

PSpiceを使用した、 電流帰還オペアンプの安定化と回路性能最適化

Rea Schmid

High-speed Products

回路設計を電流帰還 (CFB) オペアンプで最適化することは、CFBオペアンプがどのように安定性を得るかを一度理解すれば比較的簡単な作業です。本アプリケーションレポートでは2次CFBモデルについて説明し、どの設計者もCFBオペアンプの柔軟性について理解を深められるようにします。本レポートでは、安定性解析、プリント回路基板

(PCB) に起因する寄生成分の影響、ノイズ成分の最適化、およびアンプの性能と安定性を維持しながら帰還抵抗を変更する方法について説明します。またCFBに関連する他の多くの話題にも、詳しい例を挙げて言及します。すべての成果はPSpiceに表示され、周波数応答の安定性が時間領域へ関連付けられます。

内 容

1.	はじめに.....	3
2.	CFBトポロジーを理解する.....	3
2.1	2次極のあるCFBモデル.....	5
3.	ボード解析を通じてCFBの安定性を設定する.....	6
3.1	開ループ・トランスインピーダンスのプロットを生成する.....	7
3.2	RFのプロットと、閉ループ応答の決定.....	8
4.	時間領域を周波数解析に関連付ける.....	9
5.	CFBアンプとノイズ.....	11
6.	PCBと複合負荷に起因する外部寄生成分.....	12
7.	外部回路.....	13
8.	容量性負荷の駆動.....	15
9.	要約.....	16

説明図

図 1.	1次電流帰還オペアンプのモデル	3
図 2.	TI 電流帰還オペアンプのモデル.....	4
図 3.	2次CFBのモデル	5
図 4.	典型的なボードのプロット	6
図 5.	開ループのシミュレーション・モデル	7
図 6.	OPA684の開ループ・トランスインピーダンス.....	7
図 7.	開ループと閉ループの安定性プロット (OPA684用)	8
図 8.	ピーキング - オーバーシュート vs 位相マージン	10
図 9.	周波数ピーキング vs Q	10
図 10.	QにおけるDeltaの変化の時間ステップ	11
図 11.	CFBのノイズ・モデル.....	11
図 12.	ノイズのプロット vs ゲイン (OPA683)	12
図 13.	反転入力上の寄生キャパシタンス	12
図 14.	OPA695のステップ関数	13
図 15.	微分回路のCFBオペアンプ	13
図 16.	微分回路の安定性のプロット	14
図 17.	発振しているCFB微分回路	14
図 18.	安定しているCFB微分回路	14
図 19.	正常な微分回路の時間領域プロット.....	15
図 20.	周波数応答の微分回路	15
図 21.	CFB駆動の容量性負荷	15
図 22.	容量性負荷駆動用の、安定化したCFB.....	15

説明表

表 1.	フィルター次数	8
表 2.	2次システムの安定性	9

1. はじめに

電流帰還 (CFB) アンプの内部アーキテクチャでは、デバイスが信号を処理して安定性を達成する方法が電圧帰還 (VFB) オペアンプとは異なります。ただし、入力から出力への信号をゲインで増幅するという点ではどちらのアーキテクチャも同じです。「CFBアンプがある種のアプリケーションにとってよりよい選択となるためには、どんなパラメータが必要か」が分かっていると、ある高速トポロジーともう一方の高速トポロジー、つまりCFBかVFBのどちらを選ぶかを判断しづらくなる可能性があります。本レポートでは、TIのCFB 高速アンプについて詳細に解説します。PSpice™と回路接続を使用して、解析・パラメータの測定・およびデバイスと信号の安定性に寄生成分が及ぼす影響を実証する例を多数引用しています。

2. CFBトポロジーを理解する

CFBアンプは色々な場合に使えるものではありませんが、設計者がいくつかの重要な内部特性を理解できていないために不適切な使い方をされることがよくあります。さらに、(VFBアンプの場合と比較して) 閉ループの安定性に対する外部帰還抵抗の関係もよく誤解されます。したがって、CFB回路モデルを簡単に見直しておく、CFBアンプの信号処理能力の説明に役立ちます。

CFBアンプは元々、VFBアンプに関連するゲイン帯域積の影響を減らすか、解消するために設計されました。この特徴により、ある設計の中の、それぞれゲイン設定の異なる数箇所にある同じアンプを使用することが容易になります。CFBのもうひとつの主な特徴は、大きな信号電圧スイング (スルー・レート (SR)) を持つということです。通常、

CFBアンプ設計のSR仕様はVFBアプリケーションのものよりも高く、概して、より大きな信号電圧帯域に近い項目になっています。また一般的にCFBでは任意の帯域のゼロ入力電流がより低くなっており、したがって、消費電力が重要で複数のアンプが必須の設計にとってCFBアンプをより魅力的なものにしています。

CFBテクノロジー、特にデバイスの入力段と出力段の性能向上において、Texas Instrumentsはこれまでずっと一流の革新者であり続けてきました。第1世代のCFBアンプのトポロジーは、図1に示されたものと似ています。

他の優れた機能に加えて、CFBトポロジーにはエラー電流を作り出す機能もありますが、これは反転入力ピンでの電流項の総和です。この情報があれば、ノード (節点) 解析に基づくCFBアンプの等式が導き出せます。注意深い数学的操作を加えた後、CFB開ループ周波数応答が(閉ループ周波数応答同様に) 式で示せるようになります。しかしさらに重要なことに、式には帯域に関連するゲインの非依存度と、安定性 R_F の依存度が示されています。このことは後で改めて詳述します。

アンプの負荷と帰還パスが抵抗成分を見ている限りは、CFBアンプはかなり良好に安定を保っています。CFBアンプが不安定になるのは、望まない結果や好ましくない影響を生じるようなやり方でキャパシタンスとインダクタンスが出現した時です。CFB抵抗を選択し、ある種の成分を処理する方法を学習してアプリケーションの安定性を確保することが、本レポートの焦点です。

図1はCFBアンプ用の、ノイズ・ゲイン (NG) 付き1次閉ループ回路モデルです。ここで、ノイズ・ゲインはアンプの閉ループ・ゲインです。

$$\text{この場合、 } NG = \left\{ 1 + \frac{R_F}{R_G} \right\} \text{ となります。}$$

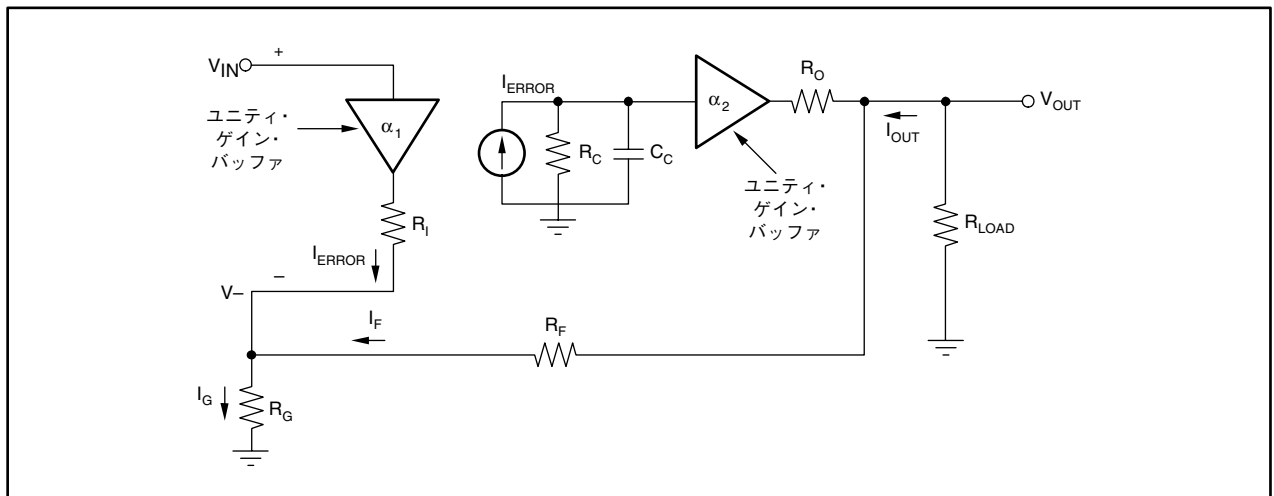


図 1. 1次電流帰還オペアンプのモデル

このモデルには、外部抵抗負荷と帰還ネットワークが含まれています。また、2つのバッファ段各々の出力段抵抗も示されています。ノード方程式を書いてこれらの値を組み入れれば、開ループ周波数応答にとっての、それらの項の依存効果を理解するのに役立ちます。

$$I_{\text{error}} = I_G - I_F \quad (1)$$

$$I_{\text{error}} = \frac{V^-}{R_G} - \frac{V_{\text{out}} - V^-}{R_F} \quad (2)$$

$$V_{\text{out}} = I_{\text{error}} (\alpha_2 \cdot Z(s)) - I_F \cdot R_O \quad (3)$$

$$V^- = \alpha_1 \cdot V_{\text{in}} - I_{\text{error}} \cdot R_I \quad (4)$$

閉ループCFBアンプ伝達関数の項を配置し直すと、次のような式が生成されます。

$$\begin{aligned} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} &= \frac{\alpha_1 \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)}{1 + \frac{R_F + R_I \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) + R_O \left(1 + \frac{R_I}{R_G}\right)}{\alpha_2 \cdot Z(s)} \\ &= \frac{\alpha_1 \text{NG}}{1 + \frac{R_F + R_I \text{NG} + R_O \left(1 + \frac{R_I}{R_G}\right)}{\alpha_2 \cdot Z(s)}} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{NG} = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \quad (6)$$

$$Z(s) = \frac{R_C}{sR_C C_C + 1} \quad (7)$$

ここで、 $\alpha_1, \alpha_2 \approx 1$ です。

低周波数では、 $Z(s)$ によって分母が1に近づけられますが、分子のゲイン (NGと定義されています) はゲイン帯域の変化の影響を受けません。式をもう一度見ると、分母に周波数やゲイン帯域積が見当たらないことがわかります。ここで、帯域は帰還抵抗 R_F およびバッファの出力抵抗項の影響のみを受けます。

これらの値は小さいものですが、 R_I (入力バッファ・アンプの出力インピーダンス) と R_O (出力バッファの出力インピーダンス) はループ・ゲイン帯域に確実に影響します。これらの項が0に近づき、 α が1に等しくなった場合、帯域の依存度は $Z(s)$ と R_F の結果と厳密に同じになります。

TIでは、閉ループ入力バッファ・アンプを追加して R_I を低くすることによって、このアンプのアーキテクチャを改良してきました。このようにして現在では R_I 項が10分の1にまで減り、それによって反転出力インピーダンスをより低くし、任意の帯域用にゲイン帯域を選択する場合のパフォーマンスを向上させることが可能になりました。この改良されたトポロジーにより、ほとんど一定した信号帯域を維持しつつも、CFBオペアンプを複数のゲイン設計により適したものにするのができます。出力バッファ・インピーダンスも、同様のテクニックを通じて減らされます。したがって、ループ・ゲインの値が減少を開始するポイントまでは出力は 0Ω となり、その後インピーダンスが増加します。

図2は、閉ループ・バッファのある回路モデルです。

出力抵抗が R_O から0になると、以下の一連の式にこの新しいOPAシリーズのアンプの伝達関数が示されます。

$$I_{\text{error}} = I_G - I_F \quad (8)$$

$$I_{\text{error}} = \frac{V^-}{R_G} - \frac{V_{\text{out}} - V^-}{R_F} \quad (9)$$

$$V_{\text{out}} = I_{\text{error}} (\alpha_2 \cdot Z(s)) - I_F \quad (10)$$

$$V^- = \alpha_1 \cdot V_{\text{in}} - I_{\text{error}} \cdot R_I \quad (11)$$

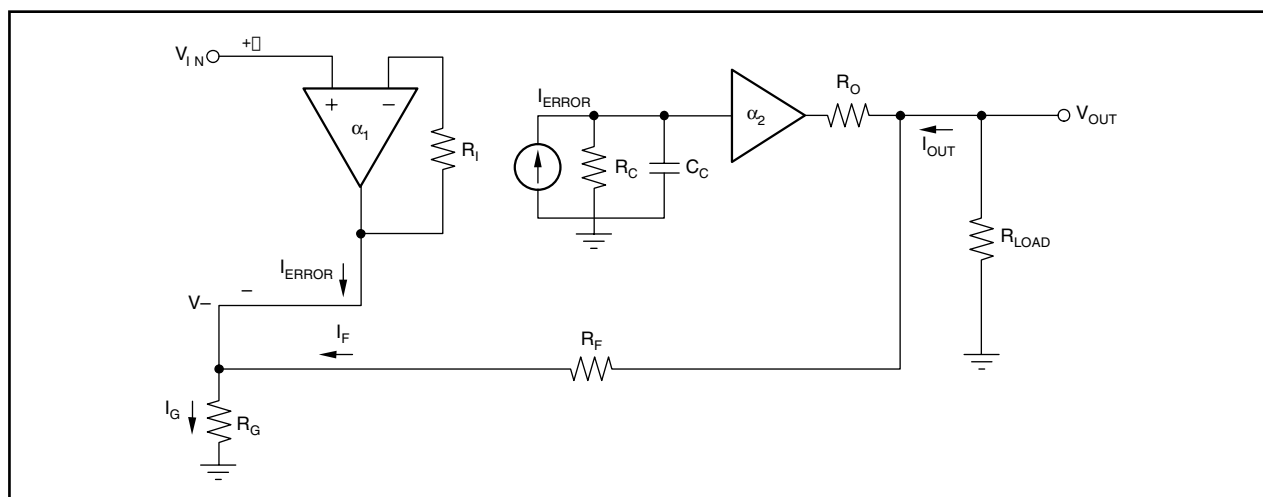


図 2. TI 電流帰還オペアンプのモデル

各項の代入と変形を行うと、CFBアンプの閉ループ伝達関数が導き出されます。

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{\alpha_1 \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)}{1 + \frac{R_F + R_I \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)}{\alpha_2 \cdot Z(s)}} \\ &= \frac{\alpha_1 NG}{1 + \frac{R_F + R_I NG}{\alpha_2 \cdot Z(s)}} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 R_I は閉ループ出力インピーダンスですが、以前のCFBトポロジーより約 $2\Omega \sim 3\Omega$ ほど小さくなります。

$$NG = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \quad (13)$$

$$Z(s) = \frac{R_c}{sR_c C_c + 1} \quad (14)$$

ここで、 $\alpha_1, \alpha_2 \approx 1$ です。

ただし、繰り返しになりますがこれは1次システムであるため、位相マージンを良くするために安定性を計算し、 R_F の値を選択することはあまり関連がありません。

2.1 2次極のあるCFBモデル

CFBオペアンプの電流帰還 $Z(s)$ は、 R_c が高周波の開ループ応答を設定する時の内部キャパシタンス C_c と内部トランスインピーダンス・ゲイン抵抗から導き出されます。トランジスタの寄生キャパシタンスとインピーダンスが、高周波での2次極と3次極を R_2 と C_2 を通してアンプ内に導入します。通常、それらの極の等級は、最初の極よりも数次高くなります。図3に示すモデルでは帰還抵抗 R_F の選択を分かりやすく示すために、2次極ひとつのみが含まれています。

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{\alpha_1 \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)}{1 + \frac{R_F + R_I \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)}{\alpha_2 \cdot Z_{1(s)} \cdot G_M \cdot Z_{2(s)}}} \\ &= \frac{\alpha_1 NG}{1 + \frac{R_F + R_I NG}{\alpha_2 \cdot Z_{1(s)} \cdot G_M \cdot Z_{2(s)}}} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで α_1 and $\alpha_2 \approx 1$ ですが、次のように追加の極が作成されます。

$$Z_{2(s)} = \frac{1}{sR_2 C_2 + 1} \quad (16)$$

また、 G_M は $\frac{1}{R_2}$ に等しくなります。

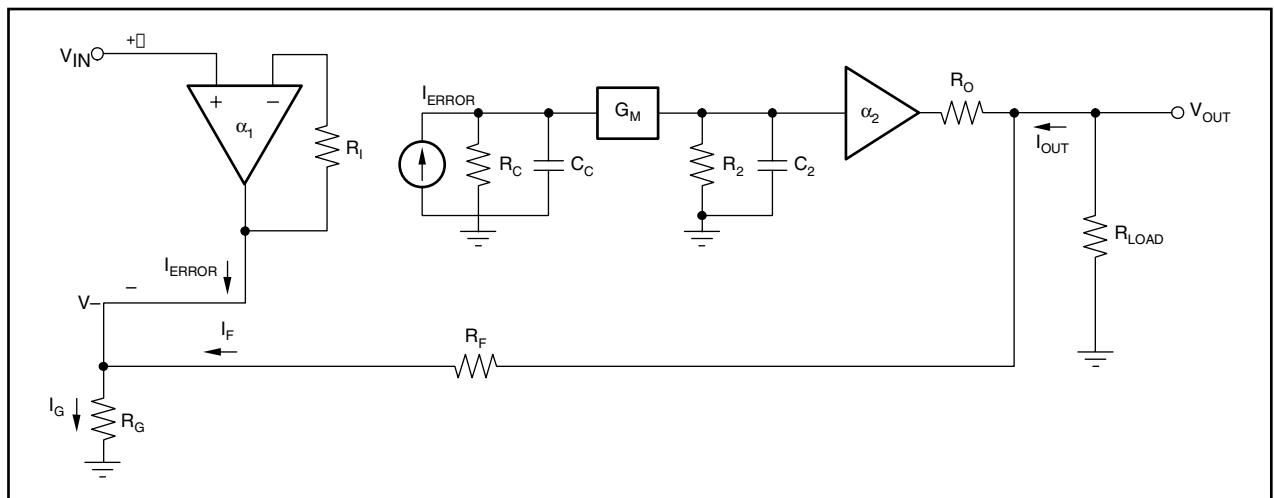


図 3. 2次CFBのモデル

3. ボード解析を通じてCFBの安定性を設定する

ボード解析は、任意の帰還アンプやシステムの安定性を決める上でよく用いられる技法です。アンプは最小限のゲイン安定性ポイントを持つように設計されており、そのポイントを設定するのはアンプの設計者です。このポイントは、アンプの位相マージンおよびゲイン・マージンと呼ばれます。したがって、CFBアンプは常に、データシートに記載されている推奨帰還抵抗によって設定される動作についての安定性ポイントを、最低1つは持っていることとなります。

CFBオペアンプの位相マージンとゲイン・マージンは、ボード解析を適用することによって決定できます。この測定では、まず開ループの大きさと位相のプロットを作成し、次にゲイン・マージンと位相マージンを導き出すことによって計算を行います。どのSpice™プログラムでも（この場合はPSpice）容易にこれらの手順を行い、TIで生成されたCFBアンプ用マクロ・モデルをシミュレートできます。図5に、開ループ・ゲイン・位相マージン・閉ループ応答を生成するための典型的な回路測定テクニックを示します。

図4に示すように、閉ループ・ゲイン周波数の線と、開ループ・ゲインプロット周波数の下降線（ロールオフ）が交差する点を見つければ、位相マージンが導き出されます。同時に、位相関数をプロットすることにより、アンプの位相マージン測定用に同じ周波数スケールを適用できます。アンプの-3dBラインがカーブ上の周波数ゲインのプロットと交差する点を見て、位相プロットから値を読み取ります。この位相値を取って180°から減算すると、アンプの位相マージンが出せます。（図4参照）マクロ・モデルを見て分かるように、CFBアンプの位相マージンは大体60°から65°であり、非常にフラットな周波数応答でも許容されます。この特性については、本アプリケーション・レポートでさらに詳しく後述します。

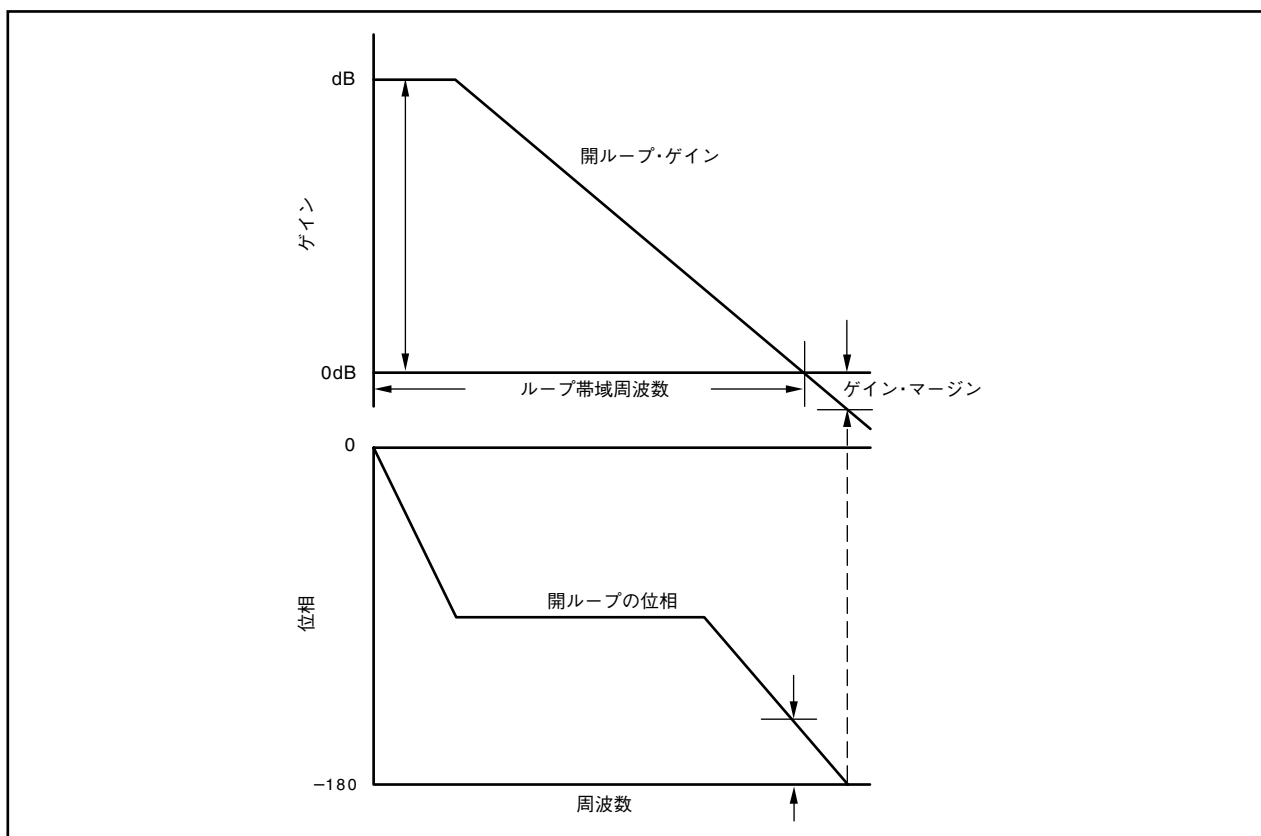


図 4. 典型的なボードのプロット

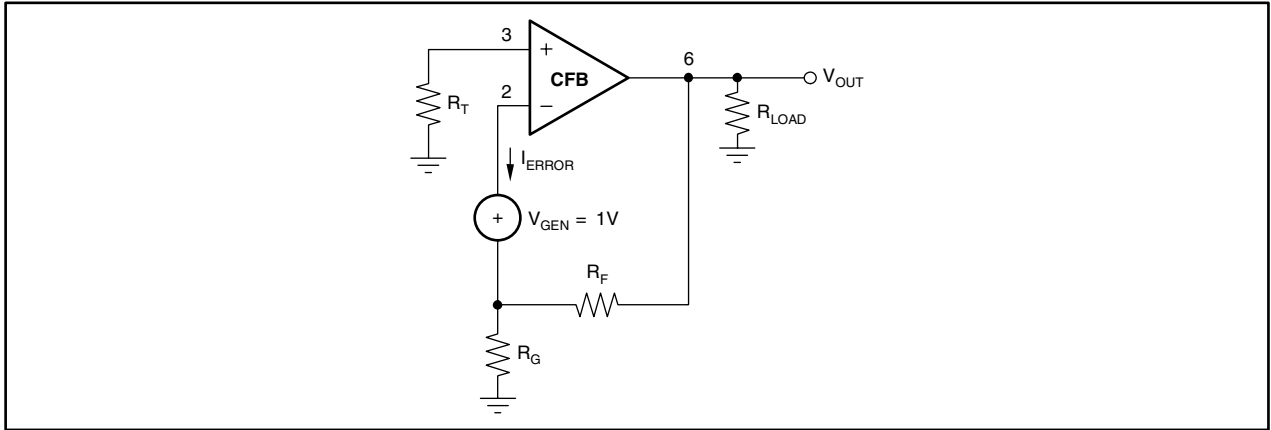


図 5. 開ループのシミュレーション・モデル

3.1 開ループ・トランスインピーダンスのプロットを生成する

PSpice上で、アンプの反転ノードと、 R_G および R_F が結合するポイントの間にダミー電圧源を置くと、CFBアンプ用にボードのプロットを容易に生成できます。図5にこの配置を示します。

モデルより、内部開ループ・ゲイン $Z(s)$ が出力電圧 V_O に付与するエラー電流時間を思い出してください。またはもっと単純に、出力 V_O を $I(V_{GEN})$ で除算してください。どちらかの方法を用いた結果、 $Z(s)$ の値が得られます。この値にはモデルの、低周波かつより高次の極が含まれます。前述のように、

$$Z(s) = \frac{1}{sR_1C_1 + 1}$$

はCFBの内部1次極を作成します。したがって、プロットは図6に非常に似たものになります。

V_O/I_{ERROR} という除算を行うことにより、 $Z(s)$ のプロットがOPA684用に示されます。ここで、

$$s = j\omega, \text{ and } \omega = 2\pi f$$

であり、 f はアンプの周波数スイープです。OPA684製品の

データシートと比較すると、このプロットは、図6に示す開ループ・トランスインピーダンスの典型的特性のプロットにマッチします。

図6はまた、CFBアンプ用の開ループ・トランスインピーダンスのプロットには抵抗ユニット $\text{dB}\Omega$ があることを示しています。DCでのゲイン全体 (ohm) は非常に高くなっています。例えばOPA684の場合は、 $355\text{k}\Omega$ になります。アンプの最初の極は数kHzで生じますが、これは補償ネットワークと R_C の値によって設定されます。 R_C は、Y軸からの低周波数での大きさの値の反転ログを取ることによって、または次の式によって導き出されます。

$$R_C = 10 \frac{Z(s)}{20} \tag{17}$$

すると1次極の値は、次の式のキャパシタ値

$$C_C = \frac{1}{2\pi R_C \cdot f_{-3db}} \tag{18}$$

つまり 1.375pF を持ちます。

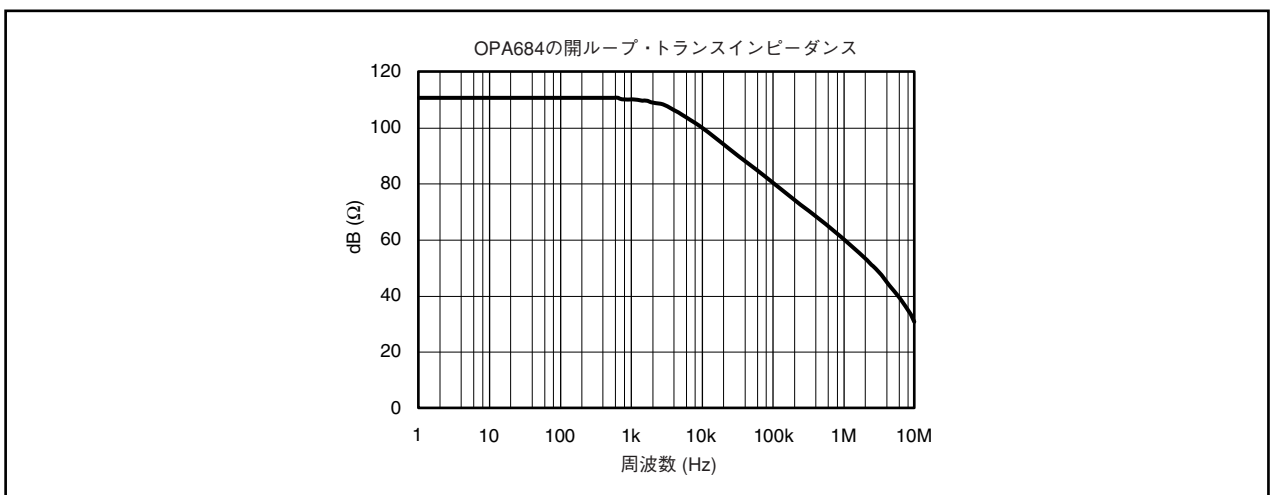


図 6. OPA684の開ループ・トランスインピーダンス

3.2 R_F のプロットと、閉ループ 応答の決定

(先に導き出してある)式(15)を簡素化すると、 R_F の値を
求めることができます。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_{(s)} \cdot NG}{Z_{(s)} + R_F + R_I \cdot NG} \quad (19)$$

ここで、

$$NG = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right), Z_{1(s)} = Z_{1(s)} \cdot G_M \cdot Z_{2(s)} \quad (20)$$

CFBアンプの閉ループ応答を、開ループ応答と同じグラ
フ上にプロットするプロセスは、次のようになります。

- 出力電圧時間と分母項 $R_F + R_I \cdot NG$ を足す。
- 閉ループ・ゲインを引く。

このプロセスは、次の式(21)に示されています。

$$20 \log(V_{OUT}) + 20 \cdot \log(R_F + R_I \cdot NG) - 20 \log(NG) \quad (21)$$

またはPSpiceでは、図7に示すように $DB(V_{(6)}) + DB(1005)$
-6となります。

次に、dBでのノイズ・ゲインを引きます。PSpice上では、
これにより開ループ応答の上に閉ループ応答を重ねること
ができます。これらの応答は、データシートの仕様と一致
します。OPA684では、 $Q = 0.707$ の場合の2次システムの
-3dB帯域を決定するために、結合した複数プロット上で交
差する114MHzのクロスオーバー周波数があります。

-3dB周波数を求めるには、 Q に基づく定数項(この場合
 $\sqrt{2}$)で次のように乗算します。

$$1.41 \cdot 114\text{MHz} = 160\text{MHz}$$

ここで、 f_c はクロスオーバー周波数(114MHz)であり、
OPA684の-3dB周波数は160MHzです。この値は、製品の
データシートに記載の仕様どおりです。

この-3dB周波数は、グラフの位相マージンを測定するた
めにアンプの位相マージンが導き出されるポイントです。
TIのOPA パーツの場合、高速アンプは60-65°の間の位相
マージンを対象にしています。この例の位相マージンは65°
です。CFBアンプがゲイン1用に設計されていれば、 R_G は
オープンのままになるか無限大 ∞ に設定され、等式は閉
ループ伝達または帰還抵抗 R_F に帰着します。

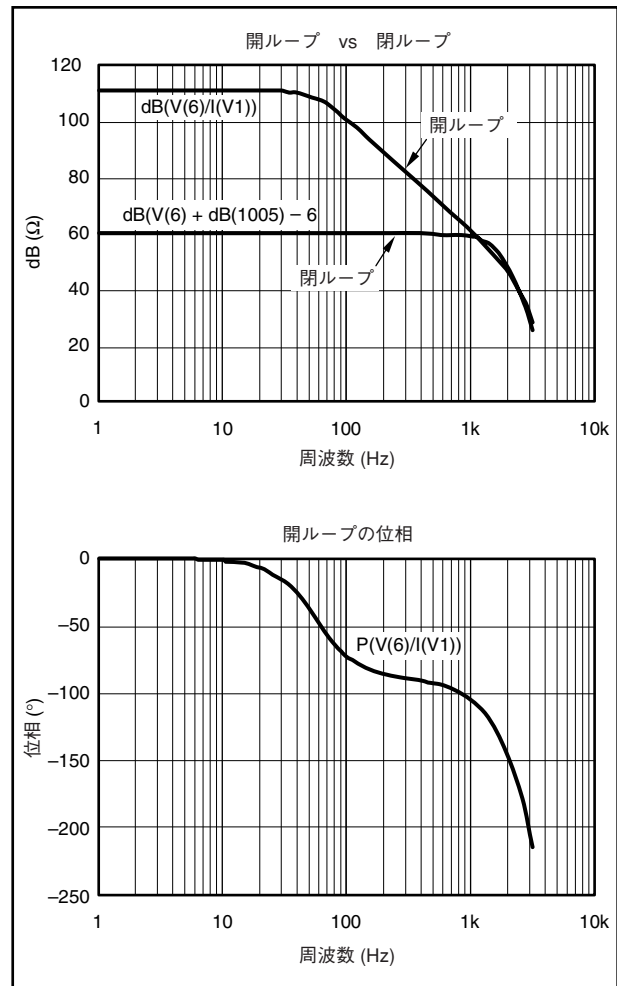


図 7. 開ループと閉ループの安定性プロット (OPA684用)

覚えておく必要があるのは、 Q が増加すると(あるいは
ピーキングが出現すると)、開ループおよび閉ループのクロ
スオーバー周波数(f_c)の交点を乗算する定数値 が変わるとい
うことです。したがって、-3dB 周波数とアンプの位相が測
定されるポイントもわずかに異なってきます。一般的な場
合(次数が異なる)には、正確な-3dB 周波数を決めるため
に表1に示す値で f_c を乗算できます。

フィルター次数	(定数)・ f_c
1	(1.57)・ f_c
2	(1.11)・ f_c
3	(1.05)・ f_c

表 1. フィルター次数

以前に開発したモデル用に二番目のキャパシタの値を見
つけるには、次の式を用います。

$$F_2 = 10 \cdot f_{-3db} \quad (22)$$

ここで F_2 は第二の極の周波数です。

CFB アンプは一般的に、低い値の帰還抵抗 R_F と共に設計されているということを念頭に置く必要があります。したがって、帰還抵抗を増加させると、開ループに対する閉ループの割合同様、帯域が減少します。設計された回路のノイズ全体を増加させるため、これはノイズにも影響します。安定性をわずかでも向上させるために R_F を使用することが望ましい場合もあります。ただし、設計が全体の目的に合っていることを証明するために、影響を受ける他のパラメータをチェックしておかなければならないことを忘れないでください。

4. 時間領域を周波数解析に関連付ける

測定にネットワーク・アナライザを使用しなければ、周波数応答を調べるのは難しい作業になります。たいていのラボラトリーではオシロスコープと信号発生器が利用可能なため、時間領域応答の測定の方が容易なことがよくあります。したがって、時間領域のステップ関数と周波数応答の関係を理解することは、高速アンプを評価する際に重要なツールとなります。実際には、上記のような相関関係はたいてい線形であり、シミュレーション等の特性付けの手段を通じて証明された設計を持っています。任意のアプリケーションでの安定性を決定する実現可能な方法のひとつは、測定可能な結果を出すのに十分なほど低い周波数の段階励起を適用することです。

高速アンプの設計と解析は、周波数ソースと時間領域ソースの両方を使用して行います。多様なアプリケーションのもとで正しく動作するように、各アンプはこれらの内部生成された非線形項用に最適化されます。しかし、珍しいことですが、アンプが容量性負荷・リアクティブ帰還ネットワーク・複合入力ソース・電源コードのインダクタンス等を駆動している時に、アンプ本来の安定性のマージン(余裕)が劣化して望ましくない結果が生じる可能性があります。この点で、回路の安定性を検証する必要があります。

本アプリケーション・レポートでは、周波数応答プロットの共振ピーキング M_R を「低周波数ゲイン(単位: dB)からのピーキングの量」として定義します。これは通常、ネットワーク・アナライザを使って測定します。この数字はQ、つまり減衰係数とも関連しています。表2では、度数で表される任意の位相マージン(ϕ_M)について、周波数ピーキング(M_R)の時間領域オーバーシュートに対する関係をQ(減衰係数)の関数として示しています。

閉ループ・ゲインの2次演算の相関安定性は、下の式に基づいています。

$$G = \frac{G_1}{1 + \frac{s}{Q\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \tag{23}$$

$s = j\omega$, $\omega = 2\pi f$, $G =$ 出力, $G_1 =$ 入力, $\omega_n =$ 関心の対象となる自然周波数であり、Qは共振ピーキング M_R (dB)で提供されるピーキングの量です。(M_R は図9に示す通りに定義されます。)

位相マージン (ϕ_M)	共振ピーキング (M_R)	相関オーバーシュート (A_P)	Q	正規化共振周波数 (F_R/F_C)	オーバーシュートの正規化時間 ($\omega_C t_{P1}$)
90°	-	-	0.00	-	-
85°	-	-	0.296	-	-
80°	-	-	0.423	-	-
75°	-	0.0%	0.527	-	9.96
70°	-	1.4%	0.623	-	5.27
65°	0.0dB	4.7%	0.717	0.168	4.38
60°	0.3dB	8.8%	0.817	0.501	3.97
55°	0.8dB	13.3%	0.924	0.644	3.74
50°	1.5dB	18.1%	1.050	0.737	3.58
45°	2.3dB	23.3%	1.190	0.804	3.46
40°	3.3dB	28.9%	1.362	0.855	3.38
35°	4.4dB	35.0%	1.577	0.894	3.31
30°	5.7dB	41.6%	1.859	0.925	3.26
25°	7.3dB	48.9%	2.252	0.949	3.22
20°	9.2dB	56.9%	2.841	0.969	3.19
15°	11.7dB	65.9%	3.788	0.982	3.17
10°	15.2dB	75.9%	5.747	0.992	3.15
5°	21.2dB	87.2%	11.364	0.998	3.14
0°	∞	100%	∞	1	π

表 2. 2次システムの安定性

図8に示すように、「ピーキングとオーバーシュート vs ϕ_M 」をプロットして生成する曲線により、2つの測定システムの間を抽出できます。これらの曲線をプロットするための式は以下の通りです。

$$\text{Peaking(dB)} = M_F = 20 \cdot \text{Log} \left[\frac{Q}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}} \right] \quad (24)$$

$$\phi_M = 90^\circ - \arctan \left[\frac{Q}{\sqrt{\sqrt{\left(\frac{1}{Q^4}\right) + 1} + \frac{1}{Q^2}}} \right] \quad (25)$$

$$\frac{V_O(t)}{V_i} = A_P = \left[1 - \frac{e^{-\omega_n \cdot t}}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}} \cdot \sin \left[\omega_n \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \cdot t + \arccos \left(\frac{1}{2Q} \right) \right] \right] \times 100 \quad (26)$$

相関オーバーシュート曲線は、任意の位相マージンのオーバーシュート量予測に使用できる多項式で近似します。相関オーバーシュートについては、プロットラインの式は次のようになります。

$$y = -1^{-06x^3} + 0.0002x^2 - 0.0258x + 0.9965 \quad (27)$$

これで、位相マージンの任意の値について、オーバーシュートの量 (y) を計算できます。

図9に示すようにQの量が増加するほど、周波数応答のピーキングも大きくなります。周波数応答のピーキングが10dBより大きくなると、ステップ関数が入力に適用された場合、アンプの安定性はごくわずかになり、発振が起こる可能性があります。

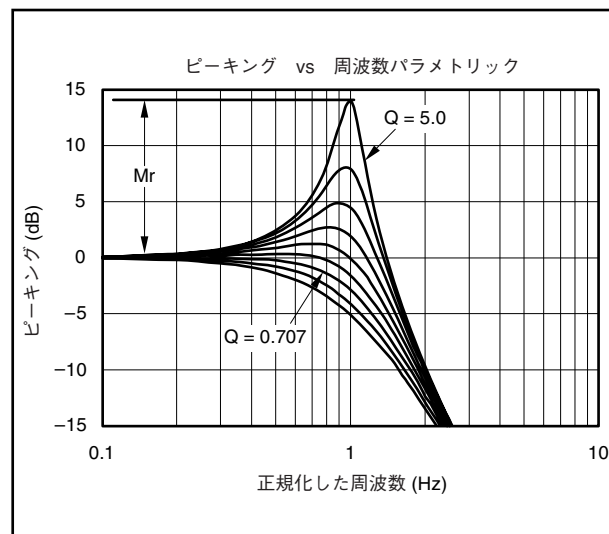


図9. 周波数ピーキング vs Q

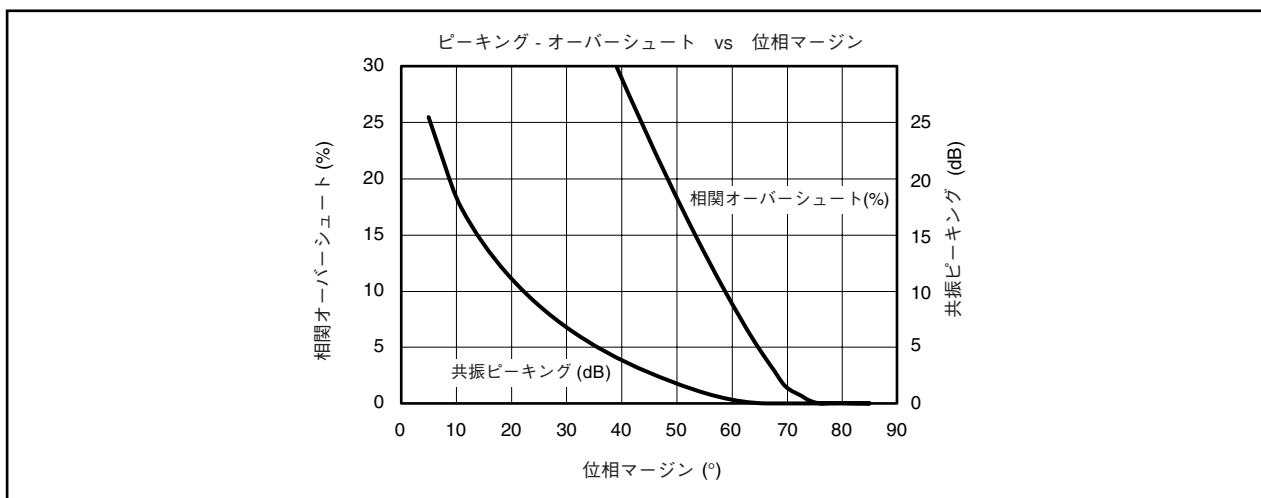


図8. ピーキング-オーバーシュート vs 位相マージン

図10では、時間領域アプリケーションにとってできるだけ速い立ち上がり/立ち下がりエッジが必要になっています。この場合に関しては、Qが少しでも高い方が望ましいです。

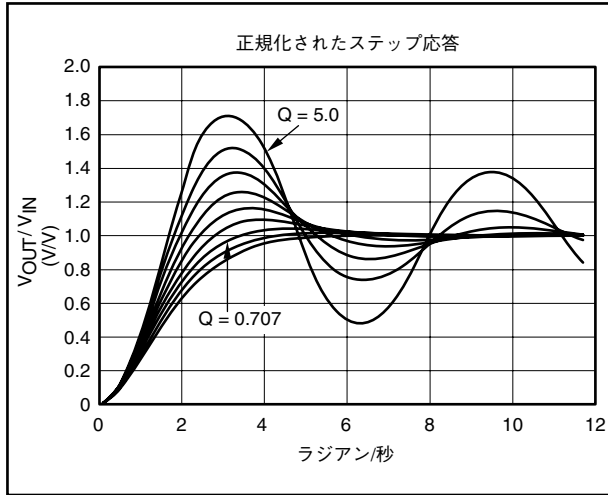


図 10. QにおけるDeltaの変化の時間ステップ

5. CFBアンプとノイズ

アンプを使用する際に安定性と同じくらい重要なのが、「アンプが信号に加算するノイズの量はどのくらいになるか」という問題です。ノイズ解析の方法はVFBアンプでもCFBアンプでも同じですが、CFBアンプの場合、選択や設計の過程でよく見落とされる不等価の入力電流ノイズ項という要素があります。この見落としは、設計をよりシンプルにするために任意の電圧帰還を選択して、高い値の外部コンポーネントを選択する傾向が設計者にあり、結果的にさらにノイズを回路設計に加えてしまうために起こります。アンプのトポロジーについて理解すれば、低ノイズの回路を設計に役立つ可能性があります。低い値の抵抗を最初に選択すると、回路全体のノイズに追加される熱雑音を確実に低くできます。ノイズ源は複数存在するため、個々の寄与は図11の回路図に示すように別々に合計されます。

さらにノイズは電力という点からも表現されるため、ノイズ項は各項の二乗を合計して加算することも可能です。非反転入力と反転入力の場合は、寄与がノイズ全体に個別に加算されます。CFBアンプの場合、 R_F の値が大きいほど熱雑音が増加するだけでなく、電流ノイズ項 I_{bi} によってノイズ全体も増加します。これは非反転入力項についても同様です。非反転入力項は R_{in} と I_{bn} に依存するためです。したがって、抵抗値を低くすることはノイズ項全体を減らすことにもなります。

$$e_{NO}^2 = \left[e_{ni}^2 + (i_{bn} R_{in})^2 + 4kTR_{in} \right] \cdot NG^2 + \left[(i_{bi} R_F)^2 + (4kTR_F) \cdot NG \right] \quad (28)$$

$$e_{RT} = \sqrt{4kTR(BW)} \quad (29)$$

ここで、

k = ボルツマン定数 = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$

T = $^\circ\text{Kelvin}$

R = 抵抗

$4kT = T = 290^\circ\text{K}$ の時 16×10^{-21} ジュール

BW = 信号経路または測定システムの帯域。ある抵抗が生成するノイズ量がどのくらいになるかの例として、 $1k\Omega$ 抵抗の場合を計算すると、次のノイズ値が得られます。

$$e_{RT} = \frac{4.0nV}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

これは、帯域が室温で1Hzの場合です。

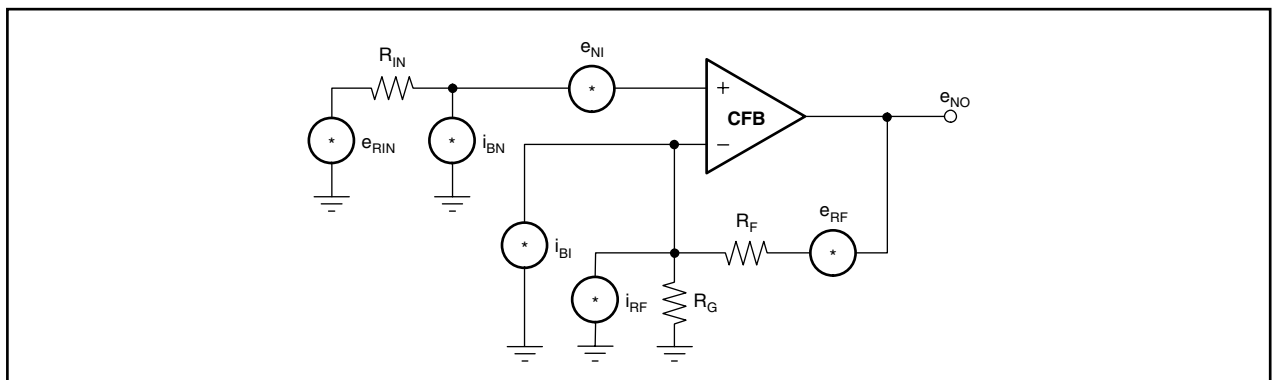


図 11. CFBのノイズ・モデル

ただし、この選択を実行することは見かけほど簡単ではありません。出力駆動能力、また場合によっては歪み仕様(パフォーマンス向上のためにより大きな負荷を必要とする)が原因で、多くのアンプでは選択できる抵抗値が限られています。したがって、アンプの出力ピンから見た負荷は、出力ピンに接続された実際の負荷と並行する帰還成分の組合せになります。この特徴は、アンプの出力電流および電圧スイングの限度に注意を払う必要があることを示しています。

どのようなアンプ設計においても重要なのは、アンプのノイズが e_{in} 項または電圧ノイズのみの結果となるように、個々のノイズ値と成分を十分小さくすることです。

$$\frac{e_{NO}}{NG} = e_{in\ Total} = \sqrt{\left[e_{ni}^2 + (i_{bn}R_{in})^2 + 4kTR_{in} \right] + \left[\frac{(i_{bi}R_F)^2}{NG^2} + \frac{4kTR_F}{NG} \right]} \quad (30)$$

前の出力ノイズ式を入力基準ノイズ式に変えることにより、主な成分を明確にしやすくなります。 R_{in} と I_{bn} が小さい場合、これらの項は無視できます。アンプのゲインを大きくすると、最後の2項の寄与の大きさが低く抑えられ、 e_{ni} だけが残ります。CFBアンプの場合は(VFBアンプ同様)、反転状態のアンプを非反転状態に対して使用すると、非反転ピンが接地されていれば、 I_{bn} と R_{in} 両方を取り除くことによりノイズ全体を少なくできます。図12は、ゲインで乗算した総入力基準ノイズのプロットです。全てのノイズが加算され、入力基準になっている場合、低ゲインの方が高ノイズになり、高ゲインでの最低閾値に近づくことに注意してください。

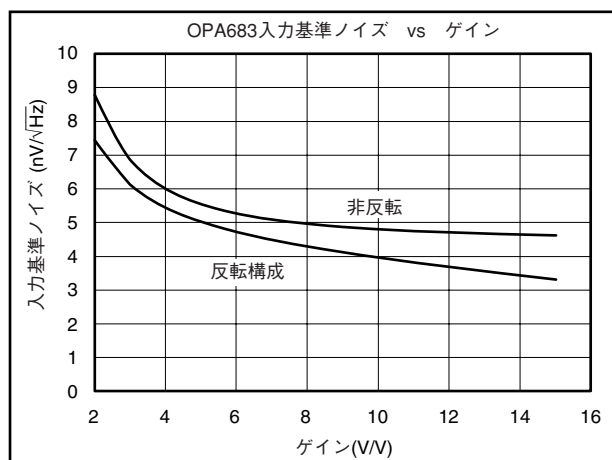


図 12. ノイズのプロット vs ゲイン (OPA683)

6. PCBと複合負荷に起因する外部寄生成分

アンプの安定性は帰還抵抗によって決まるため、CFBアンプの帰還構成には必ず制限があります。ただし、微分、フィルタリング用ゲイン・ブロック、特定負荷の駆動といった回路構成は、CFBアンプでも等しく良好に動作します。

プリント回路基板(PCB)上にコンポーネント(成分)をレイアウトすると、ボードが寄生の影響を受けるようになり、パフォーマンスが変わるほどCFBオペアンプの位相マージンが移動することも珍しくありません。この問題を解決する方法のひとつは、CFBアンプのベンダーの提供する評価ボードレイアウトに従うことです。二番目の方法は、既存のPCBの特に重要な配線を測定し、各寄生成分値同士をシミュレーション上で加算し、アンプの位相マージンを再調整することです。配線値の測定については、SBOA094のアプリケーション・レポート「高速アナログ設計でのボード寄生成分の測定」で述べています(www.ti.comからダウンロードで入手可能)。

例えば、非反転入力上の接地基準の小静電容量(キャパシタンス)は、時間領域プロットのピーキングを大幅に変える可能性があります。図13の回路に示すOPA695はゲイン2ですが、反転入力上に接地基準のキャパシタンスが付いています。

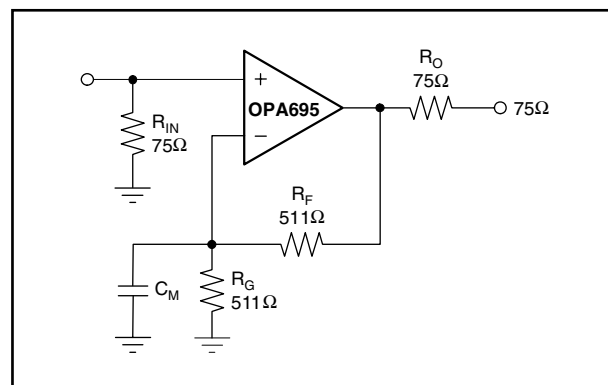


図 13. 反転入力上の寄生キャパシタンス

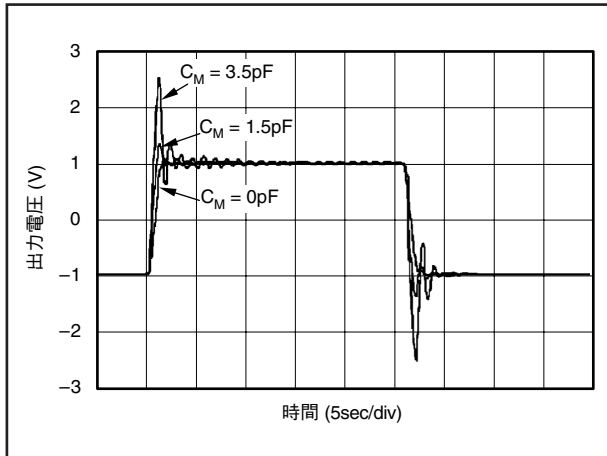


図 14. OPA695のステップ関数

帰還抵抗 R_F と R_G 用の配線をグランド・プレーン(またはパワー・プレーン)の広範囲に渡って行くと、反転ピンで不要なキャパシタンスが生成されます。この望ましくないキャパシタンスは次に、図14の時間領域プロットに示すように、アンプの安定性に影響を与えます。

この影響を回避する方法のひとつは、特に重要な信号配線と並行している可能性のあるパワープレーンとグランドプレーンをすべて除去することです。(他の方法については、評価ボードとレイアウトの説明書を参照してください) 高速アンプが不安定になる最も大きな原因のひとつは、電源ピンのデカップリングが適切でないことです。アンプのピンから電源に向かって見た場合のインダクタンス量は、信号のハイインピーダンス帰還パスを増加させます。また、最良の帰還パスは負荷から電源ピンへの最も低インダクタンスのパスであることを覚えておいてください。任意の推奨デカップリング・キャパシタをアンプの電源ピンのすぐ外に置くことは高速設計では必須であり、信号経路のリターン用のショートを提供します。

この回路を最適化するもうひとつの方法は、帰還抵抗を調整することです。前述の手順を利用して、ユーザーがストレー・キャパシタンスを組み込み、追加の位相マージン用に帰還抵抗値を増やすことができます。これは、閉ループを開ループの比率まで低くし、ノイズをわずかに増やし、最終的に帯域を引き渡すことによって可能になります。

7. 外部回路

微分回路はよく知られている回路設計ですが、位相マージンを正しく調整するためには、CFBアンプを使用する際に回路を解析する必要があります。図15に示した典型的な微分回路のトポロジーでは、 R_G の代わりにキャパシタを置いてあります。

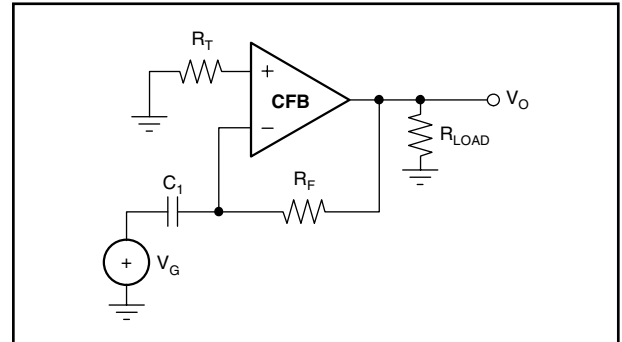


図 15. 微分回路のCFBオペアンプ

伝達関数は次のようにシンプルなものです。

$$V_O = -C_1 \cdot R_F \frac{dV_G}{dt} \tag{31}$$

しかし、この回路は次の周波数で発振することがよくあります。

$$f_D = \frac{1}{2\pi C_1 R_F} \tag{32}$$

これは微分回路に特徴的な周波数であり、帰還パスにある $R_F C_1$ のラグ・ネットワーク(積分回路)に対応します。微分回路は、下に示す減衰率を持つ、減衰の著しく不十分な動作回路として動作する傾向にあります。

$$Q = 1/2 \sqrt{\left(\frac{f_D}{f_t}\right)}$$

この回路の問題は、 Q が増加すると、アンプの0dBクロスオーバー・ポイント(交差点)で、アンプが安定するより前に位相ずれが発生するため、回路が f_c 周波数で発振してしまうことです。

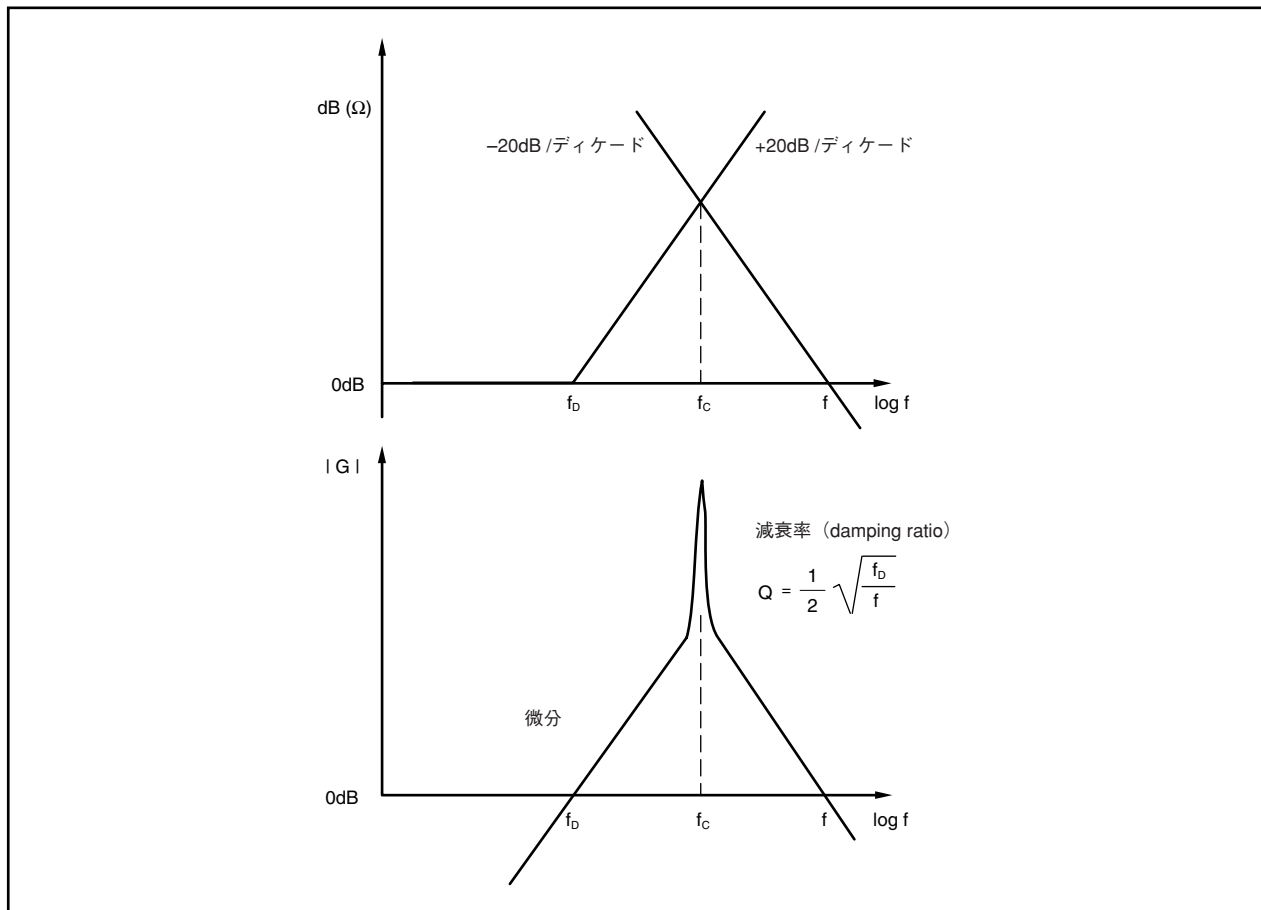


図 16. 微分回路の安定性のプロット

この問題の解決法は、抵抗 R_1 を挿入してゲインを制限することです。これで微分は、 R_F および R_1 抵抗とともに設定されたゲインによって制限されます。図17は、OPA684を使

用した、直列R抵抗のない微分回路の「時間-電圧」のプロットです。図の部分で、予期された通りに発振しています。

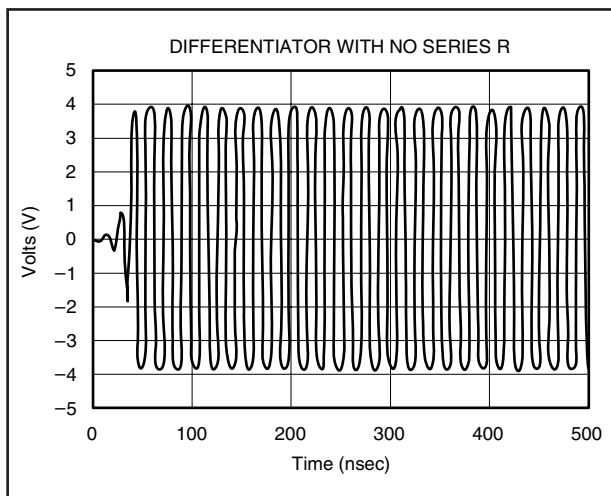


図 17. 発振しているCFB微分回路

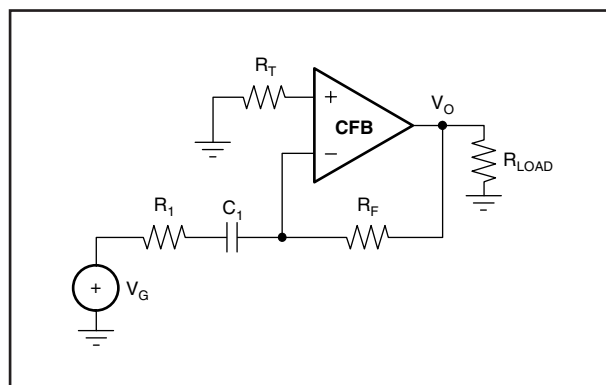


図 18. 安定しているCFB微分回路

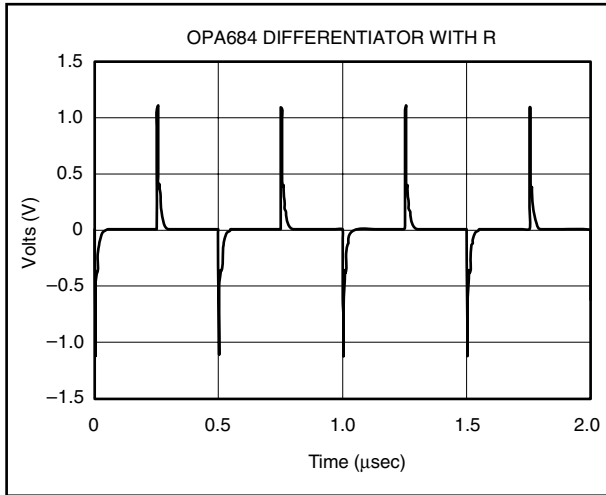


図 19. 正常な微分回路の時間領域プロット

CFBアンプでは、帰還回路を調整することによって設計が安定します。図20のプロットは、C1の値1000pF、R_Gの値20.48、帰還抵抗R_Fの値が1KのOPA684を示すものです。回路はf_c値で発振しています。帰還抵抗を5Kと10Kに増やすと、5Kでは過減衰の状態になりますが、10Kでは設計にとって最高の解決策となります。

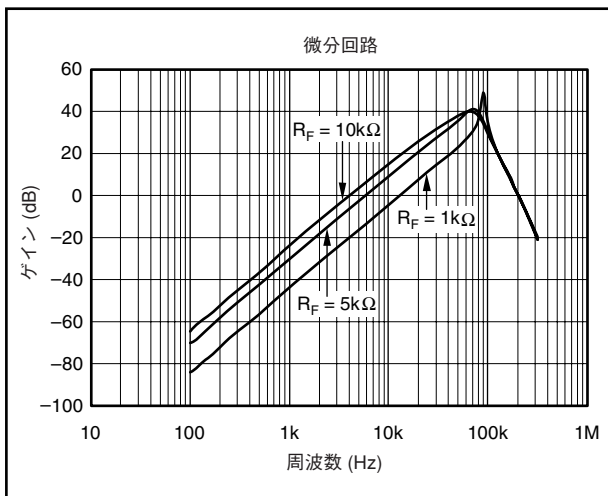


図 20. 周波数応答の微分回路

8. 容量性負荷の駆動

高速アンプに典型的なアプリケーションとしてもうひとつ、「容量性負荷の駆動」というものがあります。これらの負荷は、特性インピーダンスを伴うケーブルであることもあれば、PCB上の長い配線から来る容量性負荷のこともあります。アンプの出力でのキャパシタンスが組み込まれると、これまで記述した式は改変され、アンプの安定性が劇的に変化します。典型的な回路構成は下の図21のようになりますと思われる。

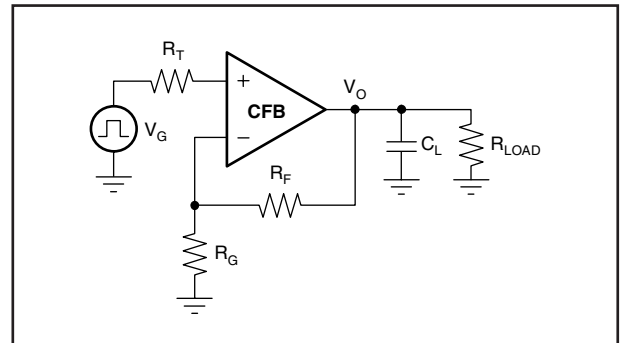


図 21. CFB駆動の容量性負荷

容量性負荷を駆動すると、図21の回路が発振またはリングングを起こすのが分かります。このリングングは、閉ループの安定性ポイントに対するキャパシタの影響によって生じた位相ずれに起因するものです。図22と式 (33) に示すとおり、閉ループの式は次の追加の極によって改変されます。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{NG}{1 + \frac{R_F}{Z(s)}} \cdot \frac{1}{C_L \frac{R}{a}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1+a}{RC_L}} \quad (33)$$

NG = 2の場合、式が意味するのは、「a = 1 であり、また各Rが互いに等しい」ということです。これはオーバーシュートが0%であるということに等しくなります。ノイズ・ゲインが変更されると、ステップ応答を最大にするために抵抗の比率を変更する必要があります。このシフトは、アンプの位相マージンがすでに負荷用に最適化されていることを前提とします。

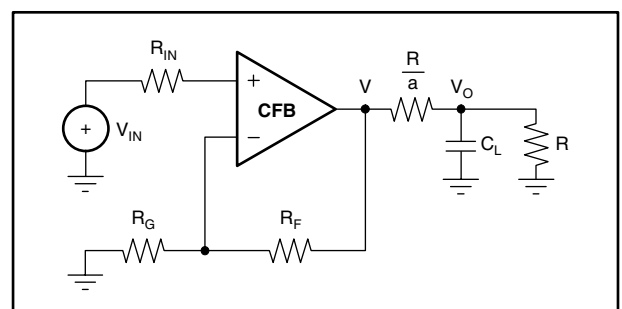


図 22. 容量性負荷駆動用の、安定化したCFB

9. 要約

CFBオペアンプは、標準的なVFBオペアンプが実装されるすべての回路アプリケーションに取って代われるわけではありません。ただしある一定のアプリケーションに関しては、ある特定の設計パラメータのセットを最適化するための自由度が、CFBを利用することでより高められます。例えば、セトリングが問題となっている時間領域では、CFBは、 R_F 抵抗を調整することにより、 R_g でゲインを別個に調整しながらもセトリング時間を最大限にすることがで

きます。高周波では信号のスイングが大きい場合の歪み仕様を達成するのが困難ですが、CFBアンプを使用すればVFBアンプの場合よりもうまくいきます。最後に、S/N比主導の設計については、CFBの使用を考慮することもできますが、極度に低ノイズのアプリケーションに関しては、通常はVFBアンプを選択した方が全体のノイズを最も低く抑えられます。

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといひます)及びTexas Instruments Incorporated(TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといひます)は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従ひまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間に取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従ひ販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従ひ合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えるとか、保証もしくは承認をすることを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション(例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの)に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2009, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。

弊社出荷梱包単位(外装から取り出された内装及び個装)又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で(導電性マットにアースをとったもの等)、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。

マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

温度: 0~40、相対湿度: 40~85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。(但し、結露しないこと。)

直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。

3. 防湿梱包

防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従ひ基板実装すること。

4. 機械的衝撃

梱包品(外装、内装、個装)及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。

5. 熱衝撃

はんだ付け時は、最低限260以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。(個別推奨条件がある時はそれに従うこと。)

6. 汚染

はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質(硫黄、塩素等ハロゲン)のある環境で保管・輸送しないこと。はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。(不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。)

以上