

サーボアナライザを用いた DCDC コンバータの開ループ周波数特性測定 (2017/6/10 改訂)

1. 概説

サーボアナライザを用いた DCDC コンバータの、開ループ周波数特性測定の例題として、ROHM 社の BD9673EFJ を用いた降圧型 DCDC コンバータの周波数特性を測定します。

ROHM 社の BD9673EFJ には、図 1.1 のような評価ボードが市販されており、ROHM 社による実測データも公表されていますので、この基板を用いて測定を行い、比較/評価します。

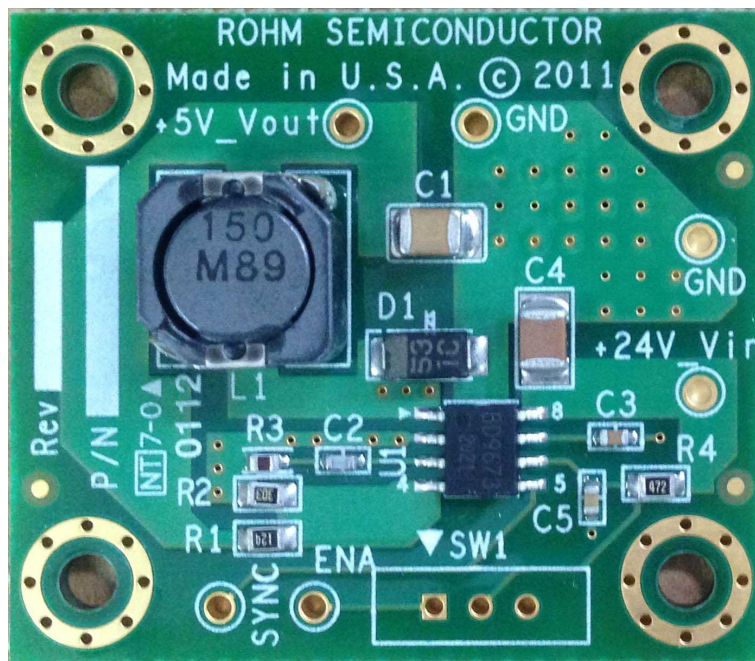


図 1.1 BD9673EFJ 評価ボード (BD9673EFJ EVAL BOARD)

2. 評価ボードの回路構成と制御ブロック図

評価ボードの回路構成を主要部だけに簡略化すると、図 2.1 のようになっています(入出力の左右が通常と逆なのでご注意ください)。

出力電圧 V_{out} が R1 と R2 で分割されて FB に入力され、その FB 電圧が 1V になるように出力電圧 V_{out} が制御されます。図 2.1 の場合は出力電圧は 5V となります。

DCDC コンバータの周波数特性は負荷抵抗によって異なるので、評価ボード出力に負荷抵抗 R_L を接続します。

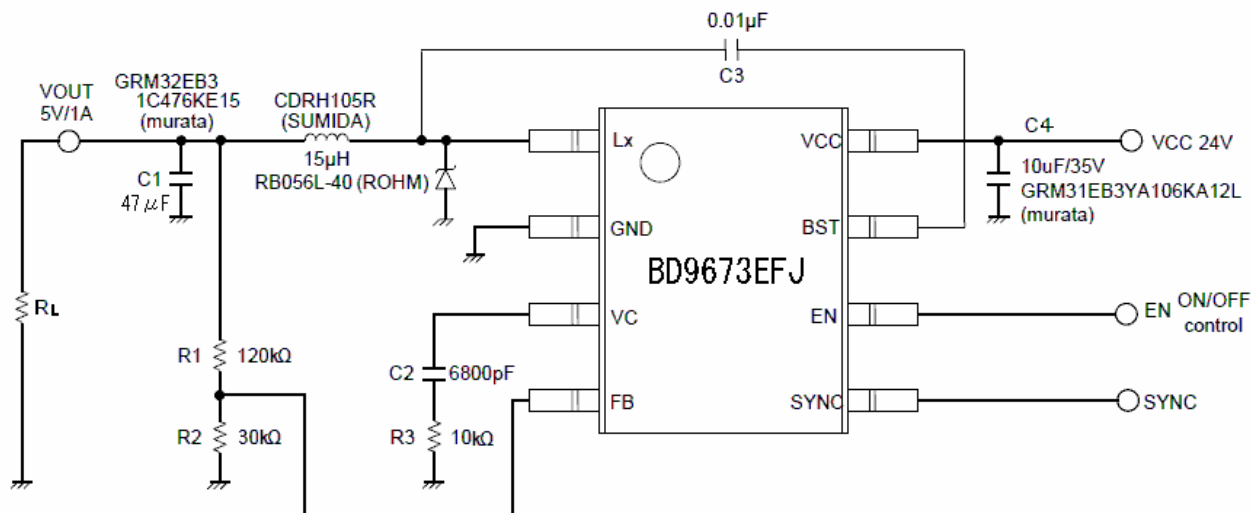


図 2.1 BD9673EFJ 評価ボードの回路構成 (簡略化)

制御ブロック図で表現すると、図 2.2 のようになります。ここで $G(s)$ は負荷抵抗を含めた前向き伝達関数、 K はフィードバック利得で、 R_1 と R_2 による分割比 (0.2) です。

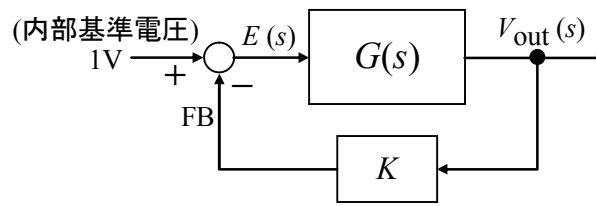


図 2.2 DCDC コンバータ制御ブロック図

3. 計測用治具

サーボアナライザで開ループ周波数特性を測定するために、図 3.1 のように、評価ボードの電圧フィードバック径路を切断し、計測用治具を接続します。計測用治具には、トランスやオペアンプ構成のものなど、各種のものがありますが、ここではオペアンプ構成の計測用治具を接続します。

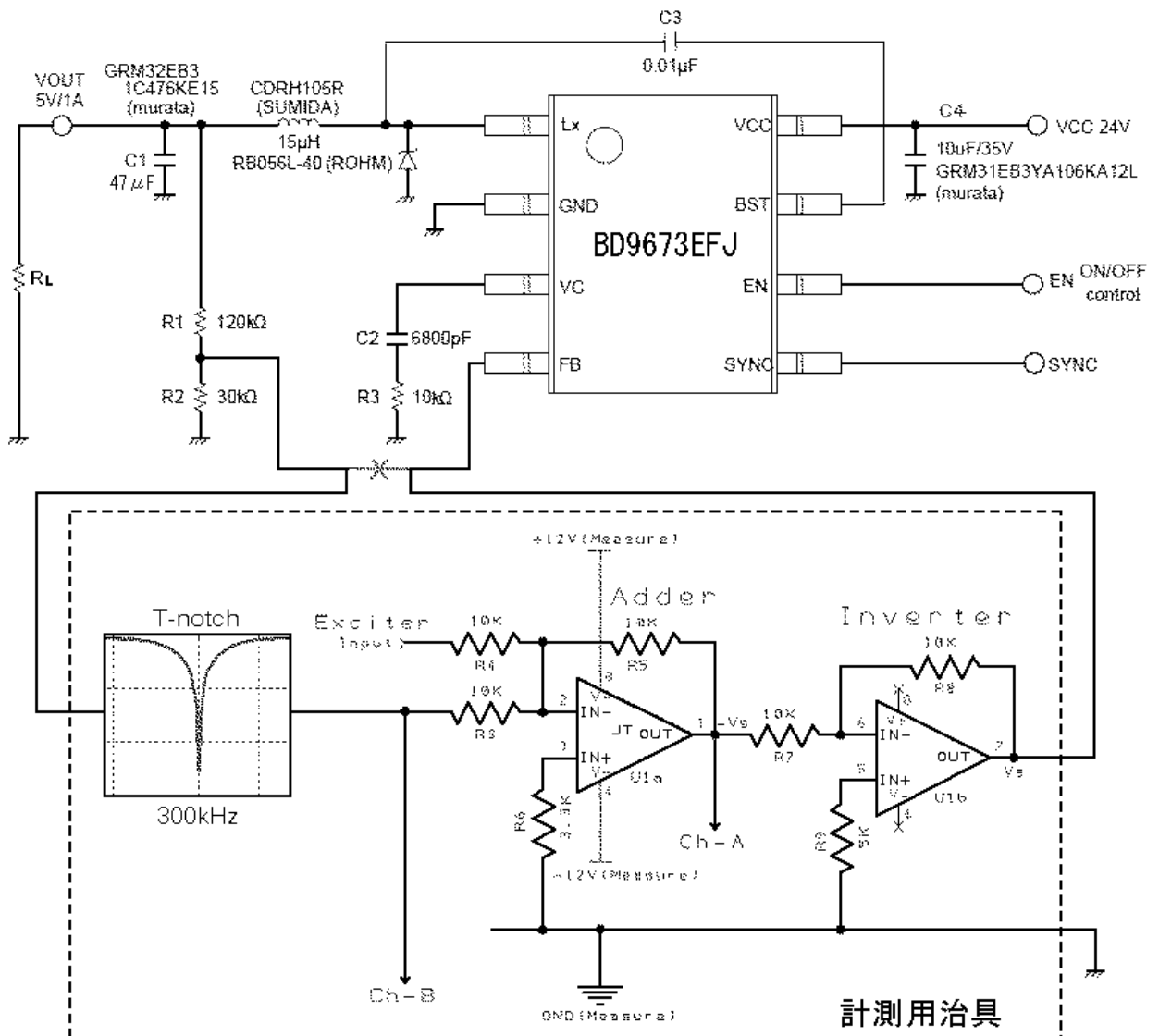


図 3.1 計測用治具の接続

計測用治具の入口には、BD9673EFJ の内部オシレータの 300kHz 信号を除去する T-notch フィルタがあります。通常のアナログサーボ系の測定では不要ですが、今回の計測では

300kHz 信号がアリアスとなり、測定精度が下がることを防ぎます。

次のオペアンプは、検出電圧とサーボアナライザからの励起出力を加算する利得(-1)の加算器です。

2段目のオペアンプは、測定用治具全体を正相に戻すためのインバータで、これがないと制御系は発振します。

サーボアナライザからの励起出力を計測用治具の Exciter に接続し、サーボアナライザ入力の Ch-A と Ch-B を図 3.1 のように接続します。

このときの制御ブロック図は、図 3.2 のようになり、計測される開ループ伝達関数は、 $-G(s) \cdot K$ となります。すなわち、測定されるデータは開ループ伝達関数の位相が 180 度反転したものであることにご注意ください。

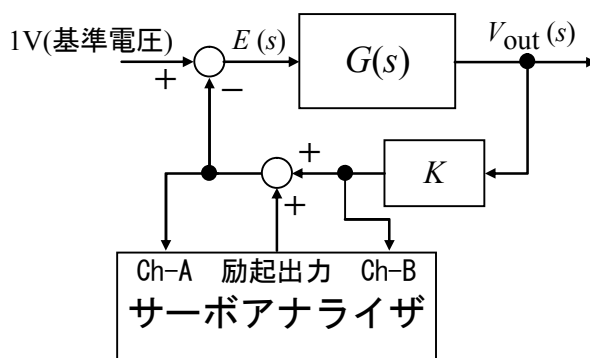


図 3.2 計測用治具を含む制御ブロック図

4. 測定結果

以下では、弊社サーボアナライザ ASA-100 で測定したものと、次章で後述する理論解析、メーカー公表値 (BD9673EFJ (ROHM). pdf) を比較検討します。

4.1 負荷依存性

$V_{cc}=24V$, $R_L=10\Omega$ ($i_{out}=0.5A$) の場合、図 4.1 のように、クロスオーバー周波数は 14.1kHz で位相余裕 (余裕 *1) は 70.1 度と計測されており、理論解析ともほぼ一致しています。メーカー公表値では、理論値よりループ利得が小さいのか、クロスオーバー周波数が 10.2kHz と低くなっており、そのぶん位相余裕が 76.1 度と大きくなっています。

$V_{cc}=24V$, $R_L=5\Omega$ ($i_{out}=1.0A$) の場合、図 4.2 のように、クロスオーバー周波数は 23.7kHz で位相余裕は 45.2 度と計測されており、クロスオーバー周波数はメーカー公表値とほぼ一致していますが、位相余裕はメーカー公表値 55.4 度より少ない結果になっています。

理論解析では、クロスオーバー周波数と位相余裕ともに負荷抵抗の大きさによる違いは少ないのですが、実測ではかなり異なります。弊社測定、メーカー公表値とも負荷抵抗の違いに対して同様な傾向を示しています。

メーカー資料に準拠した理論解析ではモデル化がまだ不十分な要素があると考えられます。

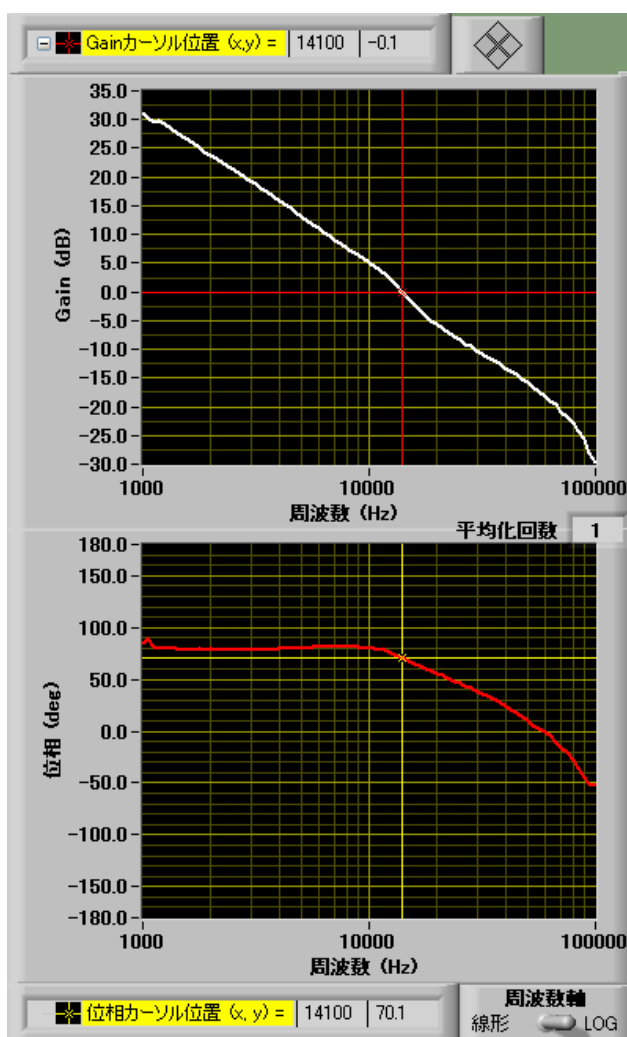


図 4.1 $V_{cc}=24V$, $R_L=10\Omega$ ($i_{out}=0.5A$)

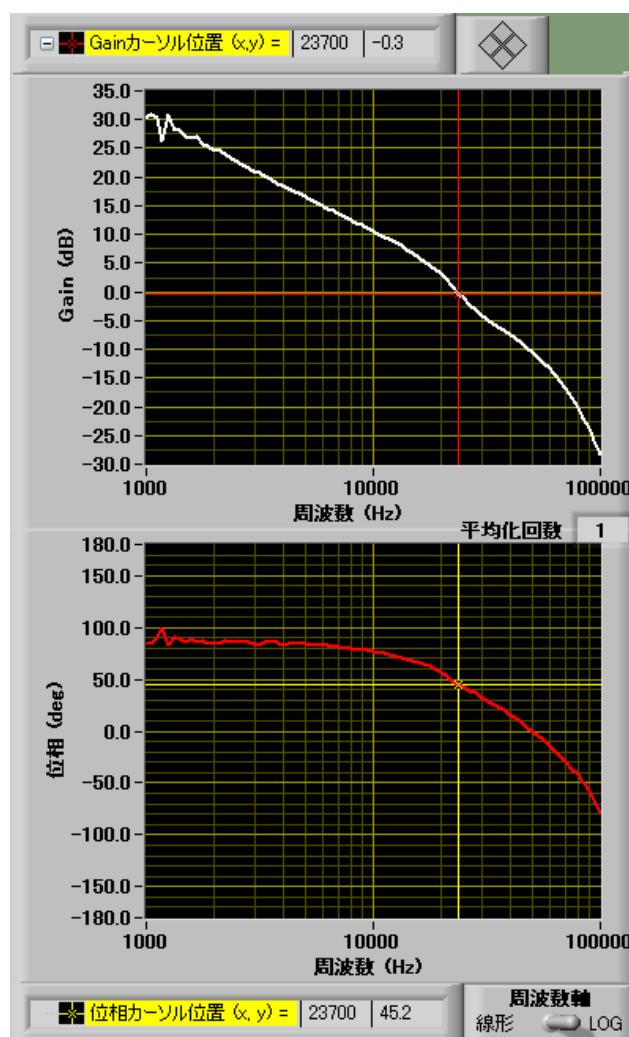


図 4.2 $V_{cc}=24V$, $R_L=5\Omega$ ($i_{out}=1.0A$)

4.2 電源電圧依存性

$V_{cc}=19V$, $R_L=10\Omega$ ($i_{out}=0.5A$) の場合, 図 4.3 のように, クロスオーバ周波数は 14.1kHz で位相余裕は 68.8 度と計測されています。

$V_{cc}=19V$, $R_L=5\Omega$ ($i_{out}=1.0A$) の場合, 図 4.4 のように, クロスオーバ周波数は 22.3kHz で位相余裕は 44.6 度と計測されています。

電源電圧の依存性は少ないという測定結果になっています。

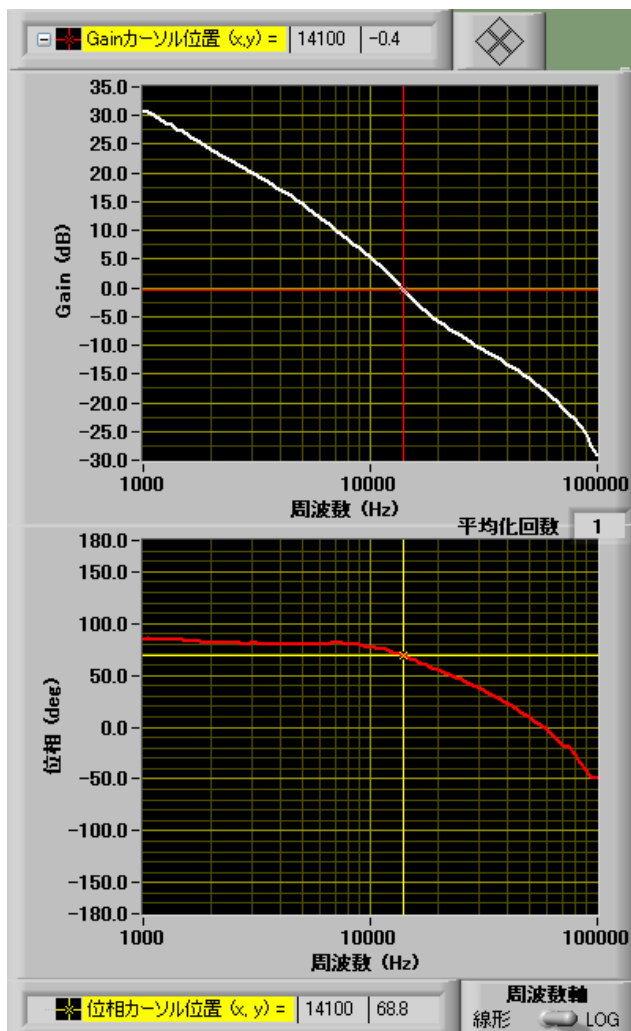


図 4.3 $V_{cc}=19V$, $R_L=10\Omega$ ($i_{out}=0.5A$)

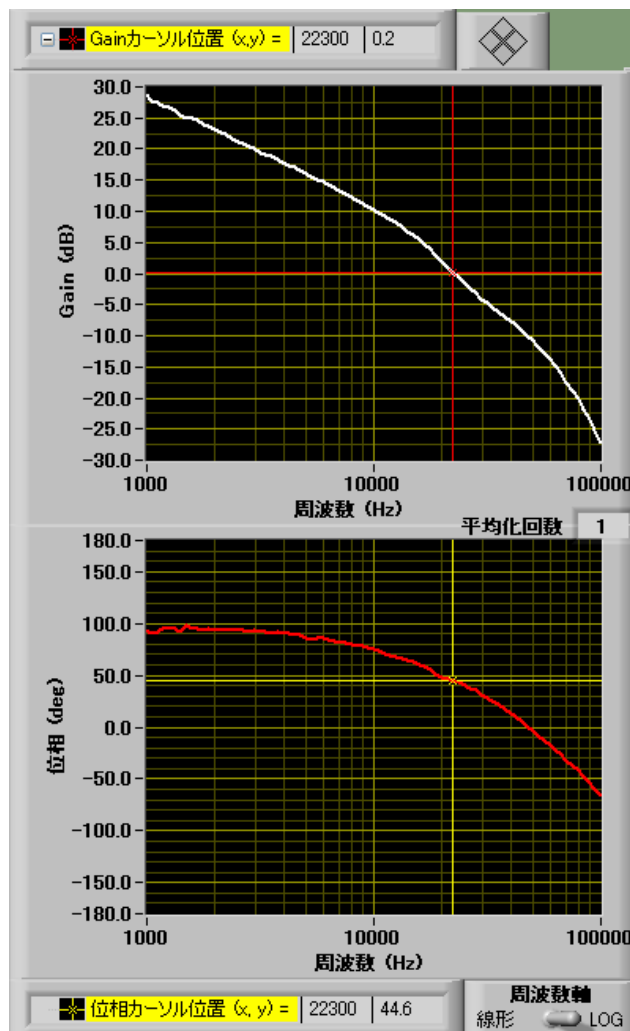


図 4.4 $V_{cc}=19V$, $R_L=5\Omega$ ($i_{out}=1.0A$)

(*1) Phase Margin を翻訳した制御用語として, 「位相余裕」と「位相余裕」の2種類が使われています。私の学んだ時代の教科書の1つである「自動制御理論」(電気学会 S46年初版)には「位相余裕」が使われています。計測自動制御学会でも「位相余裕」が使われていましたが, 最近は「位相余裕」も使われているようです。

私としては Phase Margin を, すなわち「位相余裕」と訳したほうがいいとは思いますが, なつかしいこだわりを込めて, 「位相余裕」と表記しています。

5. 理論解析

- (1) 以下の記述において、電気的特性パラメータの範囲を (Min. /Typ. /Max.) と表記します。これらの範囲は BD9673EFJ のデータシートの値を採用しています。
- (2) 各パラメータの添数字は、評価ボード上に印刷された数字にあわせてあり、BD9673EFJ のデータシート中の数字とは異なっていることに注意してください。
- (3) シミュレーションは、ROHM 社のデータシートでの説明を数学的にフォローし、再検証しています。

BD9673EFJ 評価ボードで、負荷抵抗 R_L を含んだ簡略化ブロック構成は、図 5.1 のようになっています。

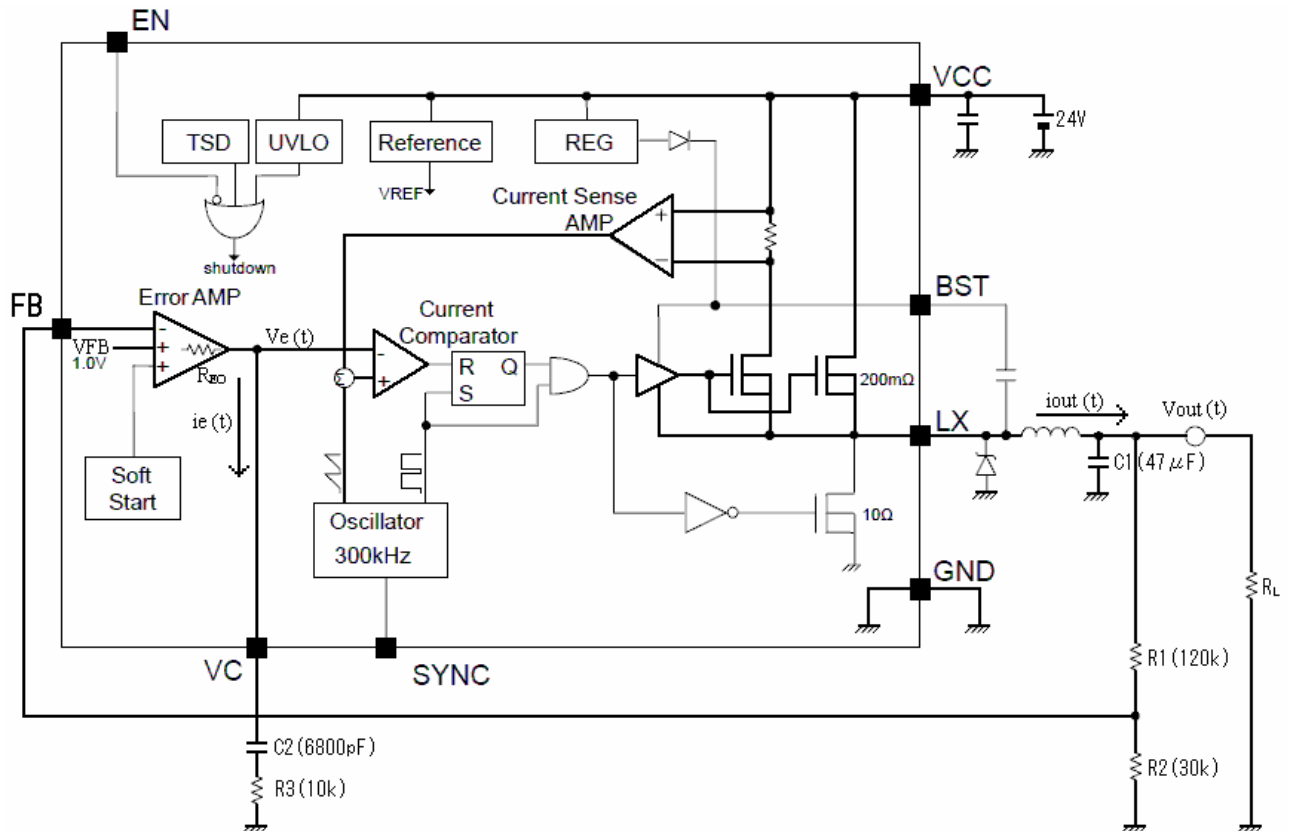


図 5.1 BD9673EFJ ブロック構成

DC/DC 回路の出力電圧 $V_{out}(t)$ 、抵抗 $R_1(120k\Omega)$ と $R_2(30k\Omega)$ による分割比 $K(0.2)$ 、フィードバック閾値電圧 $V_{FB}(0.99/1.0/1.01V)$ とすれば、誤差アンプの入力誤差電圧 $e(t)$ は、

$$e(t) = \{ V_{FB} - K \cdot V_{out}(t) \} \dots\dots\dots (式 1)$$

誤差アンプは電流出力のトランスコンダクタンス型であり、誤差アンプの出力インピーダンス $R_{EO}(\Omega)$ と VC 端子に取付けた補償インピーダンスによって入力誤差電圧 $e(t)$ から出力電圧 $V_e(t)$ までの周波数特性が既定されます。

$V_e(t)$ を入力とする次段の電流アンプは、周波数 300kHz のオシレータと鋸波を用いた PWM 方式で、 $V_e(t)$ から出力電流 $i_{OUT}(t)$ へのトランスコンダクタンスは電流検出アンプの利得で決まります。

入力誤差電圧 $e(t)$ から出力電圧 $V_{out}(t)$ までの等価ブロックは図 5.2 のようになっています。抵抗 $R_1(120k\Omega)$ と $R_2(30k\Omega)$ による分割回路はインピーダンスが高いので無視しています。

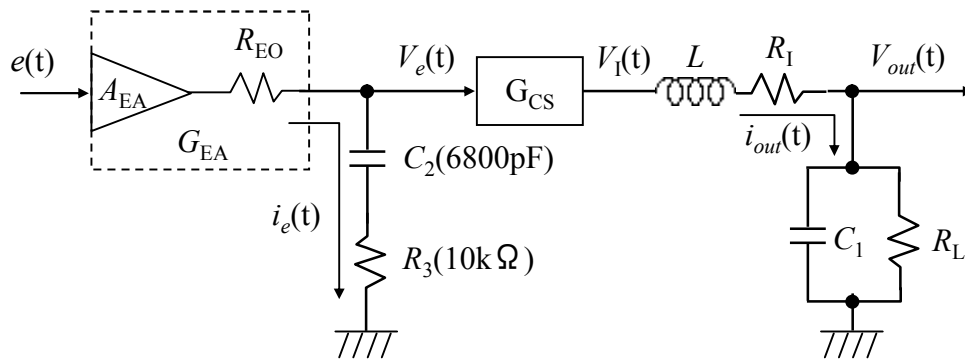


図 5.2 等価ブロック図

ここで、以下のように表記しています。

- 誤差アンプの電圧利得 A_{EA} (700/7000/70000V/V)
- 誤差アンプのトランスコンダクタンス G_{EA} (110/220/440 μ A/V)
- 誤差アンプの出力インピーダンス $R_{EO}(\Omega)$
- 誤差アンプの出力電流 $i_e(t)$
- 誤差アンプの出力電圧 $V_e(t)$
- 電流検出部のトランスコンダクタンス $G_{CS}(5/10/20A/V)$
- 出力電流 $i_{OUT}(t)$
- インダクタ入力電圧 $V_I(t)$
- インダクタンス $L(H)$
- インダクタ内部抵抗 $R_I(\Omega)$
- DC/DC 出力電圧 $V_{out}(t)$
- 出力コンデンサ容量 $C_1(F)$
- 負荷抵抗 $R_L(\Omega)$

このブロック図より、

$$V_e(t) = A_{EA} \cdot e(t) - R_{EO} \cdot i_e(t)$$

ラプラス変換して、

$$V_e(s) = A_{EA} \cdot E(s) - R_{EO} \cdot I_e(s) \dots\dots\dots (式 2)$$

誤差アンプ出力に接続された位相補償コンデンサ容量 $C_2(6800pF)$, 位相補償抵抗 $R_3(10k\Omega)$, 位相補償コンデンサ端子電圧 $V_{C2}(t)$, 位相補償抵抗端子電圧 $V_{R3}(t)$ とすれば、

$$\begin{aligned} V_e(t) &= V_{C2}(t) + V_{R3}(t) \\ &= \left(\frac{1}{C_2} \right) \cdot \int i_e(t) dt + i_e(t) \cdot R_3 \end{aligned}$$

ラプラス変換して、

$$\begin{aligned} V_e(s) &= \left(\frac{1}{C_2} \right) \cdot \frac{I_e(s)}{s} + I_e(s) \cdot R_3 \\ &= \left(\frac{1 + sC_2R_3}{sC_2} \right) \cdot I_e(s) \dots\dots\dots (式 3) \end{aligned}$$

(式 2), (式 3) より $I_e(s)$ を消去して $V_e(s)$ について整理すると,

$$V_e(s) = \frac{A_{EA}}{\left\{ 1 + \left(\frac{sC_2 R_{EO}}{1 + sC_2 R_3} \right) \right\}} \cdot E(s)$$

$$= \frac{A_{EA} (1 + sC_2 R_3)}{1 + sC_2 (R_3 + R_{EO})} \cdot E(s) \quad \dots\dots\dots (式 4)$$

しかるに, 誤差アンプの出カインピーダンス $R_{EO}(\Omega)$ は,

$$R_{EO} = A_{EA} / G_{EA} = (6.3M / 31M / 159M \Omega)$$

であり, $R_3(10k\Omega)$ より十分大きいので,

$$V_e(s) = \frac{A_{EA} (1 + sC_2 R_3)}{1 + sC_2 (A_{EA} / G_{EA})} \cdot E(s) \quad \dots\dots\dots (式 5)$$

誤差アンプの出力電圧 $V_e(t)$ から出力電流 $i_{OUT}(t)$ の関係は,

$$i_{OUT}(t) = G_{CS} \cdot V_e(t)$$

ラプラス変換して,

$$I_{OUT}(s) = G_{CS} \cdot V_e(s)$$

$$= G_{CS} \cdot \frac{A_{EA} (1 + sC_2 R_3)}{1 + sC_2 (A_{EA} / G_{EA})} \cdot E(s) \quad \dots\dots\dots (式 6)$$

誤差アンプ以降の電流ドライバは, 実際には周波数 300kHz のデジタル処理なので, 上式にサンプルホールド関数を追加します。

$$I_{OUT}(s) = G_{CS} \cdot \frac{A_{EA} (1 + sC_2 R_3)}{1 + sC_2 (A_{EA} / G_{EA})} \cdot \frac{1 - e(-sT)}{sT} \cdot E(s) \quad \dots\dots\dots (式 7)$$

ここで, T ($3.33e-6sec$) はオシレータの発振周期です。

インダクタのインダクタンス $L(H)$ と内部抵抗 $R_1(\Omega)$ との直列インピーダンス Z_1 , 出力コンデンサ $C_1(F)$, 負荷抵抗 $R_L(\Omega)$ からなるインピーダンス Z_2 , 全体のインピーダンス Z とすれば,

$$Z_1 = sL + R_1$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC_1 + (1/R_L)} = \frac{R_L}{1 + sC_1 R_L}$$

$$Z = Z_1 + Z_2$$

インダクタの入力電圧 $V_1(s)$ は,

$$V_1(s) = Z \cdot i_{OUT}(s) \quad \dots\dots\dots (式 8)$$

DC/DC 出力電圧 $V_{OUT}(s)$ は,

$$V_{OUT}(s) = \frac{Z_2}{Z} \cdot V_1(s)$$

$$= Z_2 \cdot i_{OUT}(s) \quad \dots\dots\dots (式 9)$$

(式9)からインダクタンス L と内部抵抗 R_L は、出力電圧には影響しないことがわかります(ただし、出力電圧のリプル特性には影響します)。

$$V_{out}(s) = \frac{R_L}{1+sC_1R_L} \cdot G_{CS} \cdot \frac{A_{EA}(1+sC_2R_3)}{1+sC_2(A_{EA}/G_{EA})} \cdot \frac{1-e(-sT)}{sT} \cdot E(s)$$

$$= G(s) \cdot E(s) \quad \dots \quad (式10)$$

この回路の制御ブロック図は、図5.3のようになります。

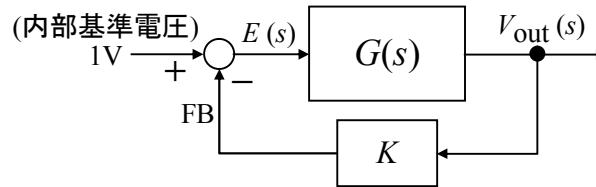


図5.3 制御ブロック図

開ループ伝達関数 $G_{OPEN}(s)$ は、

$$G_{OPEN}(s) = \frac{R_L}{1+sC_1R_L} \cdot G_{CS} \cdot \frac{A_{EA}(1+sC_2R_3)}{1+sC_2(A_{EA}/G_{EA})} \cdot \frac{1-e(-sT)}{sT} \cdot K \quad \dots \quad (式11)$$

(式11)より、この回路は2つの「極」の時定数 T_{p1} , T_{p2} と1つの「零」の時定数 T_{z1} を持っています。

$$T_{p1} = C_2(A_{EA}/G_{EA}) = (0.04/0.216/1.08\text{sec})$$

$$T_{p2} = C_1R_L = 4.7e-4\text{sec} (@R_L = 10\Omega)$$

$$T_{z1} = C_2R_3 = 6.8e-5\text{sec}$$

各周波数 f_{p1} , f_{p2} と f_{z1} は、

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2(A_{EA}/G_{EA})} = (3.98/0.73/0.14\text{Hz}), \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1R_L} = 338\text{Hz}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2R_3} = 2.34\text{kHz}$$

クロスオーバー周波数 F_c 以上では、(式11)は近似的に、

$$G_{OPEN}(s) = \frac{R_L}{sC_1R_L} \cdot G_{CS} \cdot \frac{A_{EA}(sC_2R_3)}{sC_2(A_{EA}/G_{EA})} \cdot \frac{1-e(-sT)}{sT} \cdot K$$

$$= \frac{G_{CS} \cdot G_{EA} \cdot R_3 \cdot K}{sC_1} \cdot \frac{1-e(-sT)}{sT} \quad \dots \quad (式12)$$

クロスオーバー周波数 F_c での利得 (=1) に関しては、

$$1 = \frac{G_{CS} \cdot G_{EA} \cdot R_3 \cdot K}{2\pi F_c \cdot C_1} \quad \dots \quad (式13)$$

より、

$$F_c = \frac{G_{CS} \cdot G_{EA} \cdot R_3 \cdot K}{2\pi C_1} = 14.9\text{kHz} \quad \dots \quad (式14)$$

となります。ただし、この F_c は概略値です。

実際に開ループ周波数特性 $G_{OPEN}(s)$ を計算すると、
 $i_{OUT}=0.5A$ (負荷抵抗 $R_L=10\Omega$) の場合、図 5. 4 のようになります。クロスオーバー周波数 15kHz、
 位相余有 73 度で、きわめて安定です。

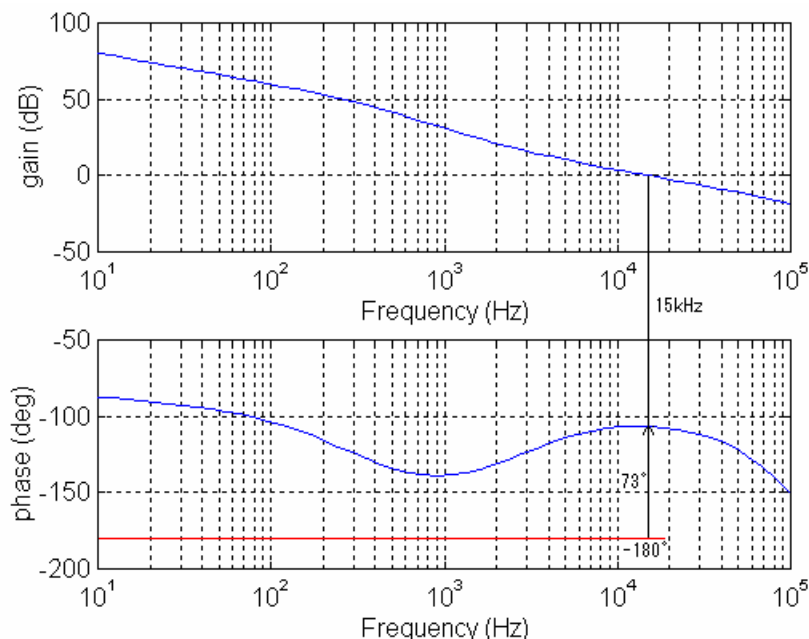


図 5. 4 開ループ周波数特性計算値 ($i_{OUT}=0.5A$)

$i_{OUT}=1A$ (負荷抵抗 $R_L=5\Omega$) の場合、図 5. 5 のようになります。クロスオーバー周波数 15kHz、
 位相余有 75 度で、きわめて安定です。

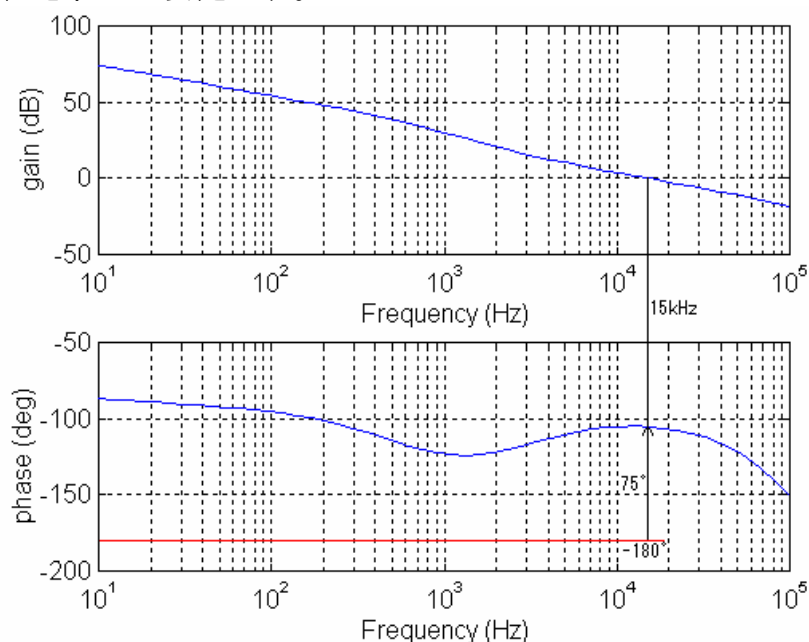


図 5. 5 開ループ周波数特性計算値 ($i_{OUT}=1A$)