

# わかる!! 電源回路教室

## 17 DC-DCコンバータを安定に動作させる①

～負帰還安定度と高速スイッチング対応～

馬場 清太郎  
Seitaro Baba

直流定電圧電源の目的は、負荷となる電子回路に安定な直流電圧を供給することです。出力電圧を安定化するには負帰還をかけます。DC-DCコンバータ(スイッチング・レギュレータ)の場合、内部にインダクタLをもち、出力にはコンデンサCが付加されます。1段LCフィルタの場合、位相は最大180°遅れます。そのほかの遅れ要素もありますから、負帰還ループの位相補償が不十分な場合には不安定になることもあります。ここでは降圧型コンバータを例に、どうすれば安定な直流電圧を出力できるのかを考察します。

### 発振してしまう理由

発振の条件については第5回(2007年4月号)で取り上げましたが、重要なので再度確認します。

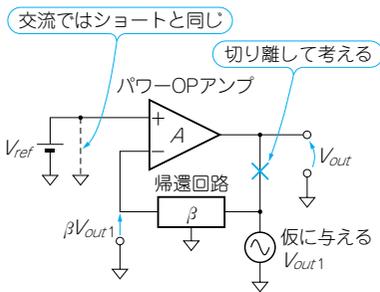
### ● 発振の条件… $A\beta = -1$

直流定電圧電源は図17-1(a)に示すように、三角形のパワーOPアンプで表せるゲインAの電力制御回路と基準電圧 $V_{ref}$ 、帰還率 $\beta$ の帰還回路で構成されます。パワーOPアンプの内部回路が、リニア・レギュレータはリニア・アンプ、スイッチング・レギュレータはD級アンプになっていると考えられます。

負帰還によりゲインは $V_{out}/V_{ref}$ と適切に設定され、発振の原因は一般の増幅回路と同じです。

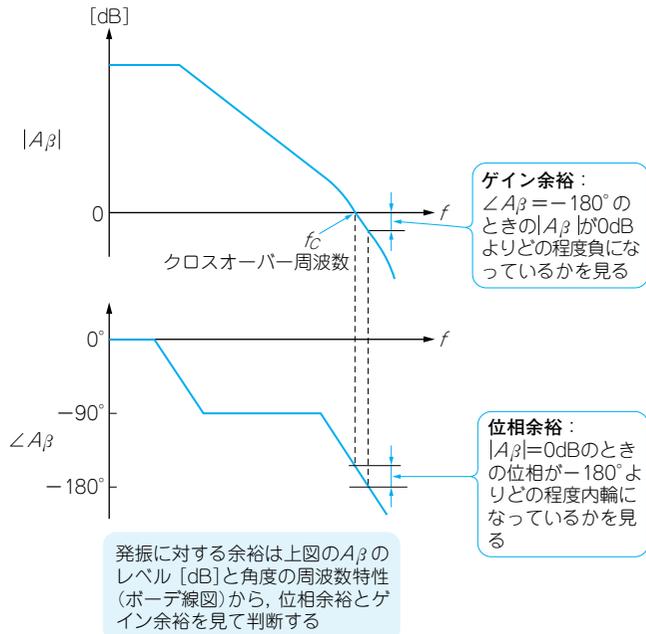
増幅回路の発振原因は、ループ・ゲインと呼ぶ負帰還ループを1巡したゲインの周波数特性で考察します。発振は交流で起きますから、直流基準電圧 $V_{ref}$ は交流では短絡されていると考えます。

図17-1(a)でX点を切り離し、帰還回路に出力電圧 $V_{out}$ の代わりに $V_{out1}$ を与えて、ループ・ゲインを



上図のX点を切り離して考えると  
 $V_{out} = \beta V_{out1} (-A)$   
 $\therefore \frac{V_{out}}{V_{out1}} = -A\beta$   
 $-A\beta$ は1巡伝達関数であり  
 ループ・ゲインと呼ぶ。  
 発振するときは、  
 $\frac{V_{out}}{V_{out1}} = 1$   
 $\therefore A\beta = -1$  ……(17-1)  
 すなわち、  
 $|A\beta| = 1$  ……(17-2)  
 $\angle A\beta = -180^\circ$  ……(17-3)

(a) ブロック図



発振に対する余裕は上図の $A\beta$ のレベル [dB]と角度の周波数特性(ボデ線図)から、位相余裕とゲイン余裕を見て判断する

(b) ボーデ線図

図17-1 直流定電圧電源の発振安定度

求めます。図で示すように、帰還ループを1巡した出力信号  $V_{out}$  が、元の信号  $V_{out1}$  とレベルが等しく位相が同じときに定電圧電源は発振します。元の信号は帰還回路で分圧され、パワー OP アンプの反転入力端子に戻されていますから、正常であれば出力信号は元の信号に対して、位相が  $180^\circ$  回っているはずですが、

ところが、出力信号の位相がさらに  $180^\circ$  余分に回り、元の信号と同じ位相、同じレベルになると発振します。このとき、 $V_{out1}$  と  $V_{out}$  はレベルと位相が等しくなるので、切り離れた帰還回路を再接続すれば、外部から  $V_{out1}$  を注入しなくても  $V_{out}$  は出力され続けます。これが発振です。

図中の式では、

$$A\beta = -1 \dots\dots\dots (17-1)$$

となります。式(17-1)は、ループ・ゲインのレベル  $|A\beta|$  が  $1 (= 0 \text{ dB})$  で、位相が  $-180^\circ$  回転したときに発振することを意味しています。  $|A\beta| = 1$  になる周波数をクロスオーバー周波数  $f_c$  と呼びます。

### ● 位相とゲインの周波数特性

ループ・ゲインの周波数特性のグラフはボーデ線図と呼ばれ、発振安定度が直感的にわかります。ボーデ線図の例を図17-1(b)に示します。

ボーデ線図は第5回で説明したように簡単に描けますが、その理由はレベルの下降特性  $-6 \text{ dB/oct}$  では位相が  $90^\circ$  まで遅れ、  $-12 \text{ dB/oct}$  では  $180^\circ$  まで遅れるというように、レベルと位相の関係が  $1:1$  に対応しているためです。慣れてくれば、レベルの周波数特性だけ描くと、位相の周波数特性は描かなくても直感的に理解できるようになります。

レベルと位相が  $1:1$  に対応している回路を「最小位相推移回路」と呼びます。レベルと位相が  $1:1$  に対応していない回路を「過剰位相推移回路」と呼び、後述するように、DC-DCコンバータで降圧型以外の回路は、過剰位相推移回路になっています。過剰位相推移回路の発振安定度は要注意です。

### ● 位相余裕とゲイン余裕

電源回路が発振に対してどのくらい余裕をもっているかを判断するには、ボーデ線図を見ます。図17-1(b)のボーデ線図で示すように発振に対する余裕は、ゲイン余裕と位相余裕で判断します。

**ゲイン余裕**は、位相  $\angle A\beta$  が  $-180^\circ$  回っている周波数において、ループ・ゲイン  $|A\beta|$  が  $0 \text{ dB}$  (1倍) よりもどのくらい負になっているかを見ます。この負の値をゲイン余裕と言います。

**位相余裕**は、ループ・ゲイン  $|A\beta|$  が  $0 \text{ dB}$  になる周波数  $f_c$  において、位相  $\angle A\beta$  が  $-180^\circ$  よりもどのくらい内輪になっているかを見ます。この位相と

$-180^\circ$  との差を位相余裕と言います。

一般的な増幅回路では位相余裕  $60^\circ$  以上を目安にしますが、応答速度を重視する電源回路においては位相余裕が  $45^\circ$  以上、つまり  $f_c$  での位相が  $-180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$  以内になるように設定します。

### ● 位相補償とゲイン補償

発振させないために、位相余裕とゲイン余裕を増加させる手法を**位相補償**と言います。不要なゲインを削るためのポールを与え、元の下降特性  $-6 \text{ dB/oct}$  に加えて  $-12 \text{ dB/oct}$  とし、 $f_c$  近傍で位相余裕を確保するためにゼロを与えて  $-6 \text{ dB/oct}$  の下降特性に戻るのが一般的です。

不要なゲインを、位相変化と無関係に直流から削る手法を**ゲイン補償**と呼びます。今まで実験に使用してきたNJM2374ADのようにゲイン補償を行うと、位相補償は簡単になりますが、直流的な出力変動(ロード・レギュレーション)が悪化するので、採用するかどうかは電源の要求仕様によります。

## 降圧型コンバータの負帰還安定度

### ● 降圧型コンバータの制御ブロック図

降圧型コンバータの負帰還安定度を考察するには、図17-1中の出力制御回路がどのようになっているのかを知ることが重要です。一般的な降圧型コンバータを、定電圧制御ブロック図に書き直すと図17-2になります。

図17-2のループ・ゲインは、各ブロックのゲインの積で表され、図中の式(17-4)となります。

### ● 各ブロックのゲイン

各ブロックのゲインを計算してみます。図17-2よりわかることは、定電圧制御回路の入力は、 $V_{in}$  と  $V_{ref}$  の二つあることです。ここでは簡単のため  $V_{in}$  は一定とします。また、各部の損失は無視し、回路は理想的に動作するとします。図中の( )内の値は、HA16114(ルネサス テクノロジ)を使用した次回の実験で使用します。

#### ▶ $K_{PWM}$ と $K_{PWR}$

$K_{PWM}$  と  $K_{PWR}$  は、図17-3に示すように、電源電圧と三角波(ランプ波)の振幅の比で表されます [式(17-7)]。  $K_{PWM}$  と  $K_{PWR}$  はまとめて一つにしてもよいのですが、後述の昇圧型、反転型コンバータと合わせるために分割しています。

#### ▶ $X_{LC}$

図17-4に伝達関数を示しますが、負荷抵抗により共振周波数近傍の応答が変化します。LCフィルタの共振周波数  $f_0$  は出力リップル電圧仕様により決定されま