータの回路構成をFig.2に示す。さらに、このDC-DCコンバータの定常状態における小信号伝達関数のブロック図をFig.3に示す。このブロック図を用いて定常状態における系の周波数特性を解

析することができる.

$T_{cm}$  はフィードバック電圧  $\Delta V_i$  から Duty 比  $\Delta d$  までの伝達関数,  $T_{ps}$  は Duty 比  $\Delta d$  からインダクタ電流  $\Delta I_L$  までの伝達関数,  $K_{cfb}$  は  $\Delta I_L$  から電流帰還電圧の変化  $\Delta V_i$  への変換利得,  $H_e(s)$  はサンプリング関数,  $Z_{CR}$  は  $\Delta I_L$  から出力電圧の変化  $\Delta V_{out}$  まで伝達関数,  $A_{err}(s)$  はエラーアンプの伝達関数,  $T_{vo}$  は出力電圧の変化が Duty 比に与える影響を表す伝達関数である. ここで,  $H_e(s)$  は

$$H_e(s) \cong 1 - \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (1)$$

$\omega_n = \pi f_s$ ,  $Q_z = -2/\pi$  としている. [2]

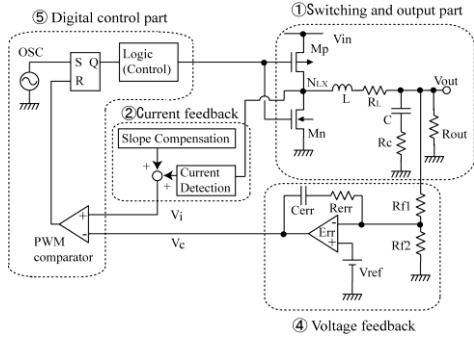


Fig. 2 電流モード降圧型 DC-DC コンバータのブロック図

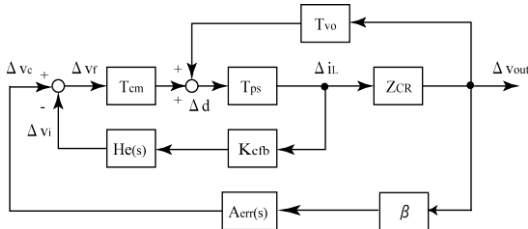


Fig. 3 電流モード DC-DC コンバータ 小信号ブロック

## 2.2. 2次スロープ補償

一般的に用いられる線形スロープ補償では,  $T_{ps}$  及び  $Z_{CR}$  の伝達関数に Duty 比  $D$  が含まれるため, DC-DC コンバータの周波数特性は Duty に依存して変化してしまう. そこで, Duty 依存性を打ち消す方法として, 時間の二乗に比例した補償を施す2次スロープ補償を提案する.

2次スロープ補償の  $T_{cm}$  は

$$T_{cm} = \frac{\Delta D}{\Delta V_c} = \frac{f_s}{m + 2m_c D T_s} \quad (2)$$

となる. ここで  $m_1$  はインダクタ電流の変化を検出し電

圧変換した値,  $m_c'$  はスロープ補償係数である.  $T_{ps}$  及び  $Z_{CR}$  は状態平均化法を用いて

$$T_{ps} = \frac{V_{out}}{DR_{out}} \times \frac{sCR_{out} + 1}{s^2LC + sL/R_{out} + 1} \quad (3)$$

$$Z_{CR} = \frac{R_{out}}{sCR_{out} + 1}$$

と導くことができる. [1]

よって, Fig. 3 より降圧型の  $\Delta V_c$  から  $\Delta I_L$  までの電流帰還ループの伝達関数  $T_{CFL}(s)$  は

$$T_{CFL}(s) = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_c} = \frac{T_{cm} T_{ps}}{1 + T_{cm} T_{ps} H_e(s) K_{cfb}}$$

$$= \frac{1}{K_{cfb}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2s}{\omega_n} \left[ \frac{L(m_1 + 2m_c' D T_s) \omega_n}{2V_{in} f_s K_{cfb}} - \frac{\pi}{4} \right] + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

$$= \frac{1}{K_{cfb}} \times \frac{1}{1 + \frac{2s}{\omega_n} \zeta + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

となる. これは2次のローパスフィルタの伝達関数の形になっており, ダンピングファクタ  $\zeta$  は

$$\zeta = \frac{\pi}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{2L D T_s}{V_{in} K_{cfb}} m_c' - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (5)$$

となる. 上式より, 2次スロープ補償係数  $m_c'$  を

$$m_c' = \frac{V_{in} f_s K_{cfb}}{2L} \quad (6)$$

と設定すれば, 式(5)より,  $\zeta = \pi/4$  で一定となり, 電流帰還ループの周波数特性が Duty によらず一定となる.

降圧型 DC-DC コンバータにおいて  $A_{err}(s)$  及び  $Z_{CR}$  は Duty 依存性を持たず,  $T_{CFL}(s)$  は2次スロープ補償を施すことで Duty に依存せず一定となった. したがって, これらを合わせた全体ループの周波数特性も Duty に依存せず一定となるということがわかる.

## 2.3. 実測結果

2次スロープ補償を施した降圧型電流モード DC-DC コンバータを 0.18um 高耐圧 CMOS プロセスにより試作し評価した結果について述べる.

Fig. 2 で示される降圧型 DC-DC コンバータで評価を行い, スイッチング周波数は 2.5MHz とした.

電流帰還ループの利得と位相の周波数特性の入力電圧依存性を Fig. 4 に示す. 測定条件は出力電圧を 2.6V とし, 入力電圧を 5.3V (Duty=50%), 4.5V (Duty=60%), 3.9V (Duty=70%) および 3.4V (Duty=80%) の4種類の異なる値に設定した場合の特性である. 図より Duty に依存しない一定の周波数特性となっていることが分かる. 2

次スロープ補償を適用することで Duty の変化に依存しない一定の周波数特性が実現されている事が確認された。

入力電圧依存性の全体ループの周波数特性を Fig. 5 に示す。測定条件は Fig. 4 と同一とした。ユニティゲイン周波数はいずれも 96kHz で、Duty に依存しない一定の周波数特性が得られた。

以上の結果から、降圧型 DC-DC コンバータでは、2次スロープ補償を施すことで、入出力電圧に依存しない一定の周波数特性が実現することができる。

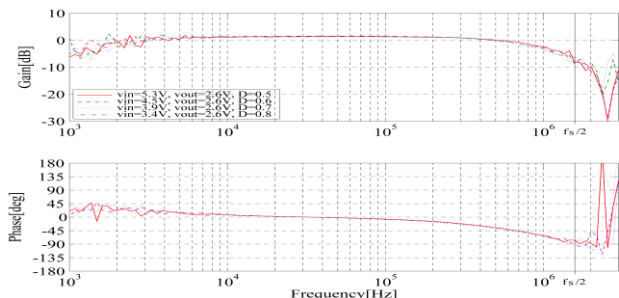


Fig. 4 Vin 依存性電流帰還ループの周波数特性(上:利得, 下:位相, Iout=110mA)

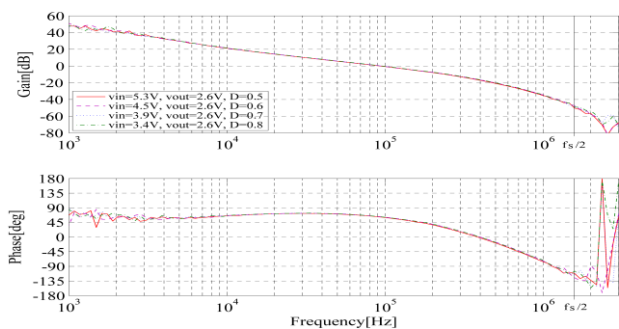


Fig. 5 Vin 依存性全体ループの周波数特性(上:利得, 下:位相, Iout=110mA)

### 3. 昇圧型 DC-DC コンバータの設計

#### 3.1. 小信号解析

次に、昇圧型 DC-DC コンバータの周波数特性について解析する。今回検討を行った電流モード昇圧型 DC-DC コンバータの回路構成を Fig. 6 に示す。降圧型とは出力部が異なる構成となる。この DC-DC コンバータの定常状態における小信号伝達関数のブロック図は Fig. 3 と同様となる。ただし、昇圧型では  $T_v$  は存在しない。よって Fig. 3 より、降圧型同様に昇圧型においても定常状態における系の周波数特性を解析することができる。

昇圧型の各小信号伝達関数は、 $Z_{CR}$  以外は降圧型と同様となる。そのため、昇圧型においても 2次スロープ補償を施すことで、電流帰還ループの周波数特性を Duty に依存せず一定とすることができる。

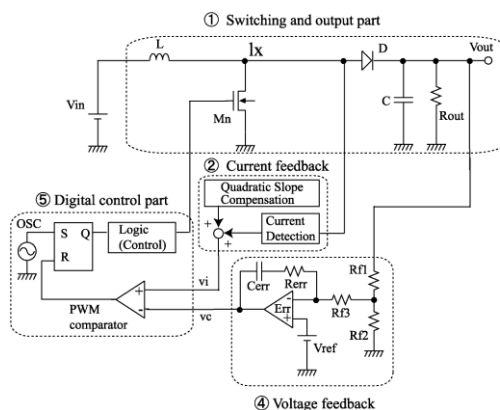


Fig. 6 電流モード昇圧型 DC-DC コンバータのブロック図

#### 3.2. 実測結果

2次スロープ補償を施した電流モード昇圧型 DC-DC コンバータを 0.18um 高耐圧 CMOS プロセスにより試作し評価した結果について述べる。

試作チップによる実測評価結果を以下に示す。電流帰還ループの周波数特性の出力電圧依存特性を Fig. 7 に示す。Fig. 7 は入力電圧 Vin=1.5V, 負荷電流 Iout=40mA, スイッチング周波数 fs=1MHz とし、出力電圧を Vout=2V(Duty=25%), 3V(Duty=50%), 4V(Duty=60%), 5V(Duty=70%), 6V(Duty=75%) と変化した条件で測定したものである。Fig. 7 より電流帰還ループの周波数特性は、 $2/f_s$  まで入出力電圧に依らず一定となっている。したがって、昇圧型 DC-DC コンバータにおいて、2次スロープ補償を施すことで、電流ループにおいて入出力条件に依存しない一定の周波数応答が得られることが確認できた。

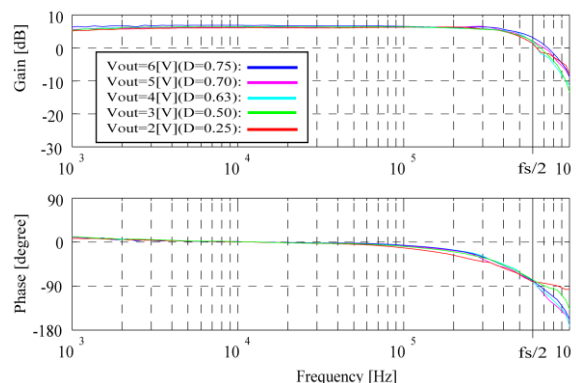


Fig. 7 Vout 依存性電流帰還ループの周波数特性(上:利得, 下:位相, Iout=40mA)

次に、全体ループの周波数特性を Fig. 8 に示す。Fig. 8 の測定条件は Fig. 7 と同じである。Fig. 8 より、昇圧型 DC-DC コンバータにおける全体ループ周波数特性は、降圧型と異なり、出力電圧に依存して変化してしまっていることが分かる。

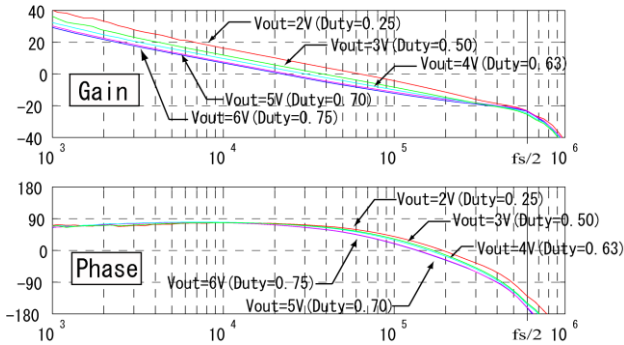


Fig. 8  $V_{out}$  依存性全体ループの周波数特性 (上: 利得, 下: 位相,  $I_{out}=40\text{mA}$ )

### 3.3. 昇圧型の問題点

前述の結果のように, 昇圧型 DC-DC コンバータでは, 降圧型と異なり, 2次スロープ補償を施すだけでは全体ループの周波数特性が一定とならない. これは, 出力部の回路構成の違いが原因である.

昇圧型の  $Z_{CR}$  は状態平均化法を用いて

$$Z_{CR} = (1-D)R_{out} \times \frac{1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R_{out}}}{sCR_{out} + 2} \quad (7)$$

と導くことができる. この式より, 昇圧型の  $Z_{CR}$  は Duty 依存性と右半面のゼロ点を持つことが分かる. そのため, 2次スロープ補償を施すことにより電流帰還ループの周波数特性は一定とすることができたが,  $Z_{CR}$  の影響により, 全体ループの周波数特性には Duty 依存性と右半面のゼロ点の影響が残ってしまう.

### 3.4. 3状態方式出力回路の提案

Fig. 6 に示されるような従来の昇圧型 DC-DC コンバータ出力部の回路構成では, 周波数特性に入出力電圧依存性を持ち, 右半面のゼロ点が発生してしまう. そのため, 入出力電圧条件が変化してしまうと, 安定動作ができなくなってしまう可能性がある. そこで, 出力部の回路構成を変えることで, これらの問題の解決を図る.

従来の出力部の回路構成では, 出力部のスイッチを開閉させることにより, スイッチ ON の期間と OFF の期間で二つの回路状態に分かれる. そのため, 定常状態における一周期のインダクタ電流の波形は, インダクタにエネルギーを蓄える期間  $DTs$  とインダクタからエネルギーを放出する期間  $(1-D)Ts$  の二つとなる.

これに対して, Fig. 9 に示す回路は, 出力回路状態を三つの状態に分ける 3 状態方式の出力回路構成である. 従来の昇圧型 DC-DC コンバータ出力部の回路に対して, インダクタと並列にスイッチ Q2 を付け加えることで, 二つのスイッチの開閉状態により回路は Fig. 10 に示されるような 3 つの状態に分かれる. [3]

これにより, インダクタ電流波形は Fig. 11 のように, インダクタにエネルギーを蓄える期間  $DaTs$ , インダクタからエネルギーを放出する期間  $DbTs$ , インダクタのエネルギーを保持する期間  $DcTs$  の三つとなる.  $Da, Db, Dc$  は一周期におけるそれぞれの回路状態の割合である.

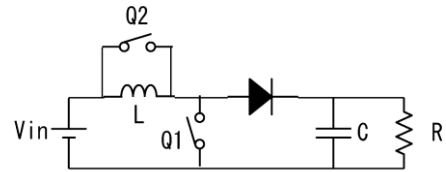


Fig. 9 3 状態方式出力部の回路構成

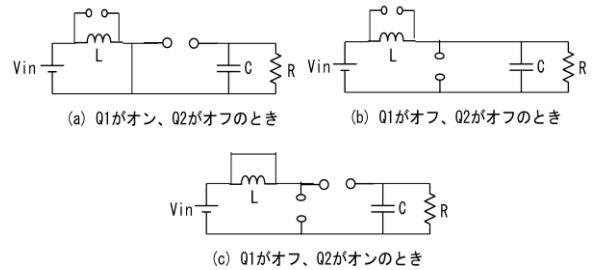


Fig. 10 3 状態方式出力部の各期間における回路状態

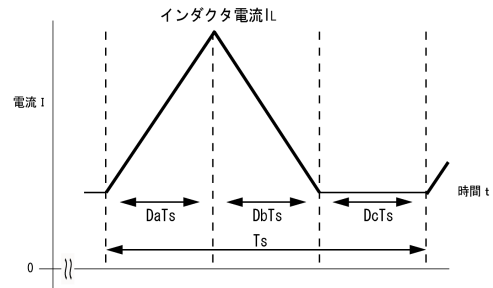


Fig. 11 3 状態方式出力部のインダクタ電流波形

この 3 状態方式出力部の回路構成における小信号伝達関数を求める.

Fig. 10(a) の回路状態のとき, インダクタにエネルギーを蓄える期間  $DaTs$  となり, インダクタとキャパシタの微分方程式は

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) \quad C \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{v_0(t)}{R} \quad (8)$$

となる. Fig. 10(b) の回路状態のとき, インダクタからエネルギーを放出する期間  $DbTs$  となり, 微分方程式は

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_o(t) \quad C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_0(t)}{R} \quad (9)$$

となる. Fig. 10(c) の回路状態のとき, インダクタのエネルギーを保持する期間  $DcTs$  となり, 微分方程式は

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad C \frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R} \quad (10)$$

となる。以上に式を用いて、状態平均化方程式は

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= \{v_{in}(t)\} \cdot D_a + \{v_{in}(t) - v_o(t)\} \cdot D_b + \{0\} \cdot D_c \\ &= v_{in}(t) \{D_a + D_b\} - v_o(t) D_b \\ C \frac{dv_c(t)}{dt} &= \{-\frac{v_o(t)}{R}\} \cdot D_a + \{i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R}\} \cdot D_b + \{-\frac{v_o(t)}{R}\} \cdot D_c \\ &= -\frac{v_o(t)}{R} + i_L(t) D_b \end{aligned} \quad (11)$$

とすることができる。ここで、 $D_b$  を一定の値  $K$  とすると、 $Z_{CR}$  は以下のように導くことができる。

$$Z_{CR} = \frac{\Delta v_c(t)}{\Delta i_L(t)} = \frac{KR}{sCR + 1} \quad (12)$$

式(12)から分かるように、この出力回路構成における  $Z_{CR}$  では、従来の昇圧型で問題となっていた Duty 依存性と右半面のゼロ点を消すことができる。

次に全体ループでの周波数特性について考える。出力部の回路構成が変わったため、 $Z_{CR}$  以外に  $T_{ps}$  の伝達関数も

$$T_{ps} = \frac{\Delta i_L(t)}{\Delta d(t)} = \frac{V_{in}}{R} \left( \frac{1 + sCR}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + K^2} \right) \quad (13)$$

と従来とは異なった式となる。よって、 $T_{ps}$  が含まれる電流帰還ループについて、再度周波数特性を考える。

スイッチング周波数近傍において、 $sL \gg \frac{1}{sC}$  であるので、 $T_{ps}$  は

$$T_{ps} = \frac{\Delta i_L}{\Delta d} = \frac{V_{in}(sCR_{out} + 1)}{s^2 LCR_{out} + sL + K^2 R_{out}} \cong \frac{V_{in}}{sL} \quad (14)$$

と近似することができる。これより電流帰還ループの周波数特性は

$$\begin{aligned} T_{ctrl}(s) &= \frac{\Delta V_c}{\Delta V_c} = \frac{1}{K_{cfb}} \frac{1}{1 + \frac{2s}{\omega_n} \left\{ \frac{L(m_1 + 2m_c' DT_s)\omega_n}{2V_{in} f_s K_{cfb}} - \frac{\pi}{4} \right\} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \\ &= \frac{1}{K_{cfb}} \frac{1}{1 + \frac{2s}{\omega_n} \zeta + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \end{aligned} \quad (15)$$

となり、ダンピングファクタ  $\zeta$  は

$$\zeta = \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{2LDT_s m_c'}{V_{in} K_{cfb}} + \frac{1}{2} \right\} \quad (16)$$

となる。よって、この3状態出力部の回路構成の場合、2次スロープ補償を施しても電流帰還ループの周波数特性は一定とならず、Duty 依存性が残ってしまうということが分かる。

### 3.5. 3状態方式の場合のスロープ補償

電流帰還ループの周波数特性を一定とするためには、式(16)を見ると、 $m_c' = 0$  とすればダンピングファクタ  $\zeta = \pi/4$  で一定となるということがわかる。そこで、3状態方式において、電流モードでもスロープ補償を施さずに安定に動作することができるのか検討する。

電流モードDC-DCコンバータでは、電圧モードDC-DCコンバータと比較して、出力部のインダクタ  $L$  とキャパシタ  $C$  により発生するLC共振周波数での位相回りが180度から90度に改善するため、比較的簡単な位相補償でユニティゲイン周波数をLC共振周波数以上の広帯域にすることができる。しかし、負帰還経路が電圧と電流の2経路となり、安定動作させるためには電流帰還信号にスロープ補償を施す必要がある。電流モードDC-DCコンバータでは、スロープ補償を施さないとDuty50%以上で発振してしまうという問題が生じるためである。[2]

Fig. 12にPWMコンパレータの動作を示す。ここで、エラーアンプの出力である電圧帰還信号  $V_c$  は一定としている。実際には、 $V_c$  はインダクタ電流  $I_L$  に比例した電圧信号  $V_i$  と比較を行い、 $I_L$  の傾きが負の期間は  $V_i = 0$  となるが、簡単化のためここでは  $V_i$  ではなく  $I_L$  で表している。

定常状態では、外乱などにより  $I_L$  の初期値が変化した場合、Fig. 12のように、Dutyが50%以下の場合  $I_L$  は定常状態に収束していくが、Dutyが50%以上の場合には発振してしまうことがわかる。したがって、従来の電流モードDC-DCコンバータの場合、Dutyが50%以上でも定常状態に収束させるためにはスロープ補償を施す必要があった。

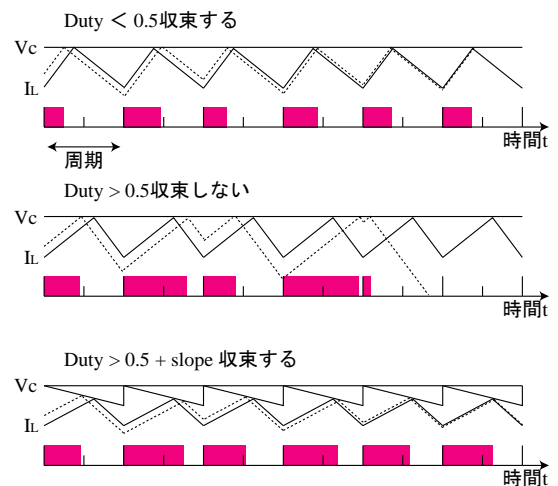


Fig. 12 PWMコンパレータの動作

ここで、3状態方式の出力回路の場合について考える。この場合、PWMコンパレータの動作はFig. 13のようになる。この図から、Duty50%以上でも、スロープ補償を施さない状態で定常状態に収束していくこと

がわかる．以上のことから，従来の電流モードDC-DCコンバータにおいて安定動作のために必要であったスロープ補償は，3状態方式では必要ないと考えられる．

したがって，3状態方式では，電流モードにすることで広帯域化をはかり，さらにスロープ補償を施さないことでスロープ補償係数  $m_c'$  を0とすると，ダンピングファクタ  $\zeta = \pi/4$  と一定となり，電流帰還ループの周波数特性をDutyによらず一定とすることができる．

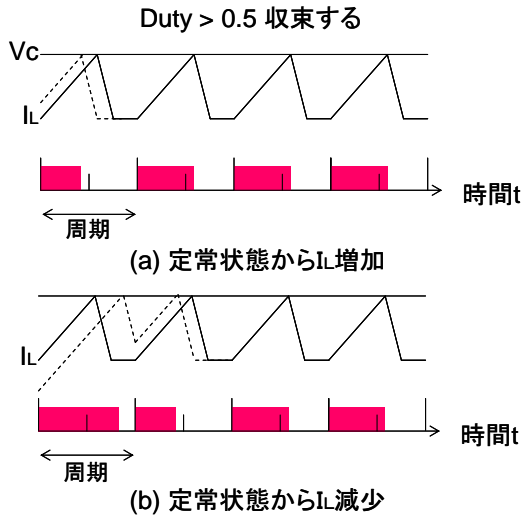


Fig. 13 3状態方式出力部のPWMコンパレータの動作

### 3.6. 3状態方式の全体周波数特性

出力部の回路をFig.9のような3状態方式で構成したスロープ補償を施さない電流モード昇圧型DC-DCコンバータにおける全体ループの周波数特性を，Fig.14に示す．これは前述で示した各ブロックの伝達関数の計算式の結果より求めた．

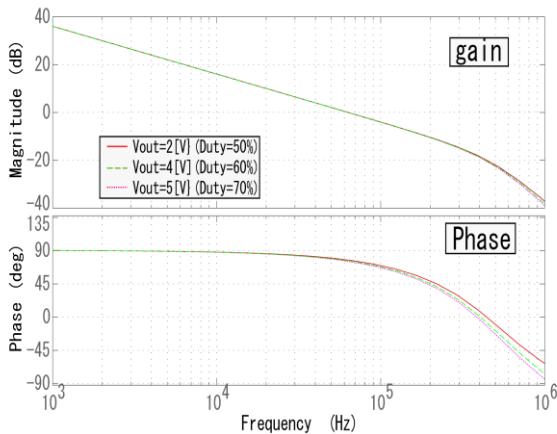


Fig. 14 3状態方式出力部の全体ループ周波数特性

ここでFig.14はFig.7と同様に入力電圧  $V_{in}=1.5V$ ，負荷電流  $I_{out}=40mA$ ，スイッチング周波数  $f_s=1MHz$  とし，出力電圧を  $V_{out}=2V$  (Duty=25%)， $4V$  (Duty=60%)， $5V$  (Duty=70%)，と変化させた条件で測定したものである．この結果より，Duty依存性及び右半面のゼロ点が存在しない一定の周波数特性を，昇圧型DC-DCコンバータにおいても実現できたことが確認できる．

## 4. まとめ

DC-DCコンバータをいかなる入出力電圧条件でも安定に動作させるためには，降圧型では2次スロープ補償を用いた設計をすることで，昇圧型では3状態方式出力回路構成を持ち，スロープ補償を施さない設計をすることで，入出力電圧に依存せず一定の周波数特性を持つDC-DCコンバータを実現することができることを示した．

## 文献

- [1] K.Umimura, H.Sakurai, and Y.Sugimoto, "A CMOS Current-mode DC-DC Converter with Input and Output Voltage-Independent Stability and Frequency Characteristics Utilizing a Quadratic Slope Compensation Scheme," Proc. of ESSCIRC, pp.178-181, September 2007
- [2] R.B.Ridley, "A New, Continuous-Time Model For Current-Mode Control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, no.2, pp.271-280, April 1991.
- [3] Kanakasabai Viswanathan, *Student Member, IEEE*, Ramesh Oruganti, *Senior Member, IEEE*, and Dipti Srinivasan, *Member, IEEE* "A Novel Tri-State Boost Converter With Fast Dynamics" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 17, NO. 5, SEPTEMBER 2002