

非絶縁型降圧 DC/DC コンバータの制御システム設計

○築地伸和 小林春夫 (群馬大学)

Control System Design of a Non-isolated Step-Down DC / DC Converter

*Nobukazu Tsukiji and Haruo Kobayashi (Gunma Univ.)

Abstract— This paper provides the reader to understand the current mode control system for a non-isolated type step-down DC / DC power supply IC. Its control system design on integrated circuit is not easy and it requires extensive knowledge, though it is very important because it determines the final performance of the DC-DC converter. For this reason, we derive the open-loop transfer function of the current mode control circuit and describe the compensator design procedure.

Key Words: DC/DC Converter, Switching Converter, Buck Converter

1 はじめに

FPGAやASICなどのLSIの直近に配置される電源回路であるPOL(Point of Load)コンバータは、通常は非絶縁型の降圧DC/DCコンバータが用いられ、これらは電源ICとして集積回路化されている。このような電源ICの設計には、トランジスタレベルの集積回路設計から制御システムの上流設計まで幅広い知識が求められる。特に重要なのは制御システムの設計であり、これが最終的な電源性能を決定するが、この制御システムの設計は容易ではない。本論文では、電流モード制御回路の一巡伝達関数(ループゲイン)を導出し、これをもとにした補償器の設計手順を明らかにすることにより、電流モード制御システムを理解することを目的とする。

2 電流モード制御を構成する伝達関数

Fig.1 (a)に電流モード降圧 DC/DC コンバータの回路図、(b)にブロック線図を示す。また、Table.1 に本論文に使用する記号の定義を示す。

本章では、電流モード降圧 DC/DC コンバータを構成している各ブロックの伝達関数の導出を行う。

2.1 LC フィルタの伝達関数 $G_{vd}(s), G_{id}(s)$

Fig.3にLCフィルタ部の回路図を示す。 $G_{vd}(s)$ は ΔD から ΔV_o まで、 $G_{id}(s)$ は ΔD から ΔI_L までの伝達関数である。Fig.3 の矢印のようにインピーダンスを Z_L と Z_o に分けると、それぞれの伝達関数は式(1)、(2)のように表せる。

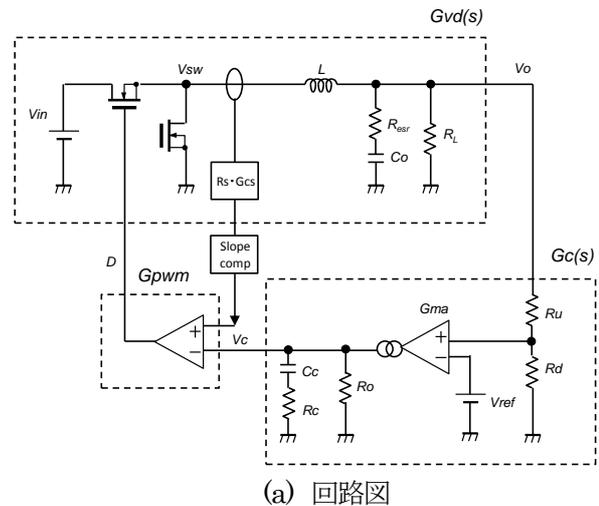
$$G_{vd}(s) = \frac{\Delta V_o}{\Delta D} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{sw}} \cdot \frac{\Delta V_{sw}}{\Delta D} = V_{in} \cdot \frac{Z_o}{Z_L + Z_o} = V_{in} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{esr}}}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_{ps}} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (1)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\Delta I_L}{\Delta D} = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_{sw}} \cdot \frac{\Delta V_{sw}}{\Delta D} = V_{in} \cdot \frac{1}{Z_L + Z_o} = V_{in} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_{ps}} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2)$$

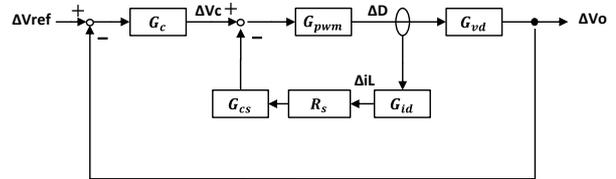
ここで、 ω_{esr} と ω_{p2} はそれぞれ以下のとおりである。

$$\omega_{esr} = 1/C_o R_{esr} \quad (3)$$

$$\omega_{p2} = 1/C_o R_L \quad (4)$$



(a) 回路図



(b) ブロック線図

Fig.1 電流モード降圧DC/DCコンバータ

Table.1 記号の定義

定義	
$G_{vd} \triangleq \Delta V_o / \Delta D$	LC フィルタ伝達関数
$G_{id} \triangleq \Delta I_L / \Delta D$	
$G_{pwm} \triangleq \Delta D / \Delta V_c$	PWM 伝達関数
$G_c \triangleq \Delta V_c / \Delta V_o$	誤差増幅器伝達関数
R_s	カレントセンス抵抗
G_{cs}	カレントセンスゲイン
F_h	サンプリング伝達関数
G_{ma}	誤差増幅器の トランスコンダクタンス
$G_{mp} \triangleq \frac{1}{R_s G_{cs}}$	LC フィルタ部の トランスコンダクタンス

式(1), (2)の分母はRLC回路による2次遅れ要素となっており, このとき $R_{esr} \ll R_L$ ならば ω_0 と Q_{ps} はそれぞれ式(5),(6)のように表せる.

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0} \quad (5)$$

$$Q_{ps} = \frac{\sqrt{L/C_0}}{R_L} \quad (6)$$

2.2 誤差増幅部 (補償器) の伝達関数 $G_c(s)$

Fig.4 に誤差増幅器部の回路図を示す. $G_c(s)$ は ΔV_o から ΔV_C までの伝達関数であり, 式(7)のように表せる.

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{\Delta V_C}{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_{FB}} \cdot \frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_o} \\ &= \frac{V_{ref}}{V_o} \cdot G_{ma} R_o \cdot \frac{1 + s/\omega_{z1}}{1 + s/\omega_{p1}} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで, ω_{z1} , ω_{p1} , R_o はそれぞれ以下のとおりである.

$$\omega_{z1} = 1/C_c R_c \quad (8)$$

$$\omega_{p1} = 1/C_c R_o \quad (9)$$

$$R_o = DCgain/G_{ma} \quad (10)$$

R_o はトランスコンダクタンスアンプの出力インピーダンスである.

2.3 PWM 変調部の伝達関数 G_{pwm}

Fig.5 (a)に PWM 変調部の回路図, (b)に動作波形を示す. G_{pwm} は ΔV_C から ΔD までの伝達関数であり, 式(11)のように表せる.

$$G_{pwm} = \frac{\Delta D}{\Delta V_C} = \frac{D}{V_{ramp}} = \frac{1}{(S_n + S_e) \cdot T} \quad (11)$$

2.4 サンプリング伝達関数 $F_h(s)$

$F_h(s)$ はスイッチング周波数の半分の位置に 2 次のポールを形成し, 式(12)のように表せる¹⁾.

$$F_h(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_p} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad (12)$$

ここで, ω_n , Q_p はそれぞれ以下の通りである.

$$\omega_n = \pi/T_{sw} \quad (13)$$

$$Q_p = \frac{1}{\pi(m_c D' - 0.5)} \quad (14)$$

式(13)の T_{sw} はスイッチング周期を表し, 式(14)の m_c は次式で与えられる.

$$m_c = 1 + S_e/S_n \quad (15)$$

3 電流モード制御の一巡伝達関数 $T(s)$

本章では, 前章で求めた伝達関数を整理し, 電流モード制御の一巡伝達関数導出を行う. Fig.6 は Fig.1(b)の電流ループ部分をまとめたブロック線図である. このとき ΔV_C から ΔV_o までの伝達関数は式(16)のように表せる.

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_C} = \frac{G_{pwm}}{1 + R_s \cdot G_{cs} \cdot G_{id} \cdot G_{pwm}} \cdot G_{vd} \quad (16)$$

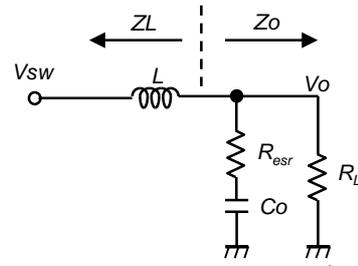


Fig.3 LC フィルタ部の回路図

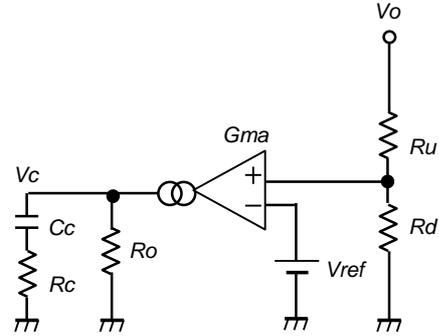
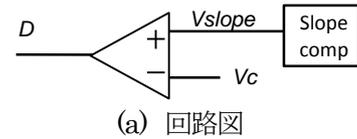
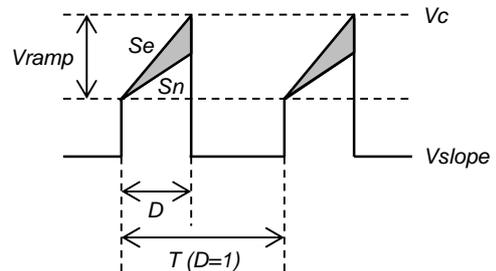


Fig.4 誤差増幅器部の回路図



(a) 回路図



(b) 動作波形

Fig.5 PWM 変調部

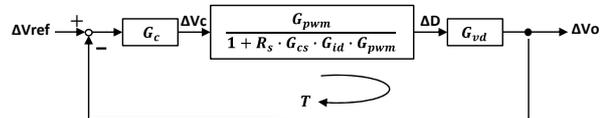


Fig.6 電流ループをまとめたブロック線図

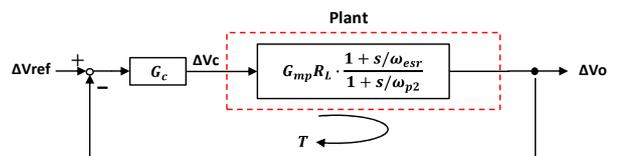


Fig.7 単純化したブロック線図

ここで、 $1 \ll R_S \cdot G_{CS} \cdot G_{id} \cdot G_{pwm}$ ならば、

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_C} = \frac{G_{vd}}{R_S \cdot G_{CS} \cdot G_{id}} = G_{mp} \cdot \frac{G_{vd}}{G_{id}} \quad (17)$$

さらに、式(17)に式(1),(2)を代入すると、

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_C} = G_{mp} R_L \cdot \frac{1 + s/\omega_{esr}}{1 + s/\omega_{p2}} \quad (18)$$

これが単純化した電流モード降圧 DC/DC コンバータの制御対象(Plant)である。Fig.7に単純化したブロック線図を示す。一巡伝達関数 $T(s)$ は制御対象に $G_C(s)$ および $F_h(s)$ をかけたものであり、式(19)のように表せる。

$$T(s) = G_C(s) \cdot G_{mp} R_L \cdot \frac{1 + s/\omega_{esr}}{1 + s/\omega_{p2}} \cdot F_h(s) \quad (19)$$

ここで、出力コンデンサの ESR が十分小さく、クロスオーバー周波数より ω_{esr} が十分高ければ、ESR によるゼロは無視することができる。したがって、このような条件化では電流モード降圧 DC/DC コンバータの一巡で伝達関数は、誤差増幅器と負荷によって形成される 2 つのポールと、位相補償にて付加する 1 つのゼロを持つ、2 ポール・1 ゼロのシステムであることがわかる。ただし、ここでは単純化のためコンバータのクロスオーバー周波数はスイッチング周波数の 1/10 程度に設定し、サンプリング伝達関数 $F_h(s)$ による二次のポールはループゲインに影響しないものとする。

4 電流モード制御における補償器の設計

Fig.8 に電流モード制御回路を単純化した等価回路図、Fig.9 に一巡伝達関数のボード線図を示す。

本章では前章で導出した一巡伝達関数をもとに、補償器 $G_C(s)$ の設計方法を示す。手順を以下に示す。

4.1 クロスオーバー周波数 ω_{CRS} の設定

始めに目標とするクロスオーバー周波数 ω_{CRS} を設定する。ここでは、目標とする ω_{CRS} をスイッチング周波数 ω_{SW} の 1/10 に設定する。

4.2 位相補償抵抗 R_C の設定

次に位相補償抵抗 R_C の値を決定する。 R_C の値は ω_{CRS} と ω_{p2} の周波数比とゲインの関係から求めることができる。 ω_{CRS} と ω_{p2} の周波数比は式(20)で表せる。

$$\frac{\omega_{CRS}}{\omega_{p2}} = \frac{\omega_{SW}/10}{1/C_O R_L} = \frac{\omega_{SW} C_O R_L}{10} \quad (20)$$

この周波数比とゲインの関係は、

$$G_{mp} R_L \cdot G_{ma} R_C \cdot \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{\omega_{SW} C_O R_L}{10} \quad (21)$$

となり、この関係を満たす R_C は次式で与えられる。

$$R_C = \frac{\omega_{SW} C_O V_o}{10 G_{mp} G_{ma} V_{ref}} \quad (22)$$

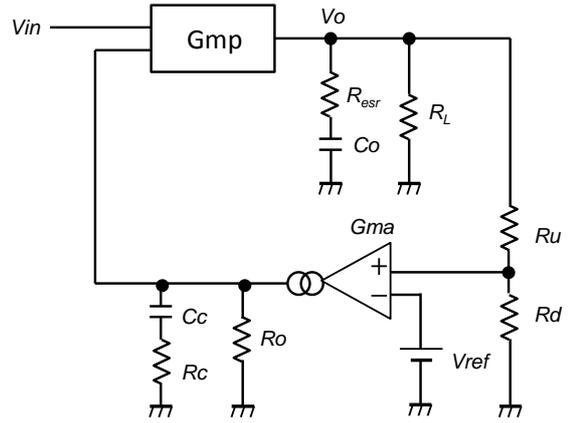


Fig.8 単純化した等価回路図²⁾

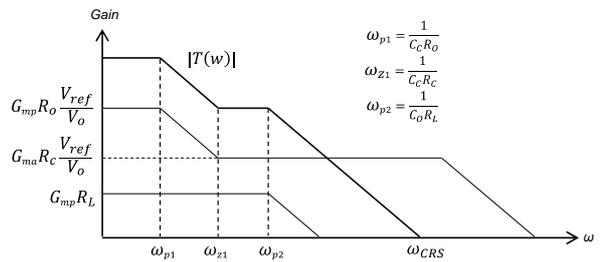


Fig.9 ボード線図²⁾

4.3 位相補償容量 C_C の設定

最後に位相補償容量 C_C の値を決定する。位相補償容量 C_C はゼロ周波数 ω_{z1} の位置と位相補償抵抗 R_C の値から求めることができる。一般にゼロ点 ω_{z1} はクロスオーバー周波数の 1/6 の位置に挿入することで、良好な特性が得られることが経験則として認知されている^{2,3)}。したがって、位相補償容量 C_C は次式で求められる。

$$C_C = \frac{1}{\omega_{z1} R_C} = \frac{6}{\omega_{CRS} R_C} \quad (23)$$

5 まとめ

電流モード降圧 DC/DC コンバータを構成する伝達関数を導出し、ブロック線図のループを単純化し整理すると、一巡伝達関数は 2 ポール・1 ゼロのシステムになることを示した。さらに、この制御システムの補償器の設計について、位相補償抵抗 R_C および容量 C_C の設定方法を明らかにした。本論文では電流モード制御の全体像が理解できるよう各所で単純化を行った。(より正確な表現を得るには単純化せず厳密に扱うことが望ましい^{1,4)}。)

参考文献

- 1) 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.
- 2) <http://www.semtech.com/images/datasheet/sc4524.pdf>
- 3) http://www.rohm.co.jp/web/japan/products/-/product/BD9329AE_FJ.pdf
- 4) <http://www.ti.com/download/tmg/docs/seminar/Topic3BL.pdf>