

## わかる!!

## 電源回路教室

19 DC-DCコンバータの  
高速制御【前編】

～電流モード制御による高速化～

馬場 清太郎  
Seitaro Baba

今回は、DC-DCコンバータの出力電圧が変動したときに、高速に安定化する手法を紹介します。

前回までのDC-DCコンバータは電圧モード制御と呼ばれ、入力電圧や負荷の変動により出力電圧が変動すると、変動ぶんをエラー・アンプで検出し、しっかりと位相補償された帰還ループで補正します。そのため出力変動に対する応答速度が犠牲になっています。

今回紹介する電流モード制御は、出力電流変動に等しいインダクタ電流変動を高速に帰還して電圧帰還に対する安定度を高め、高い周波数まで安定に電圧帰還を掛けて応答速度を速めています。

## 電流モード制御

## ● 電流モードはなぜ高速なのか？

DC-DCコンバータの応答速度は、スイッチング周波数 $f_s$ と出力インダクタンス、制御ループの応答速度などで決定されます。制御ループの応答速度は主にクロスオーバー周波数 $f_c$ で決定されます。電圧モードと電流モードで同じ $f_c$ に設定すれば、応答速度に大きな違いはありません。

ところが文献では、電流モードは出力電圧変動に対して高速に応答して安定化すると書かれています。それでは、電流モードはなぜ高速なのでしょう？

高速応答のために $f_s$ を高くしたとき、電流モードの

ほうがより高く $f_c$ を設定できるのがその理由です。

$f_s$ を高くした場合、電解コンデンサは大きいだけでなくESRにより等価的に抵抗になってしまうため、小形かつESRがほとんどないセラミック・コンデンサが使用されます。

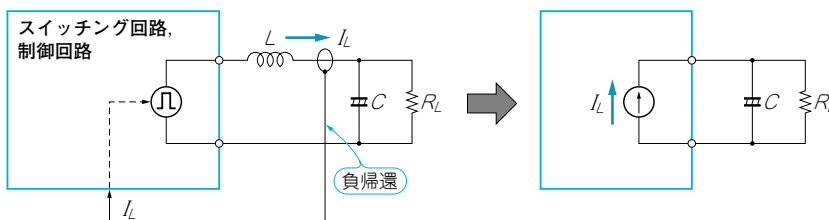
前回解説したように、電圧モードでは出力コンデンサのESRを $0\Omega$ とすると、 $f_c$ を $f_s$ の1/10以下にしないと十分な位相余裕の確保が難しくなります。電流モードでは、ESRが $0\Omega$ のまま $f_c$ を $f_s$ の1/5まで高くしても安定動作できます。

## ● 動作原理

電圧だけを帰還する電圧モードに対して、定電圧制御のための電圧帰還に電流帰還を併用した制御を電流モードと呼びます。

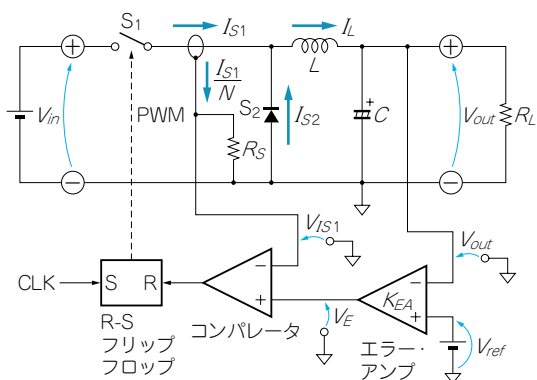
降圧型コンバータで出力段インダクタの電流を検出して、負帰還するとどうなるでしょうか？ 図19-1で考えてみると、インダクタまでの出力部分は定電流源に近似できますから、出力段はRC回路となります。電圧モードの場合は、出力部分のLCフィルタの2次遅れ回路により位相が $180^\circ$ 回り、それを補償するために複雑な位相補償が必要でした。

しかし、電流モードではRCの1次遅れ回路になり、複雑な位相補償を行わずに、簡単に電圧帰還がかけられます。



インダクタ電流を帰還すると、出力段のLCR回路は単純なRC回路になる

図19-1 電流モードでは出力段をRC回路と考えることができる



$I_{S1}$ の検出を1:NのCTで行うと、  
 $V_{IS1} = \frac{I_{S1}}{N} R_S = k I_{S1}$   
 $\therefore k = \frac{R_S}{N}$  ..... (19-1)  
 となる

(a) 回路構成

図19-2 ピーク電流モードの降圧型コンバータ

### ● 実用回路

インダクタ電流を負帰還して、定電圧制御を行う手法の一例を図19-2に示します。これはピーク電流モードと呼ばれ、必要なインダクタ電流の情報はピーク値だけです。インダクタ電流  $I_L$  のピーク値とスイッチ電流  $I_{S1}$  のピーク値は等しくなりますから、図19-2のようにスイッチ電流を検出しています。

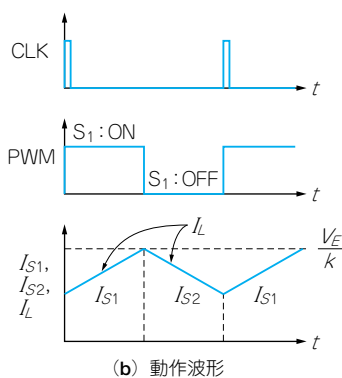
ピーク電流モードは、各スイッチング周期ごとに電流のピーク値を取り込むため、平均値を取り込む場合に比べて応答は高速になります。また、 $V_E$  を一定値以下に抑えれば、電流のピーク値はこの値以下になることから過電流保護もできます。

### ● 安定動作のためにスロープ補償が必要

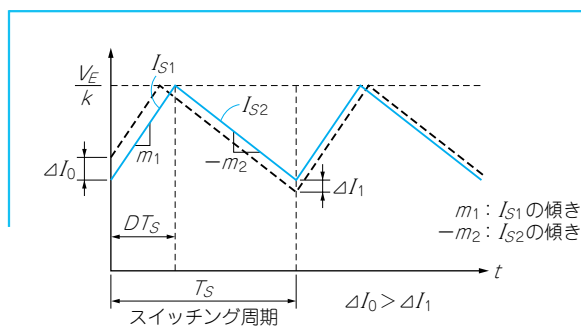
インダクタ電流連続(CCM)のピーク電流モードは不安定になることがあります。デューティ・サイクル  $D$  が50%以下のときは、図19-3(a)のように安定ですが、 $D$  が50%を越えると図19-3(b)のようにインダクタ電流が不安定になり低調波(基本波周波数の分数調波)で発振を起こします。この発振は定電圧制御のための負帰還とは無関係です。

図19-3(c)のように、補償ランプ波を加えると安定になります。これをスロープ補償と呼びます。図19-4に示すように、補償ランプ波の傾き  $m_3$  は、大きくすると低調波発振に対しては安定ですが、大きくしすぎてスイッチ電流が無視できるほどになると、図19-2中のコンパレータはただのPWMコンパレータになり、電圧モードの動作になります。

$m_3$  の範囲は図19-4中の式(19-4)に示すように、

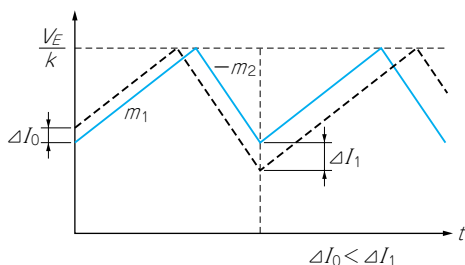


(b) 動作波形



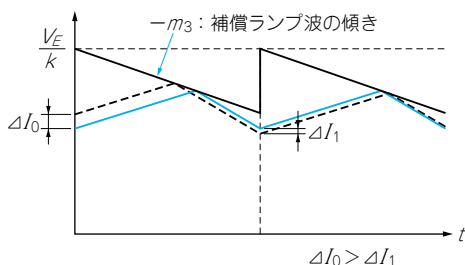
定常状態(実線)に対し、 $\Delta I_0$ の変動を与えても(破線)、インダクタ電流は定常状態に戻る

(a)  $D \leq 0.5$  のとき…安定



$\Delta I_0$ の変動を与えると、インダクタ電流はスイッチング周期ごとに変動し、安定しない

(b)  $D > 0.5$  のとき…低調波発振



補償ランプ波を加えると、インダクタ電流は安定状態に戻る

(c) スロープ補償された  $D > 0.5$  のとき…安定

図19-3 低調波発振はスロープ補償により防げる