

フィードバック・プロットによるオペアンプのAC解析

オペアンプの閉ループAC性能の解析は、帯域幅および安定性の条件をオペアンプのゲインおよび位相応答の関数として示すフィードバック・プロットを利用すると簡単になります。このプロットは、雑音性能や各種回路(積分回路、フォトダイオード・アンプ、コンポジット・アンプ、アクティブ・フィードバック回路など)の特殊な帰還条件を考察する場合にも有効です。

ボード線図¹⁾を使用すると電圧増幅オペアンプ回路の帯域幅や周波数安定性を解析することができます。ボード線図は、オペアンプの伝達応答や潜在的な安定性を視覚的に表現します。また、応答曲線の延長線のインターセプトで回路の極やゼロの位置を決定します。

例えば、図1のボード線図は、開ループ・ゲインの大きさ($|A|$)の応答と帰還係数の逆数($1/\beta$)の相互作用を示しています。入力に帰還される出力の部分が β です。図1の帰還回路の分圧動作によって β の値が決まります。抵抗が適度な値の場合、 $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ になります。この非反転型の例では、帰還式 $A_{CL} = A / (1 + A\beta)$ が閉ループの電圧ゲインを決定します。 $A\beta$ はループ・ゲインです。ループ・ゲインが大きい場合、次式が成立します。

$$A_{CL} \approx 1/\beta = (R_1 + R_2) / R_1$$

$A\beta$ は、理想の閉ループを維持できるアンプのゲインを表します。ループ・ゲインが帰還の要求を満たせなくなると、閉ループ曲線は理想から外れます。ボード線図は、オペアンプのゲインの大きさの応答曲線とともに $1/\beta$ の曲線をプロットすることによって、この限界を視覚的に示します。 $1/\beta$ の直線は帰還の要求を表すため、この線がアンプのゲインより下側にある間は閉ループの要求が満たされます。条件が成立しなくなると、実際の応答がアンプの開ループ応答の低下に従って低下します。ほとんどのオペアンプの場合、ロールオフの低下速度は $-20\text{dB}/\text{DECADE}$ で、1つの極の応答になります。図1では、ゲインの大きさのプロット上の太線が、この閉ループ曲線を示します。

帯域幅を決定するインターセプト

基本的な電圧増幅アンプでは、極 f_p の位置が閉ループの帯域幅を決定します。この場合、1つの極のロールオフが、ゲインの大きさが 3dB 下がる点(低周波におけるレベルの0.707に相当)を決定します。ボード線図でこの点を見つ

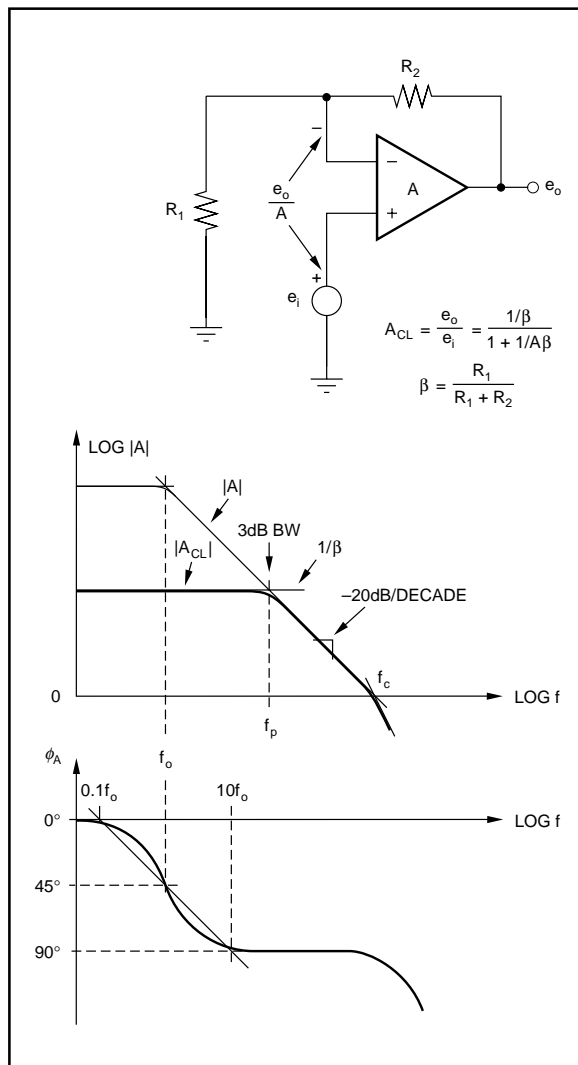


図1. この帰還解析は $1/\beta$ 曲線のループ条件の要約を示し、極、ゼロおよび位相シフトを決定します。

けるために、閉ループ・ゲインを次のように書き換えます。

$$A_{CL} = (1/\beta) / (1/A\beta + 1)$$

帯域幅によって決まるゲイン誤差は、分母の $1/A\beta$ の項によって生じます。図1の回路では β が一定のため、アンプのゲイン(A)がループ・ゲインの周波数依存性を決定します。

標準的オペアンプの場合、最初のブレイク周波数後のゲイン帯域幅積は一定で、 $A = jf_c / f = j|A|$ になります。ここ

で、 f_c はアンプのユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数です。この一般的な条件では、次式が成立します。

$$A_{CL} = (1/\beta) / (1 + 1/(j|A|\beta))$$

帯域幅は A_{CL} の絶対値(大きさ)で定義されます。

$$|A_{CL}| = (1/\beta) / \sqrt{(1 + 1/(|A|^2\beta^2))}$$

これは-3dBの点で次のようになります。

$$|A_{CL}| = 0.707(1/\beta) = (1/\beta) / \sqrt{2}$$

最後の2つの式を比較すると、-3dB帯域幅は $|A| = 1/\beta$ の時にすることがわかります。この一致は、ゲインがちょうど帰還の要求レベルまで低下したときに成立します。2つの関数と同じグラフ上にプロットすると、両者は2曲線が交わる点で等しくなります。このインターセプト点は、閉ループの極の位置を示し、電圧増幅アンプ回路の帯域幅を決定します。

インターセプトから予測される安定性

この重要なインターセプト点は、周波数安定性の条件を決定するのに有効な他の特性も示します。ゲイン - マグニチュードの傾きと $1/\beta$ の曲線に位相シフトを対応させることにより、このインターセプトのループ位相シフトを決定することができます。この場合も、インターセプトの重要性は閉ループ・ゲインの式 $A_{CL} = A/(1 + A\beta)$ から明らかです。 $A\beta$ が-1になった場合、閉ループ・ゲインは無限大になり、入力信号がなくても信号が出力される発振状態になります。 $A\beta$ の大きさは、インターセプトの点でのみ1になります。(A = 1/βになることがこの点であるため)。負の $A\beta$ は180°の位相シフトを示しています。

実用的なアナログ回路は、ほとんどすべてが最小位相推移システムです。このようなシステムの場合、左半平面のみに極とゼロが存在します。ゲイン - マグニチュード応答から直接位相シフトを読み取ることができます⁽²⁾。多くのオペアンプにはミラー位相補償によって生じる右平面のゼロもありますが、このゼロの影響はユニティ・ゲイン・クロスオーバー以下で抑止されます。最小位相システムの場合、1つの極は-20dB/ディケードの応答のロールオフと-90°の位相シフトを生じ、1つのゼロは同じ大きさで極性が反対の効果を生じます。極およびゼロが複数ある場合は、それぞれ同じ大きさの応答の傾きと位相システムが加算されます。

帰還の位相シフトと応答の傾きの関係を利用すると、重要なインターセプトにおけるその値をゲイン - マグニチュードおよび $1/\beta$ 曲線から決定することができます。図1の例では、インターセプトにおけるゲイン - マグニチュード曲線の傾きが-20dB/ディケード、 $1/\beta$ の曲線の傾きがゼロ、合計の帰還位相シフトが90°になっています。この状況では、発振が起こる180°まで90°の位相マージンがあります。インターセプトが開ループ応答のブレイク周波数からずっと離れているため、この例の解析を理解するのは容易です。インターセプトは、アンプの最初の極による完全な90°の位相シフトが生じてから、まだ第2の極の影響が全くない位置にあります。

位相マージンの近似

応答のインターセプトによるブレイクから1ディケード以内の範囲においては、位相シフトのボード近似は最大5.7°の誤差を持つ直線の傾きを示します⁽¹⁾。図1では、ブレイク周波数 f_0 より1ディケード低い 10° から位相システムの近似を開始します。ここからブレイク周波数の45°まで、次いでそれより1ディケード高い90°まで、対数スケールで直線的に上昇していきます。

この近似を使用すると、ループ・ゲイン - マグニチュードの安定性基準と位相シフトを接近の割合を指標として組み合わせることができます。傾きから位相シフトを計算するのではなく、この指標を直接傾きから求めることができます。接近の割合とは、ゲイン - マグニチュード曲線の傾斜と、それがインターセプトする $1/\beta$ 曲線との単純な差を指します。この差は、帰還ループ上の組み合わせられた位相シフトを反映します。図1の場合、接近の割合は20dB/ディケードで、安定な90°の位相シフトに対応します。

$1/\beta$ の曲線の傾きがゼロでなく、発振状態の180°の位相シフトを示す40dB/ディケードの接近の割合になる場合もあります。インターセプトが他のすべてのブレイク周波数から1ディケード以上離れている場合は、接近の割合が単独で安定性の正確な指標になります。その他の場合には、ボードの位相近似が接近の割合による結果を修正します。

帰還係数は電圧分割比

帰還の関係を使用して回路の解析を講 場合は、帰還回路を分離して考えることが必要です。この分離は、帰還回路のないアンプの特性であるオペアンプの開ループ・ゲインの性質も考慮する必要があります。個々の応答を決定するには、アンプと帰還回路の間の負荷の影響を考慮することが必要です⁽²⁾。2つの応答を同じグラフにプロットすれば、両者の相互作用を理解することができます。

図2は、 Z_1 および Z_2 によって決定される一般的な帰還条件を示します。図2aの式は、ループ・ゲインが高くインピーダンスが妥当な範囲にある回路の応答を直接決定しています。しかし、アンプの入力インピーダンスは帰還回路のシャントによってこれらの式の単純化された結果から変化します。この負荷の影響を帰還回路に含めると、 $1/\beta$ 解析を完全に行うためには、図2bを使用する必要があります。ここでは、オペアンプの入力抵抗(R_i)、差動入力容量(C_{id})および同相モード入力容量(C_{icm})がすべてインピーダンス Z_i をシャントしています。帰還インピーダンスの値が小さい場合を除き、解析にはこれらのアンプ特性を含めることが必要です。

アンプの非反転入力に直列のインピーダンスがある場合は、これも入力(C_{icm})容量のシャントの効果に加えることが必要です。これで、分圧動作から帰還係数 e_i/e_o を求めることができます。 $1/\beta$ の曲線の場合、この結果は反転され、コンピュータ・シミュレーションにより対数形式で単に $V_{DB}(o) - V_{DB}(i)$ として求めることができます。

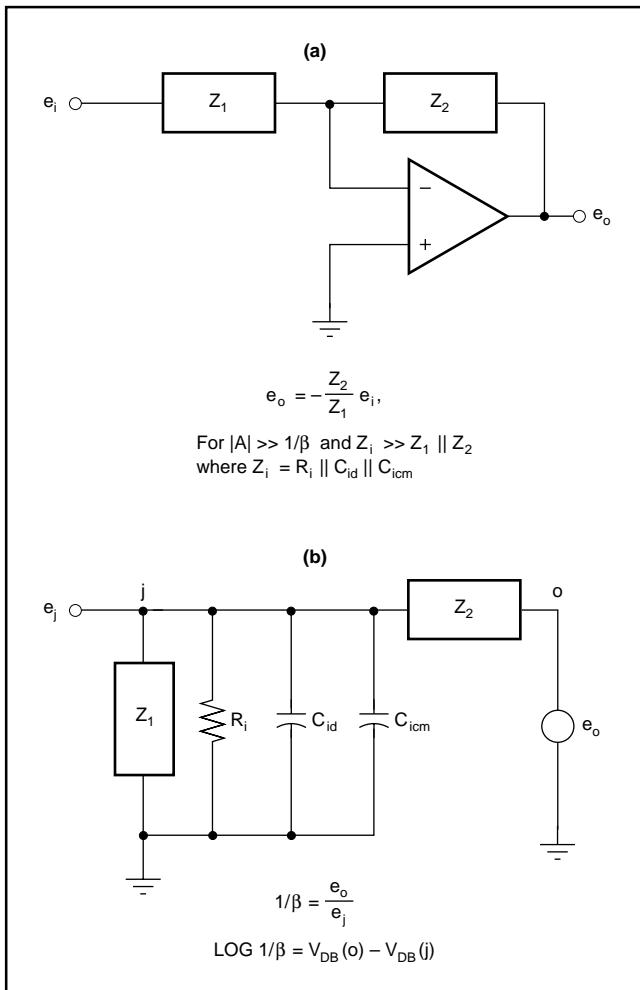


図2. 帰還回路とアンプの入力のシャントの影響を表す分圧回路 (b)を描いて、一般化された回路(a)の $1/\beta$ 曲線を決定することができます。アンプのゲイン・マグニチュード応答のプロットにこの曲線を追加することにより、重要なインターセプトの特性を表示し、以後の帰還の解釈に利用することができます。

ノイズ・ゲインと $1/\beta$

$1/\beta$ 曲線は、オペアンプの応答の全域にわたる性能の情報も提供します。例えば、ゲイン精度対周波数や最終的な帯域幅の限界を示すループ・ゲインを表示します。また、 $1/\beta$ 曲線は、回路の信号帯域幅とノイズ帯域幅が異なる可能性があることも示します。前述の帰還回路の解析では、図示のオペアンプが反転モードであっても、 Z_1 を非反転型オペアンプ構成のようにグランドに戻していることに注意して下さい。ノイズと信号の帯域幅の違いの基礎にあるのはノイズ・ゲインの概念です。これは、一般的なオペアンプのアプリケーションで問題になることがあります。

どんな帰還回路でも、反転構成と非反転構成では大きさと符号が異なる信号ゲインが生じます。しかし、帰還条件は同じです。どちらの場合も、帰還解析はオペアンプの入力間に発生するゲイン誤差電圧を考慮しなければなりません。この誤差信号は非反転接続によるアンプ・ゲインにより増幅され、この様子はスーパーポジション(重ね合わせ)解析により観測することができます。アンプの入力とグランド間に重ね合わされた信号は、非反転構成を形成します。

同じ条件がオペアンプの入力電圧ノイズについても成立するため、結果として $1/\beta$ 曲線がノイズ・ゲイン特性になります。実際には、ゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトまで、ノイズ・ゲインと $1/\beta$ 曲線は同じです。その後、ノイズ・ゲインはアンプの開ループ応答とともにロールオフするのに対して、 $1/\beta$ 曲線はその軌跡を継続します。非反転型電圧アンプでは、ノイズ・ゲインと開ループ・ゲイン A_{CL} が同じになります。

ノイズ帯域幅

反転型構成では、この対応が成立せず、ノイズをフィルタリングしようとするときしばしば驚くようなことが起こります。帰還抵抗のバイパスがよく行われる反転アンプの最も単純なケースで反転の関係を説明します(図3)。帰還抵抗のバイパスは、ノイズ帯域幅の制限を目的とするもので、実際に入力信号として現れるノイズを除去します。しかし、この回路はオペアンプの帯域幅全体にわたりアンプのノイズを通過させます。 C_f を含めたオペアンプの e_o/e_i 応答によるロールオフ特性により、 R_f を通して印加された信号はシャントされます。オペアンプの雑音電圧 e_n に対して、 C_f はボルテージ・フォロウのユニティの帰還を与えるにすぎません。ノイズ・ゲインはユニティに低下しますが、オペアンプの開ループ・ロールオフまでこのレベルを継続します。このように $1/\beta$ が水平になることは、回路のゲインがアンプの応答よりずっと低い位置でロールオフしても、オペアンプがユニティ・ゲインで安定な理由も示しています。 $1/\beta$ ユニティ・ゲイン軸に従う場合、重要なインターセプトは f_c で生じます。

継続されたノイズ・ゲインは、低レベルにあってもアンプ帯域幅の大部分をカバーするため、出力雑音を大幅に増加させます。例えば、図の2MHzパー・ブラウンOPA111を使用し、2kHzのロールオフが得られるように C_f を選択した場合、目的とするシステム応答に収まるのはアンプ帯域幅のわずか0.1%です。周波数軸が対数目盛のために錯覚しがちですが、帯域幅の残り99.9%は依然としてアンプの電圧雑音に対しては有効です。初期ゲインが10の場合、このアンプが発生する出力雑音は帯域幅の効果によって2倍以上になります。多くのアクティブ・フィルタ構成が同じ制約を受けます。

過大なノイズ帯域幅を避ける唯一の方法は、オペアンプの周波数レンジを制限することです。これにより、雑音応答の制御が $1/\beta$ 曲線からアンプのロールオフに替わります。オペアンプに外部位相補償の機能がある場合、この制御は簡単で、信号および雑音から同様に帯域幅を狭めることができます。

しかし、ほとんどのオペアンプには外部位相補償の機能がないため、帰還ループ内のパッシブ・フィルタがより一般的な解決策になります⁽³⁾。このようなフィルタでは、接地された容量性シャントをアンプの後の帰還ループ内に挿入します。

帰還プロットを使用すると積分回路の拡張されたノイズ帯域幅を示すこともできます。しかし、より重要なことは、曲線が積分器をベースとする計測器のダイナミック・レンジの限界を示すことです。図4では、積分回路の $1/\beta$ 曲線がユニティ・ゲインの直線で水平になり、オペアンプがロールオフする位置までノイズ・ゲインを継続します。積分器では、低周波で増加するゲインのため、この動作の雑音効果はずっと小さいことに注意して下さい。一般に、1kHzまたはさらに高い周波数まで動作するように設計された積分器は、追加されたノイズ帯域幅の影響を受けません。

しかし、積分器の帰還プロットは、2つの重要なインターセプトを含む固有の帯域幅の限界を示します。1/β曲線は、高周波側だけでなく低周波側でもゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトを持ちます。各インターセプトは、帰還をサポートできるアンプ・ゲインがないために、理想の応答から外れることを示します。高周波側では、1/β曲線とノイズ・ゲインは水平になり、A_{CL}はループ・ゲインが継続する限り継続します。次に、1/βは、ノイズ・ゲインがロールオフするf_cでゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトを持ちます。

このインターセプトは、積分器の応答の高周波の3dB点で、通常は下向きではなく上向きにロールします。この領域で応答が上向きになるのは、ループ制御がない帰還素子による信号フィードスルーのためです。低周波では、増大するゲインの要求は、オペアンプのDCゲインの限界に達します。このインターセプトは、積分器の応答の第2の3dB点で、正確な性能が得られるレンジを設定します。どちらのインターセプトも、安定な動作を示す20dB/ディケードの接近の割合を持ちます。

積分器の2つの帯域幅の限界

デュアル・スロープ型A/DおよびV/Fコンバータの有効なダイナミック・レンジは、積分器の応答の2つのリミットの間にあります。

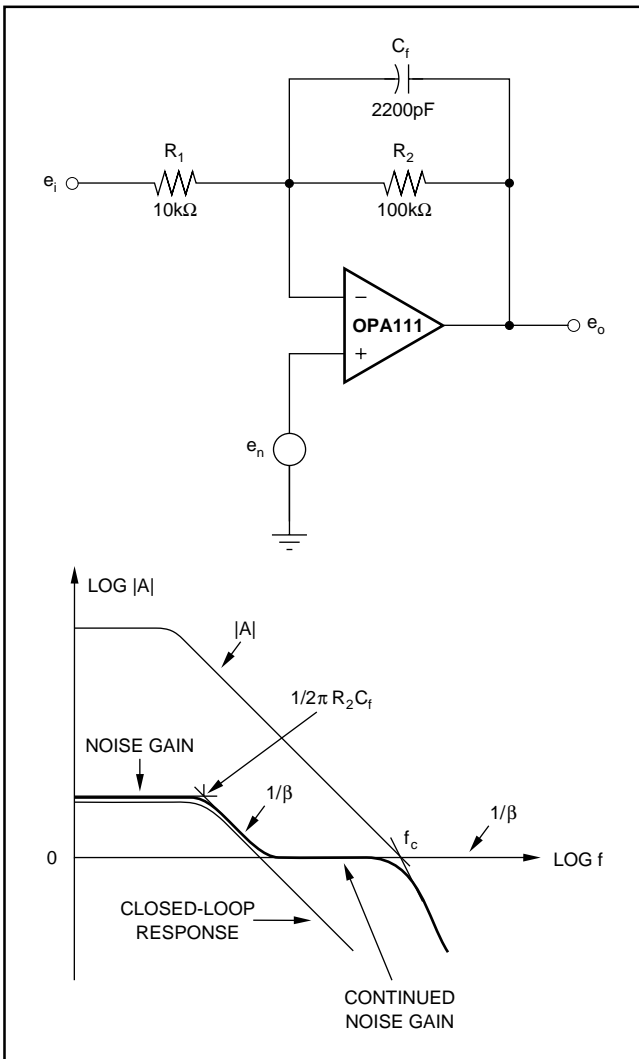


図3. 閉ループ・ゲインとノイズ・ゲインの違いが強調されています。この反転オペアンプ構成は、アンプの雑音に対して有効な拡張された帯域幅を示します。

ます。ゲイン誤差がこのダイナミック・レンジを制限します。プロットは、この誤差をグラフ的に表します。ゲイン誤差は、回路のループ・ゲインまたはアンプの開ループ・ゲインと1/βの帰還要求の差と逆の関係にあります。応答プロットでは、ループ・ゲインは2曲線間の垂直距離になります。図4の積分器の場合、この分離は1/βがユニティ・ゲイン軸に達してから減少し、最終的にf_cでゼロになります。ゲイン誤差は、破線で延長した理想の積分器の応答と実際のA_{CL}の応答の間の距離になります。大信号が高周波に対応する積分型A/Dコンバータでは、この距離が大信号の限界になります。

コンバータのレンジの反対側では、低レベル信号が低周波の積分回路の動作を要求しますが、これにも同様の限界があります。オペアンプの最初の極の周波数f_o以下では、1/βとゲイン・マグニチュード曲線間の分離が再び小さくなり、ループ・ゲインの減少を示します。さらに低い周波数では、1/β曲線が最終的にオペアンプのDCゲイン・レベルと交差し、実際の応答が再び平坦になります。積分型A/Dコンバータの場合、この動作がf_cから低い方のインターセプトまで、3dB以内の精度を持つ性能の範囲を決定します。ダイナミック・レンジを拡張するには、積分器の時定数を低くするかDCゲインを上げることによって低いほうのインターセプトを下へ移動します。

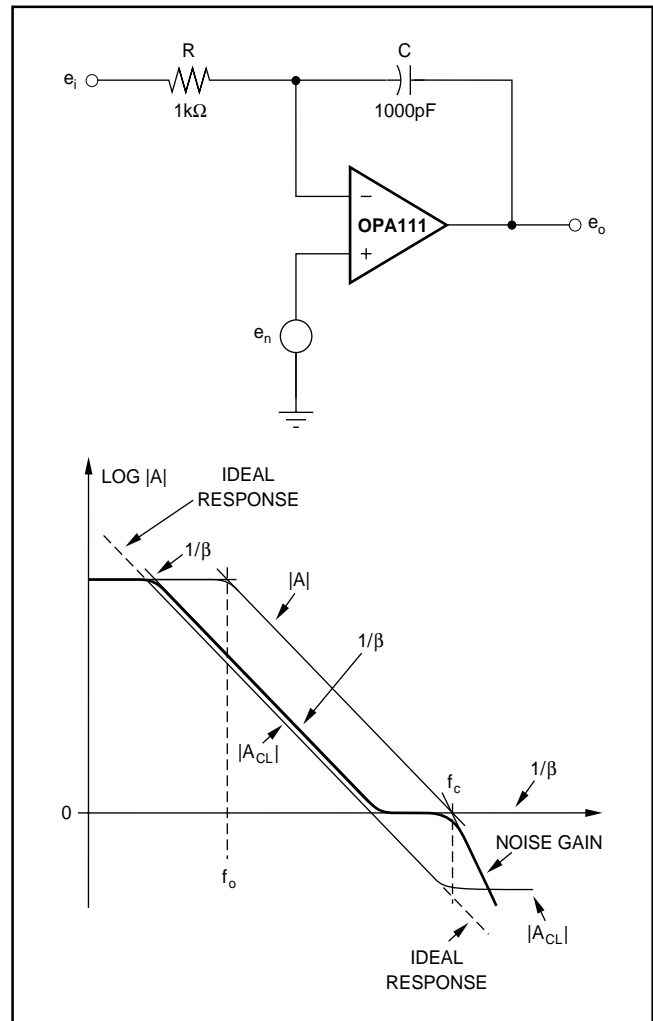


図4. 積分器の1/β曲線は、ゲイン・マグニチュード応答に対して上下の2点のインターセプトを持ち、積分回路のダイナミック・レンジを決定します。

積分器の固有のループ・ゲイン条件から、高精度なダイナミック・レンジが得られます。積分器のループ・ゲインは、 f_0 からユニティ・ゲインの交差まで一定です。この範囲のゲイン誤差は、ゲインの大きさと $1/\beta$ 曲線との一様な分離で示されている通り、一定です。回路が安定な範囲で帰還回路を調整することによりゲイン精度を上げ、このような誤差を補償することができます。この制限により、限定されたダイナミック・レンジを0.01%のレベルまで調整できます。オペアンプOPA111と100kHzの積分器のクロスオーバー周波数の場合、この高精度なダイナミック・レンジは100,000 : 1のスパンを持ちます。

入力容量が $1/\beta$ を変化させます

前述の反転回路と積分器の説明では、アンプの入力シャントから独立した帰還回路を考察しました。技術者はよくこの単純化を使用しますが、その結果はしばしば予想外のものになります。帰還係数のために、帰還抵抗の値が大きいオペアンプを初めて使用するユーザは、ほとんどが応答曲線に驚かされます。過渡応答のリングングや発振が起こることもあります。一般的対処法は、帰還抵抗の容量性バイパスです。 $1/\beta$ 曲線は、問題を明らかにし、バイパス・コンデンサを選択する目安になります。

問題の基礎にあるのは、オペアンプの入力容量が帰還係数に及ぼす影響です。この容量を帰還抵抗で形成される分圧回路に含めることにより、図5の $1/\beta$ 曲線の結果が得られます。この曲線は高周波で上昇して、接近の割合を増大させ、詳細な安定性の解析が必要であることを示します。位相マージンは $1/\beta$ の上昇につれて減少し、 $1/\beta$ の上昇スパンが1デケードの周波数にわたる場合、限界でゼロになります。一般に、スパンはこれよりずっと小さく、ボード位相近似で実際の条件が評価されます。帰還係数への影響を最小限に抑える要点は、OPA128デバイスの小さい入力FETが持つ低入力容量です。合計の入力容量は3pFで、2つの抵抗の並列な組み合わせが50k Ω に達するまで応答に影響しません。

R_2 の容量性バイパスは、高周波の帰還を増大させ、 $1/\beta$ 曲線を水平にすることによって C_{ia} のシャントと反対の動作をします。このコンデンサの選択は、図6のフォトダイオード・アンプでよく説明されます。このアプリケーションの不明な帯域幅は、1つの式に還元することができます。回路は、最大20,000pFまでの入力のダイオード容量と競合します。その結果、 $1/\beta$ 曲線のブレイクが一般にインターセプトから遠く離れ、位相シフト近似の調整なしで接近の割合による解析が正確になります。

残念ながら、図6の回路の帯域幅は、その関数のため不明になります。関数が単純な電圧ゲインではなく、電流 - 電圧変換であるため、ゲイン - マグニチュード応答に信号 - ゲイン曲線を描いて帯域幅を評価することができません。回路を調べてその帯域幅の限界を探すと、固有のブレイク周波数だけが帰還抵抗と入力回路の容量のものであることがわかります。しかし、 $1/\beta$ 曲線をプロットすると、ブレイク周波数 f_b を大きく超えてもループ・ゲインが理想の帰還条件を維持することがわかります。

R_f の出力と入力の直接接続のため、最初のうち $1/\beta$ 曲線はユニティで平坦になります。帰還が C_D および C_{ia} によってシャントされるようになると、 $1/\beta$ は20dB/デケードの割合で上昇します。2つの領域間の遷移は、次の周波数で起こります。

$$f_b \approx 1/2\pi R_f (C_D + C_{ia})$$

ここで、 $C_{ia} = C_{id} + C_{icm}$ です。

ゲイン - マグニチュード曲線とのインターセプトは、ノイズ・ゲインの応答の上昇の終点になります。この曲線は-20dB/デケードの傾きを持つため、補償しない場合、インターセプトにおける接近の割合は40dB/デケードになります。したがって、プロットはそのインターセプトの周波数 f_p において2つの極を示します。このインターセプトは、もはや帰還係数の要求を満たすだけの十分なアンプ・ゲインがない点で、オペアンプの関数とは独立した応答のロールオフを示します。どんなアンプの関数もここで接近の割合と等しい傾きでロールオフします。

補償はインターセプトでブレイクします

接近の割合が40dB/デケードであるため、インターセプトの位相シフトを調べて安定性のために必要な位相補償を決定することが必要です。各ブレイク周波数がインターセプトからずっと離れている時、接近の割合は補償していないループの180°の位相シフトを正確に反映します。発振を防止して良好なダンピング特性を得るには、この位相シフトを $1/\beta$ 曲線のロールオフを通じて45°以上減少させることが必要です。

ボード位相近似によれば、この位相シフトはブレイク周波数における位相の量になります。インターセプトの周波数 f_p で R_f でブレイクする C_f を選択すると、45°の位相マージンが生じます。この位相条件には信号応答の3dBピークがあり、これが2極応答で-3dB帯域幅を $1.4f_p$ まで移動させます。図示のOPA111と帰還素子の場合、3dB応答が48kHzまで拡張されます。(この解析は低容量

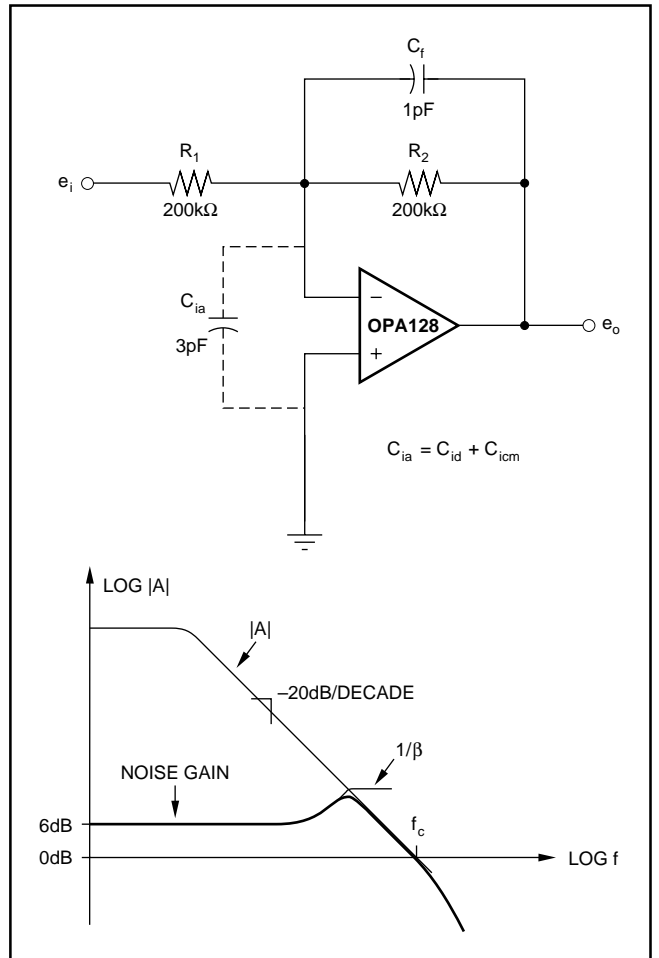


図5. 大きい帰還抵抗とオペアンプの入力容量の作用により、 $1/\beta$ 曲線から予測されるピーキング効果が生じます。

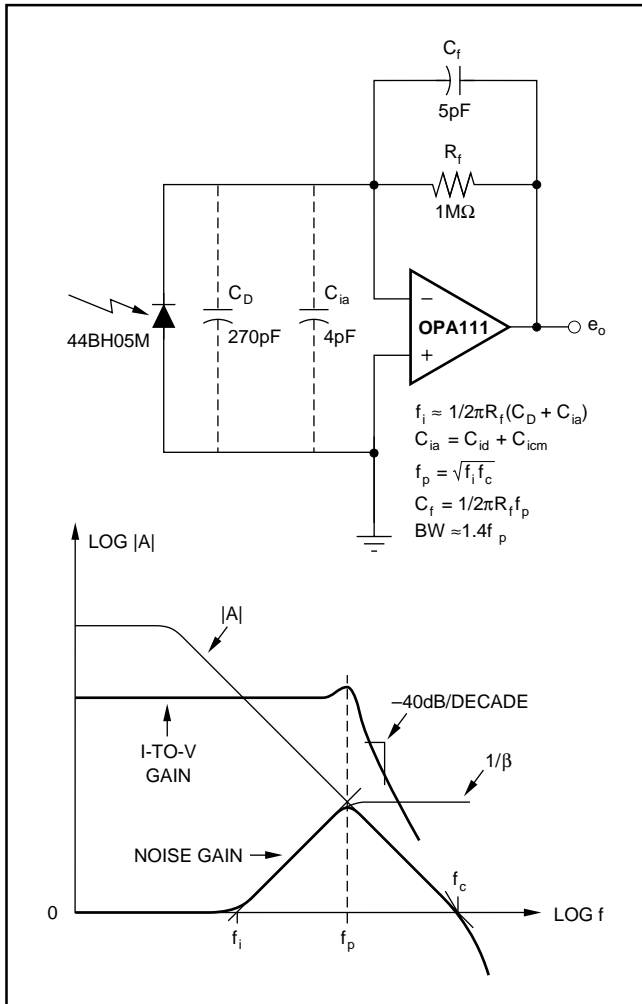


図6. フォトダイオード・アンプの電圧関数では帯域幅と安定性が不明になりますが、帰還ループの条件を利用して性能を決定することができます。

のレベルに拡張することができます。上記の一般的な解決策は、図5の帰還抵抗が大きい場合にも十分に適用できます。)

インターセプトの周波数で C_f が R_f でブレイクする限り、 $1/\beta$ の上昇による位相シフトは 45° 以上になりません。オペアンプの位相シフトが 90° の範囲では、この上昇でも安定な 45° の位相マージンが残ります。オペアンプがクロスオーバー周波数 f_c に接近すると、その位相シフトの寄与は 135° に近付きます。しかし、 f_c 近傍のインターセプトは短期間の $1/\beta$ の上昇の結果であるため、 C_f を選択する経験則は依然として有効です。アンプの位相シフトが増加しても、必ずインターセプトの帰還位相シフトが減少するため、正味の影響はゼロになります。 $1/\beta$ とゲイン - マグニチュード曲線の位相近似の簡単な図を描くことにより、この遷移を示すことができます。

インターセプトの図形解法

補償容量を選択するためには、図形的な解析を数式に還元することが望まれます。幸いなことに、応答のプロットから簡単な解決法が得られます。 $1/\beta$ およびゲイン - マグニチュード曲線を直線で延長すると、水平軸と三角形を形成します。これらの延長線は、大きさが等しく反対向きの傾きを持つため、二等辺三角形になります。三角形の頂点は、底辺の中心上にあり、底辺の両端の点を平均した位置にあります。この平均の点は、数学的に次式に

等しくなります。

$$\text{Log } f_p = (\text{Log } f_i + \text{Log } f_c) / 2$$

周波数軸の対数の性質から、この関係は単純な2つの特性周波数の幾何平均に還元することができます。

$$f_p = \sqrt{f_i f_c}$$

ここで、 $f_i = 1/2\pi R_f(C_D + C_{id} + C_{icm})$ 、 f_c はオペアンプのユニティ・ゲイン帯域幅です。

ゲインと位相は判断を誤らせることがあります

第3の入力回路の影響として、標準的なゲインと位相のプロットが発振を示すような条件でも、 $1/\beta$ 曲線は安定な条件を示します。オペアンプには入力容量に加えて入力インダクタンスがあり、両者の組み合わせによって高周波の共振が発生します。インダクタンスは入力の内部配線と外部配線とが合成され、値は小さくても避けられないものです。

図7の広帯域アンプOPA620のような高周波アンプの場合、共振周波数に十分なアンプ・ゲインがあり、ゲイン余裕がゼロのように見えます。出力信号(e_o)と加算端子の信号(e_i)を比較すると、プロットのゲインと位相の応答が得られます。ユニティ・クロスオーバーの後、ゲイン曲線は再度ユニティ軸の上まで上昇します。この上昇は、一般に低ゲイン・レベルの発振を保証します。安定性の問題に加えて、位相プロットがあります。これは、ゲイン・ピーク時に 180° までシングします。

プロットに $1/\beta$ 曲線を追加すると、この曲線がゲインのピークとは交わらず、単にその上方に位置するだけであることがわかります。インターセプトがない場合は、ループ・ゲインが不十分なため、位相シフトにかかわらず発振しません。共振回路が帰還回路も変化させるため、ループ・ゲインの要求はゲインのピークと同期して増加します。

多くの場合、ゲインのピークは入力回路よりもむしろアンプの出力の条件から生じます。この場合、対応する帰還の変化がなく、インターセプトおよび発振が起こります。しかし、図7の場合は、位相が 180° に達した時の $1/\beta$ 曲線とゲイン応答の分離からわかるように、高いゲイン・マージンが維持されます。この分離は、位相シフトが大きい領域全体にわたって維持され、相対的安定性が良好なことを示します。

複合アンプ

通常のアンプの帰還ループに含まれるアンプは1つだけですが、設計者はしばしば帰還ループを拡張し、2つ以上のオペアンプでゲインを増大させる複合回路で動作させることを要求されます。これまでの帰還原理を忠実に適用すれば、拡張されたループの位相補償を行うことができます。また、ボード線図を利用してゲインの増大や帯域幅拡張の余地を視覚的に示すことができます。

例えば、図8のように同じループに2つのオペアンプを使用すると、オフセットや雑音誤差を追加することなくゲインを増大させることができます。第2のアンプの入力誤差の影響は、第1のアンプの開ループ・ゲインによって分割されます。この複合回路の正味の開ループ・ゲインは、個々のオペアンプ・ゲインの積になり、全体的なゲイン誤差と非直線性が大幅に低減されます。

図8の2つのオペアンプは、デュアルのOPA2111のもので、単一

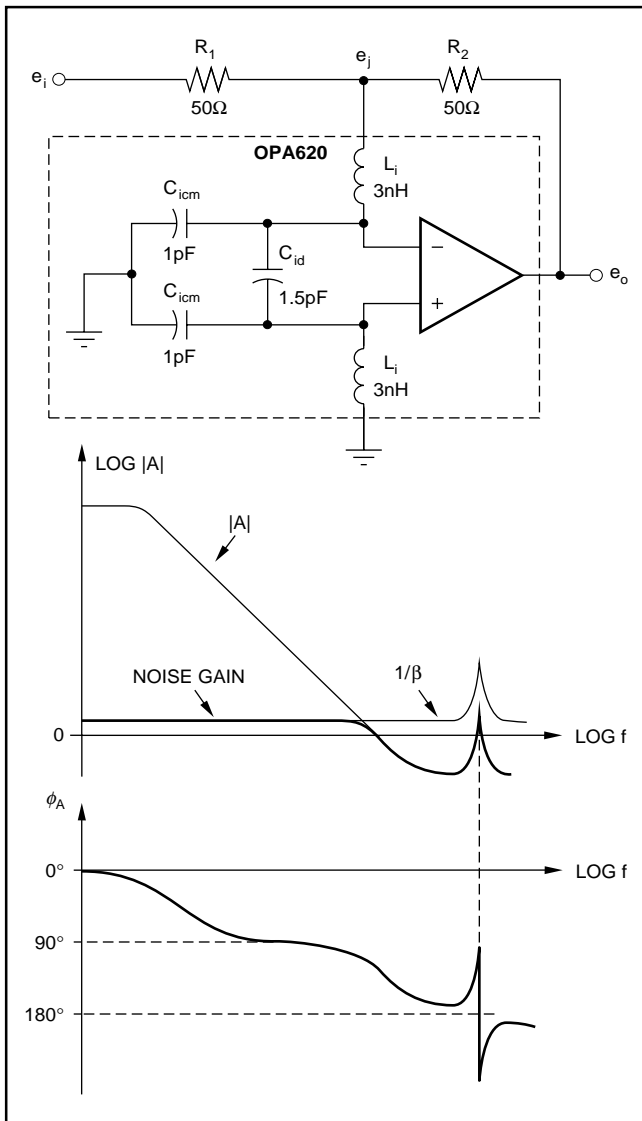


図7. 入力リードのインダクタンスをもつ回路について、 $1/\beta$ 曲線は安定な条件を示しています。アンプのゲインおよび位相プロットからは不安定性が示唆されます。

デバイスと比較した場合のコスト増加はごくわずかです。もちろん、特定の性能特性を得るために各オペアンプを個別に選択することもできます。後者の場合には、良好なDCおよび雑音性能が得られる入力アンプと、負荷ドライブおよびスルーレートの性能が優れた出力アンプを選択することができます。例えば、出力アンプで負荷電流と放熱を扱い、複合回路の入力に熱的フィードバックがないようにすることができます。また、アプリケーションの高スルーレートの要求を満たすこともできます。この場合の入力アンプは、小信号のスイングだけを行います。

積分回路と一般的なオペアンプのテスト・ループにより、複合アンプを使用する利点を示すことができます。複合の開ループ・ゲインを高レベルまで拡張し、積分型アナログ関数のダイナミック・レンジを広げることができます。低周波のインターセプトは、増大したアンプのゲインと等しい割合で移動します。この変化は非常に大きいため、他の誤差の影響はインターセプトからのゲイン誤差のずっと前に平坦になります。同じループにそれぞれ100dBの開ループ・ゲインを持つ2つのオペアンプがある場合、複合ゲインは200dBになります。このゲイン・レベルでは、1nVの入力誤差が10Vの出力スイングになります。回路がこの限界に達するずっと前に、雑音が主要なACの制約になり、通常約

3,000,000 : 1のダイナミック・レンジにわたり低レベルの精度を制限します。しかし、この制限は1つのオペアンプの30 : 1の改善になり、測定精度の焦点を他の要素に移します。

オペアンプのテスト・ループのアプリケーション⁽⁴⁾では、第2のアンプの追加により、被テスト・デバイスの出力から信号スイングが除去されます。余分のゲインがこの電圧スイングを分離された出力に送り、テスト対象アンプの入力で検出される信号からゲイン誤差を除去します。このゲイン誤差の除去は、電源や同相モード除去などのパラメータ測定のための他の入力誤差信号の認識を可能にします。これらのパラメータがアンプの開ループ・ゲインのレベルに接近した場合、入力のゲイン誤差信号は測定されたパラメータの影響を不明にします。

複合アンプの位相補償

複合オペアンプ構造では、AC解析に両方のアンプのロールオフ特性を含め、ループの位相補償を行う手段を持つことが必要です。共通のループの2つのオペアンプは、発振を招きます。個々のアンプの極が結合し、複合2極ロールオフを形成します。図8に示すように、対数目盛では初期複合応答曲線が2つの個々の応答のリニアな和になります。上の破線の応答曲線は、 -40dB/ディ

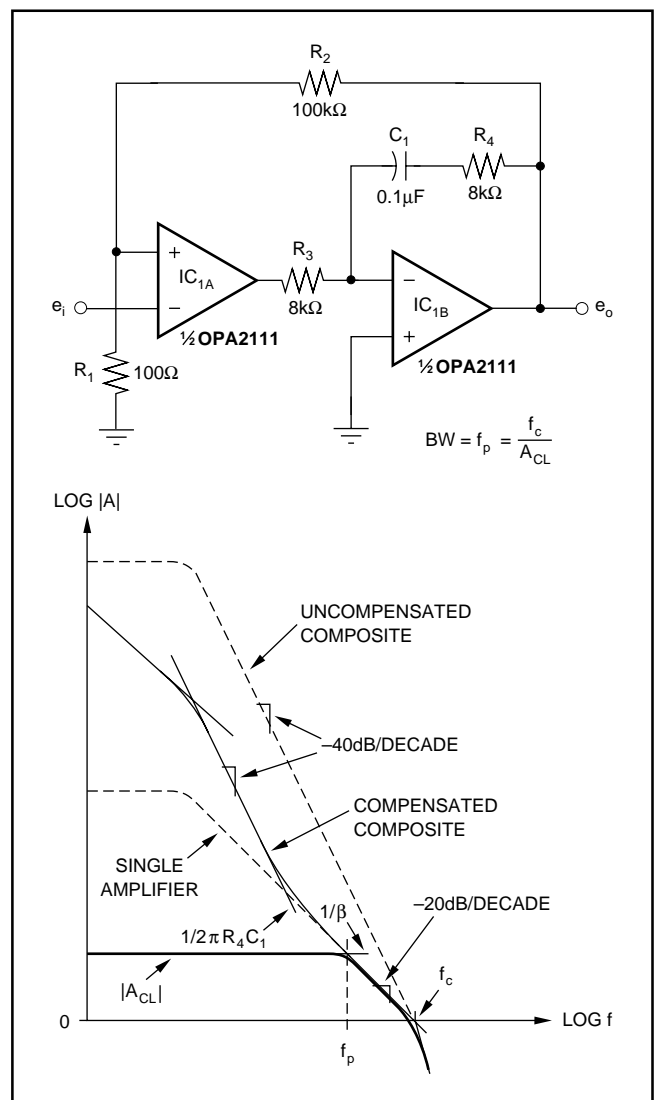


図8. 複合アンプの増大したゲインを利用するため、従来の位相補償の手法によってゲイン・マグニチュードの傾きを調整し、 $1/\beta$ のインターセプトを含む安定な領域を確保します。

ケードの傾きを持ち、この結果を示します。

複合ループを補償するには2つの方法があります。一方はゲイン・マグニチュードの応答を変更し、他方は $1/\beta$ 曲線を変更します。2つのアプローチでより一般的なものは、図8のようにインターセプトの近傍でゲイン・マグニチュード曲線の傾きを小さくする方法です。補償した応答を早期にロールオフさせると、ゲイン・マグニチュード曲線は、よりなだらかな傾きで未補償の応答の境界に戻ります。この動作は、電圧ゲイン・アプリケーションの広範な要件に適合し、合計の複合ゲイン・レンジのほぼどこにでも配置できる安定なレンジが得られます。

図8では、変更された IC_{1B} の積分応答をすることによりこの補償を行います。この積分器は反転回路であるため、 IC_{1A} の入力が反転され、ループで1位相の反転だけが保持されます。コンデンサ C_1 は局所的なDC掃蕩をブロックし、全体のゲインはやはり2つの開ループ・ゲインの積になります。 R_3 および C_1 が IC_{1B} について確立した積分器の応答は、この複合ゲインをロールオフします。次に、 IC_{1A} の最初の開ループの極が、補償された応答の傾きを -40dB/ディケード に戻します。高周波では、応答のゼロが R_4 を含めることにより傾きの小さい領域を作ります。 R_4 および C_1 のブレイク周波数以上では、 R_4 が IC_{1B} の応答を積分器から $-R_4/R_3$ のゲインを持つ反転アンプに変換します。

このゲインがユニティの場合、補償された応答は図のように IC_{1A} の開ループの応答まで下がり、これに従います。ゲイン・レベルがユニティ以外の場合は別の選択が可能で、他の応答プロットを使用して希望する特定の安定な条件を決定できます。

このゲインを制御できることは、 $1/\beta$ のインターセプトが未補償のユニティ・ゲイン・クロスオーバー点に接近する時に特に有効になります。この領域では、2つのオペアンプの第2の極が位相シフトを増大させます。このような場合、内部の R_4/R_3 のゲインの大きさをユニティ以下にして、補償された応答を早期にクロスオーバーさせる必要があります。一般に、同じタイプの2つのオペアンプがある時、 $R_4 = R_3/3$ にすると、ユニティ・ゲインで安定な複合アンプになります。

この手法により達成できる正味の位相補正は、 -20dB/ディケード の傾きを維持する周波数応答のレンジに依存します。このスパンは $R_4 C_1$ のブレイク周波数で開始し、複合開ループ応答のインターセプトで終了します。このインターセプト以後は開ループ・ゲインがなく、応答が未補償の複合アンプのものに戻ります。45°以上の位相マージンを確保するために、ボード位相近似から得られる目安を利用することができます。プロットは、この傾きの小さい領域が最後の3ディケードの周波数にわたって継続し、少なくとも1ディケード以後に $1/\beta$ 曲線とインターセプトを持つことが必要なことを示します。

複合アンプは帯域幅を拡張します

ほとんどの技術者はこのタイプの位相補償を熟知していますが、高いゲインで帯域幅が大きく制限されます。高いゲインを必要とするアプリケーションでは、別の位相補償の手法を使用することにより、帯域幅を大きく拡張し、セトリングタイムを40:1の割合で小さくすることができます。図8の $R_4 = R_3$ の汎用のケースでは、閉ループのゲイン帯域幅積が一定に設定されます。曲線を見ると、 $BW = f_p = f_c/A_{CL}$ の時、閉ループ帯域幅が IC_{1A} 自体のものと同じになることがわかります。その場合でも、補償された応答と未補償の応答の間の大きい分離は、明らかに位相補償のために帯域幅が大きく犠牲になっていることを示します。未補償の場

合、ゲイン・マグニチュード応答は、閉ループ・ゲインとともに増大して $f_p = f_c/\sqrt{A_{CL}}$ の帯域幅が可能なゲイン帯域幅積を持ちます。最後の2つの式を比較すると、帯域幅を改善できる可能性は $\sqrt{A_{CL}}$ に等しく、高いゲインで大きいことがわかります。

$1/\beta$ 曲線の補償

この帯域幅を改善する機会、ゲイン・マグニチュード応答曲線の代わりに $1/\beta$ 曲線を補償することにより、最大限に活用することができます。前述の接近の割合による安定性基準をもう一度参照すると、一般にはゲイン・マグニチュード曲線が位相補償の努力の中心であっても、両方の曲線が接近の割合のパラメータに寄与することがわかります。接近の割合による基準を満たすために必要なことは、個々の曲線の傾きにかかわらず、両者の傾きの差を制御することです。したがって、ゲイン・マグニチュードの傾きを小さくする代わりに $1/\beta$ の傾きを大きくします(図9)。掃蕩抵抗 R_2 に容量性バイパスを設けるだけで、この傾きを大きくして最終的に 20dB/ディケード の接近の割合を得ることができます。

これに対して特殊な特性を持つ積分器の構成では本質的に -20dB/ディケード の $1/\beta$ の傾きが得られ、最適な帯域幅とダイナ

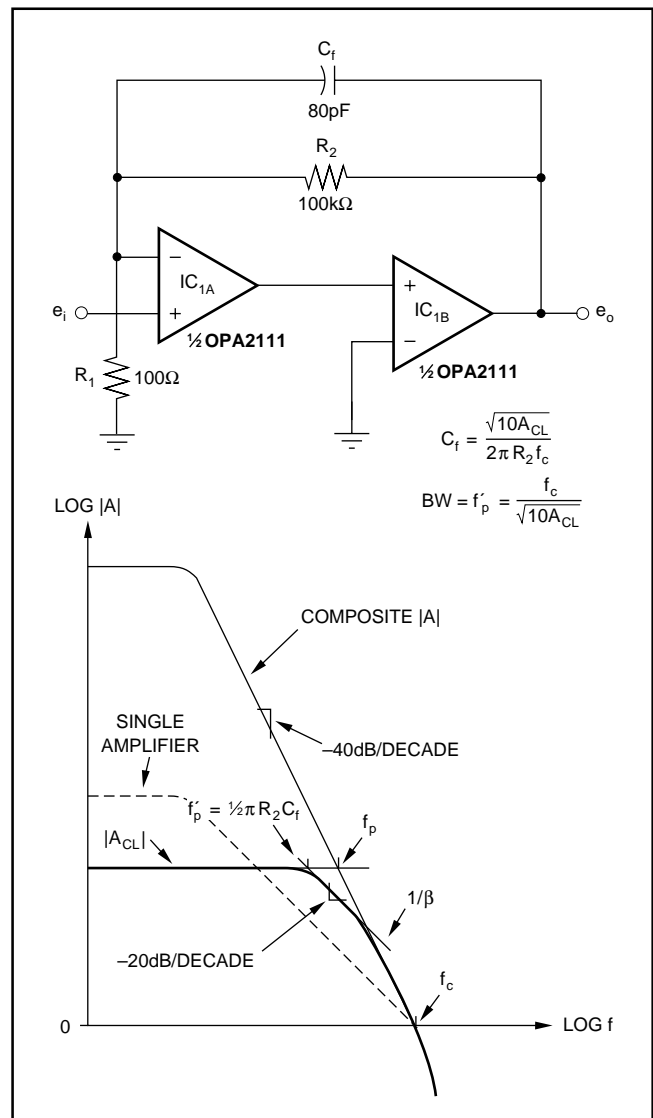


図9. 高ゲインの回路で広い帯域幅を得るため、 $1/\beta$ 応答の位相補償を行って、セトリングが高速で滑らかな開ループ応答を保持できます。

ミック・レンジを達成します。

この高ゲインのための帰還係数を補償する手法には2つの特長があります。広い帯域幅を利用でき、 $1/\beta$ 曲線がユニティ・ゲイン軸のずっと上にあります。 $1/\beta$ のロールオフは、ゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトのずっと前に高いレベルから生じます。このロールオフを最後のインターセプトの1ディケード前に開始すると、 45° の位相調整になり、同量の位相マージンが得られます。2曲線の傾きは、この位相調整を行うために、 C_f が R_2 で最初のインターセプトの周波数 f_p より $1/2$ ディケード低い位置でブレークする必要があることを示します。この時、傾きの $2:1$ の差によって f_p より $1/2$ ディケード高い位置に新しいインターセプトが生じ、必要なフル・ディケードの $1/\beta$ のロールオフが得られます。

複合アンプの C_f の選択

この場合も、 C_f に必要な値と結果の帯域幅の設計式は、周波数軸の対数的性格から明らかです。 f_p' を f_p より $1/2$ ディケード低く設定することは、次のことを意味します。

$$\text{Log } f_p' = (\text{Log } f_p + \text{Log } f_p / 10) / 2$$

ここで、 $f_p' = f_p / \sqrt{10}$ です。前述の通り、 $f_p = f_c / \sqrt{A_{CL}}$ が未補償の曲線の帯域幅を表すことに注意して下さい。補償された帯域幅は次式のようにになります。

$$BW = f_p' = f_c / \sqrt{(10A_{CL})}$$

ここで、 f_c は複合ゲイン・マグニチュード応答のユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数です。この式を調べると明らかのように、改善された帯域幅は全体に対して $\sqrt{10}$ だけ不足します。しかし、これは図8の結果より $\sqrt{(A_{CL}/10)}$ または10倍優れています(ゲイン1000の場合)。 C_f を R_2 で f_p' においてブレークするように設定すると、このコンデンサの値が次式のように決定されます。

$$C_f = \sqrt{(10A_{CL})} / 2\pi R_2 f_c$$

図のデュアルOPA2111のオペアンプの場合、ゲイン1000の帯域幅は一方のオペアンプだけを使用した場合の2kHzに対して20kHzになります。

複合補償効果

位相補償に複合アンプの $1/\beta$ 曲線を選択すると、セトリングタイムも改善されます。この改善は、帯域幅が増大し、ゲイン・マグニチュードの傾きが一定に保持されることによるものです。OPA2111の1つのアンプの場合、ゲインが1000の時の0.01%までのセトリングタイムは700 μ sになります。図9のアンプの帯域幅は1つのアンプの10倍になるため、セトリングタイムは同じ割合で70 μ sに短縮されます。この改善は、補償されたアンプの応答の傾きが滑らかで連続でなければ可能です。図8のような中間の極とゼロを持つ応答は、トランジェントの後のセトリングが遅い低周波応答の項を持ちます。この極/ゼロの組み合わせは、積分周波数ダブルットと呼ばれ、セトリングタイムが悪いことでよく知られています⁽⁹⁾。 $1/\beta$ 曲線の位相補償を行うことにより、ゲインの大きさの曲線を滑らかなままにしておき、最適なセトリングタイムを得ることができます。

低ゲインでは、 $1/\beta$ を補償する手法の利点は、位相の制御と同様に失われます。低ゲインでは $1/\beta$ 曲線がユニティ・ゲイン軸に近く、 $1/\beta$ のロールオフの余地がありません。 $1/\beta$ のロールオフの1

ディケード後にゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトを生じさせるためには、少なくとも10以上の閉ループ・ゲインが必要です。ユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数に接近するにつれて 90° から 135° へ増大するオペアンプの位相シフトも制約になります。実用上、この位相補償の方法では良好な安定性を得るために30以上のゲインが必要です。

このタイプの位相補償には特殊な面があり、補償容量が過大な場合に驚くような影響をもたらします。通常は容量を大きくするとダンピングが増大して応答がより安定になりますが、 C_f を過大にすると不安定になります。 C_f を大きくするとインターセプトが f_c に近付き、第2のアンプの極によって位相シフトが増大します。さらに C_f の値を大きくすると、 $1/\beta$ 曲線が限界のユニティ・ゲイン軸まで降下します。その後は軸に沿ってゲイン・マグニチュード曲線とのインターセプトまで進み、確実に発振します。第2のアプローチで安定性が得られるのは、補償コンデンサの値が一定の範囲にある時に限られます。 $1/\beta$ 曲線は、この感度解析のための範囲を示します。コンデンサの安定な値にこのような範囲があるため、 C_f をランダムに選択してから安定性テストを行うと、この手法による帯域幅の改善効果を失うことになりがちです。

インターセプト点では位相だけが問題になります

位相シフトと安定性を調べると、複合アンプ回路のオペアンプの帰還の基礎になる別の概念が明らかになります。図10のような複合アンプは、 $1/\beta$ のインターセプトの前後の広い範囲に $-40\text{dB}/$

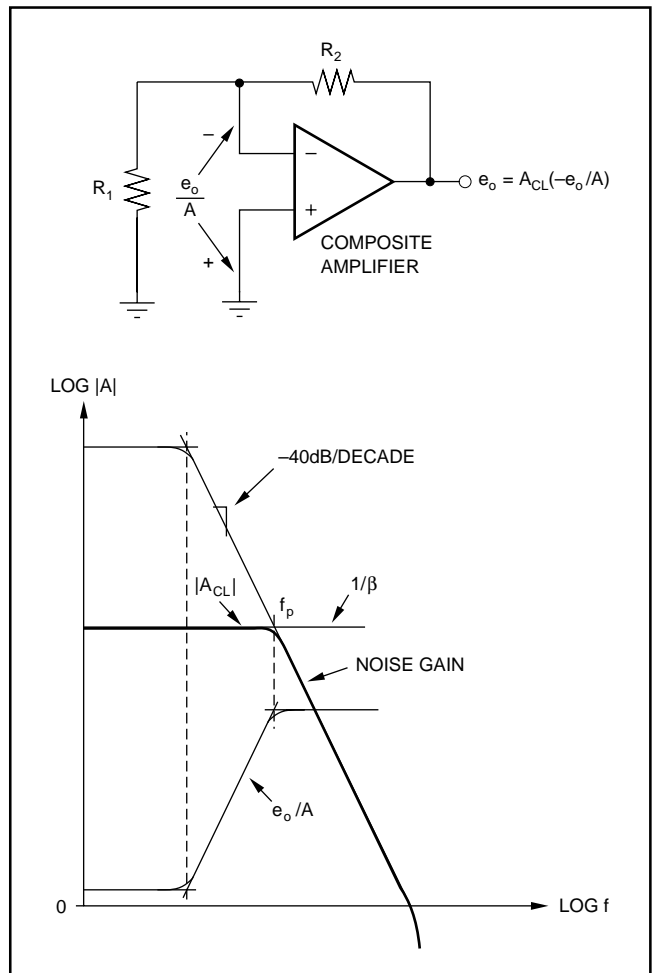


図10. 180° の位相シフトは、ゲイン誤差 e_o/A が独立に出力信号をサポートできる場合だけ発振を引き起こします。

ディケードの傾きを生じます。この傾きは 180° の位相シフトに対応するため、重要なインターセプト以外の点では安定性の条件がしばしば懸念されます。 $1/\beta$ のインターセプトの後ではループ・ゲインが1以下になるため、回路が発振を保持できないことが容易にわかります。しかし、インターセプトの前では帰還ループのゲインが非常に高く、回路を発振させるように思われます。

実際には、高いループ・ゲインは発振を促進するよりも、防止する働きをします。発振の保持は、オペアンプのゲイン誤差信号に依存します。図10では、ゲイン誤差 e_o/A がオペアンプの入力間に現れ、閉ループ・ゲイン A_{CL} からの増幅を受けます。ここで、 A_{CL} は非反転構成のもので、ノイズ・ゲインは任意の入力換算誤差信号と作用します。発振を保持するには、増幅された誤差信号が独立に出力信号を分配することが必要です。この動作は、 $(-e_o/A)A_{CL} = e_o$ であることを要求します。この式の両辺に e_o があることに注意して下さい。したがって、どのような解も非常に特殊な制約を満たす必要があることは明らかです。この式は、極性と大きさの両方の制約を表します。複合アンプの 180° の位相シフトは、符号の変化を満たします。

大きさの制約については、2つの可能な解があります。第1は、 $e_o = 0$ です。これは、問題の領域にある複合アンプが安定な状態です。ここでは、ループ・ゲインが出力信号を小さくし過ぎるため、信号 e_o/A を独立にサポートできません。図10のプロットでは、低周波でループ・ゲインが非常に高いため、 e_o/A は非常に低いレベルで開始されます。周波数を上げていくと、ゲイン誤差信号が上昇し、アンプの応答の傾きが 180° の位相シフトにより極性の反転を示します。この反転は、出力信号を増大させますが、ゲイン誤差信号が十分なレベルに達するまでは保持できません。この重要なレベルが発振の前提条件になります。

このレベルは、マグニチュードの制約の第2の解に適用されます。このレベルでは、 A/A_{CL} がユニティの大きさを持ち、前の帰還式のマグニチュードの要求との均衡を保ちます。ユニティのループ・ゲインは、開ループとノイズ・ゲインの曲線が交わる $1/\beta$ のインターセプトで発生します。

このインターセプトは、位相補償なしで、位相とマグニチュードの両方の発振の要件を満たします。この点を超えると、 e_o と A はともに降下し、 e_o/A 信号が一定になり、低いゲインで発振をサポートできなくなります。ゲイン誤差の大きさと帰還位相シフトの両方が発振をサポートする特定のレベルに達する点で、インターセプトが重要になります。インターセプトの前または後では、ループの位相シフトが任意のレベルにあり、ゲイン誤差の大きさは不安定な状態を引き起こすほど十分ではありません。

残念なことに、複合アンプの発振の要件は非常に特殊であるにもかかわらず、オペアンプの多くのアプリケーションでは、この重要な条件が非常に起こりやすくなっています。この問題に対処するためには、 $1/\beta$ 曲線を利用して問題の視覚的な予測を行い、解決の見通しを得ることができます。

能動的帰還は $1/\beta$ を変化させます

一部のアプリケーションには、第2の能動素子を帰還ループに含めて帰還係数を変化させることが必要なものがあります。このようなアプリケーションでは、 $1/\beta$ のマグニチュードと周波数特性の両方が変数になります。幸いなことに、帰還の変化によって生じる条件の範囲は、ゲインおよび帰還の応答曲線から速やかに評価することができます。

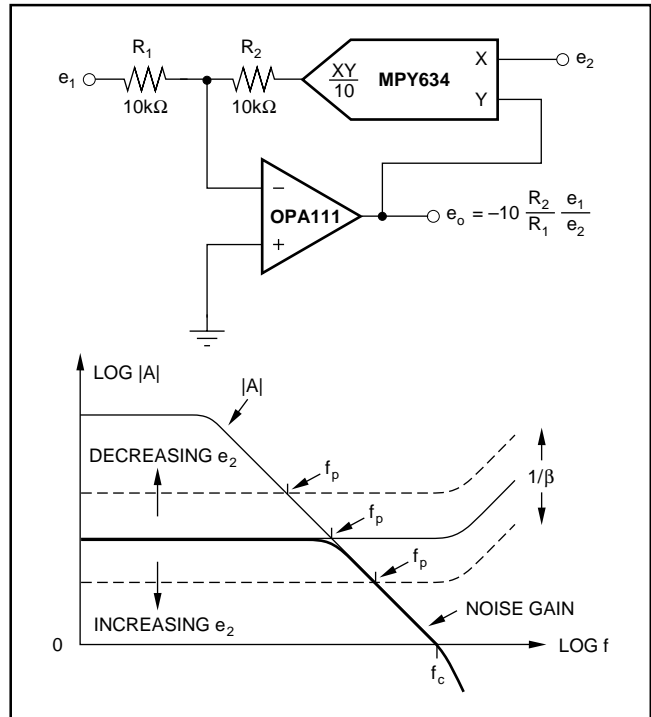


図11. この一般的なアナログ割り算器では帰還の大きさが可変になり、帯域幅と安定性を決定する条件に一定の範囲ができます。

帰還係数の大きさを変化させる最も一般的な方法は、低コストのアナログ割り算器を使用することです。オペアンプの帰還ループに乗算器を挿入すると(図11)、帰還が第2の信号の関数になり、割り算動作を行います。帰還が信号に依存する場合、帯域幅と安定性の条件も変数になります。

図11に、割り算器の接続⁶⁾と電圧制御の帰還が $1/\beta$ に及ぼす影響を示します。アンプの帰還は、 e_2 信号で帰還信号を制御することにより乗算器の関数を反転させます。ここで、乗算器の伝達関数 $XY/10$ が、 $e_o(e_2/10)$ を R_2 に分配します。この動作では、 e_2 を10Vの基準電圧と比較することにより帰還信号のスケールを行います。

$$\beta = (e_2/10) R_1 / (R_1 + R_2)$$

帰還係数がこの信号によって制御される時、 $1/\beta$ 曲線はゲインの大きさの応答の全範囲にわたって移動します。 e_2 がゼロに近づくとき、 $1/\beta$ 曲線は無限大に近づき、オペアンプは実質的に開ループ構成になります。反対に、 e_2 の値がフルスケールの10Vになると、 e_o に等しい帰還信号が R_2 に分配され、ほぼ乗算器がないのと同じ状態になります。この時、ネットの応答は単純な反転アンプのものになり、帰還係数が $R_1/(R_1 + R_2)$ 、反転ゲインが $-R_2/R_1$ になります。

インターセプトは $1/\beta$ とともに変化します

e_2 が最大値と最小値の間で変動する時、 $1/\beta$ 曲線はユニティ・ゲイン軸からアンプのゲイン・マグニチュード曲線の上限まで移動します。この変動は重要なインターセプトを移動させるため、ゲイン・マグニチュード応答のスパン全体にわたって接近の割合に注意する必要があります。大きな乗算器の位相シフトがない場合、帰還は常に $1/\beta$ の傾きがゼロの反転アンプと似たものになり、ユニティ・ゲインで安定なオペアンプを使用するだけで安

定性を確保することができます。割り算動作に対応する帯域幅レンジは、移動する $1/\beta$ のインターセプトから直接読み取ることができます。インターセプトは、任意の e_2 の範囲で信号に対して直線的に移動し、対応する帯域幅レンジを決定します。

乗算器には位相シフトがあるため、帰還ループの正味の位相シフトを変化させます。乗算回路の応答の極は、反転された $1/\beta$ 関数でゼロになり、高周波で曲線を上昇させます。この上昇は、乗算器の制御電圧 e_2 が増加する時、重要なインターセプトに近づきます。この上昇は接近の割合に影響するため、オペアンプが支配的な極を導入して安定性を維持することが必要です。図のコンポーネントでは、2MHzのユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数を持つOPA111が回路のロールオフを支配しています。この周波数は、乗算器MPY634の10MHz帯域幅よりずっと低く、オペアンプは安定です。分離した帰還パスを使用してオペアンプ帯域幅を制限することもできます⁽³⁾。

可変の $1/\beta$ 周波数応答

これ以外にも帰還を変化させる方法があります。例えば、帰還の大きさではなく周波数特性を信号で制御すると、図12の電圧制御のローパスフィルタのような、インターセプトの可変の傾きが得られます。ローパスフィルタの基本素子は、オペアンプ、抵抗およびコンデンサです。乗算器を短絡に書き換えた場合、これらの素子は、固定周波数のロールオフを形成します。 $e_2 = 10V$ の時および乗算器のゲインがユニティの時、実質的にこの短絡状態になります。コンデンサ C_1 は、単に抵抗とコンデンサが直接並列に接続されているのと同じように R_2 でブレイクし、フィルタのロールオフを決定します。

e_2 のレベルがフルスケール以下の場合、乗算器が電圧制御の減衰器として働き、実質的にフィルタの時定数を変化させます。 R_2 への帰還電圧の減衰は、加算ノードへの信号電流を減少させ、抵抗値を大きくしたのと同じ効果があります。実効抵抗の増加は、抵抗 C_1 でのブレイク周波数の低下に対応します。このブレイクは、次式によりフィルタの可変ロールオフを決定します。

$$f_p = e_2 / 20\pi R_2 C_1$$

この操作を通じた $1/\beta$ 曲線の制御は、さらに詳しく検討する価値があります。回路は信号に応じて2種類のループの間で遷移し、各ループが帰還を交互に制御します。低周波では C_1 が実質的にオープンになるため、オペアンプおよび乗算器を通じた帰還パスが制御を行います。

この複合構造では抵抗性の帰還となり、信号ゲインが $-R_2/R_1$ 、ノイズ・ゲインが $(R_1 + R_2)/R_1$ で定義されます。後者の式は低周波で $1/\beta$ に等しくなり、対応する曲線はこのレベルで傾きゼロで始まります。高周波側では、 C_1 が短絡状態になると、複合構造は無効になり、オペアンプの帰還係数はユニティになります。この短絡は、すべての帰還電流を R_2 から吸収し、アンプの出力電圧を全く変化させません。この時、複合構造の帰還ループは機能を停止し、オペアンプだけが帰還を制御することになります。 C_1 によりオペアンプの帰還係数がユニティになる時、 $1/\beta$ 曲線は高周波でユニティ・ゲイン軸に従います。

両側で $1/\beta$ のレベルが一定になると、乗算器が両者間の遷移の性格を決定します。遷移領域では、 R_2 と C_1 からの帰還電流がオペアンプの入力加算ノードの制御のために競合します。この競合は、並列RC回路の周波数によるインピーダンス制御に似ていま

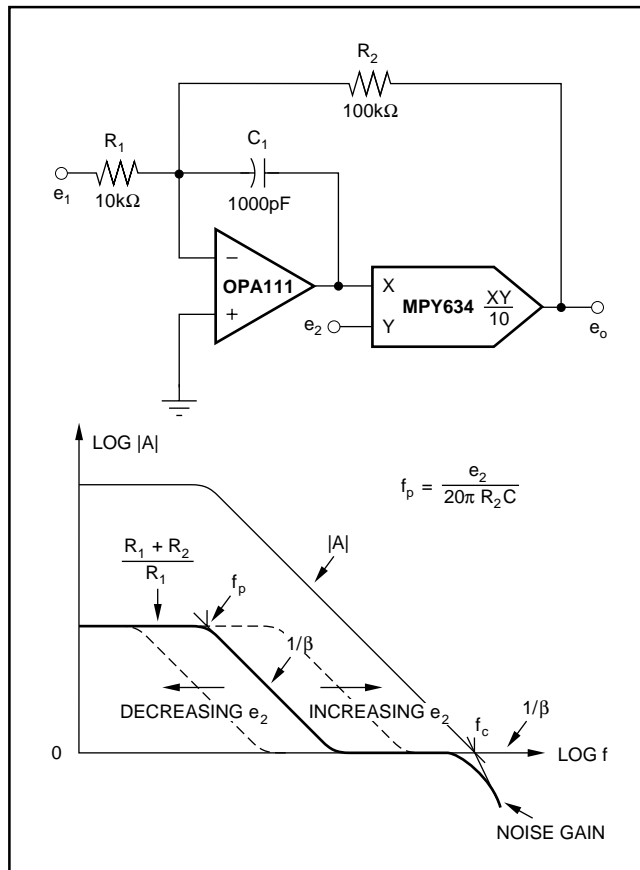


図12. このフィルタ回路では、 $1/\beta$ の周波数特性の変化によりインターセプトの $1/\beta$ の傾きが可変になります。

す。どちらの場合も、各素子に同じ大きさの電流が流れる3dB点が制御の遷移を決定します。図12のフィルタの場合、 C_1 のインピーダンスと R_2 の実効インピーダンスが等しい時に各素子に同じ大きさの電流が流れます。上記の通り、この一致がフィルタの電圧制御のロールオフ周波数を決定します。 $1/\beta$ はこの周波数でロールオフし、高周波側のユニティ・ゲイン軸まで $-20dB/$ decadeで下降します。

接近の割合は $1/\beta$ とともに変化します

図12の回路の安定性の条件は、インターセプト点で制御を行う特定の帰還ループまたは素子の組み合わせに依存します。図の低周波のフィルタ・カットオフ周波数の場合、オペアンプのバイパス・コンデンサがインターセプトの前で制御を行い、対応する帰還条件を決定します。高周波側では $1/\beta$ 曲線がユニティ軸に従うため、オペアンプがユニティ・ゲインで安定であることを確保すれば安定性を保証できます。高周波のカットオフ周波数では、 $1/\beta$ の遷移がオペアンプのゲイン・マゲニチュード曲線に近づきます。回路の応答はこの限界を超えられないため、オペアンプのロールオフがフィルタ動作の上限になります。

カットオフ周波数がこの限界に接近するとインターセプトの接近の割合が変化するため、安定性の解析が必要になります。まず、 $1/\beta$ 曲線のゼロが、曲線の傾きが増大するインターセプトに接近します。この動作では接近の割合が低減し、安定性が改善されるため、詳細な解析は不要です。引き続きカットオフ周波数が上昇すると、 $1/\beta$ 曲線がさらに右側へ移動し、極がインターセプトで作用します。このブレイク周波数は、接近の割合を $20dB/$

ディケードに戻し、安定性を保持します。この点を超えると、インターセプトが $1/\beta$ 曲線の平坦な低い側に生じ、それ以上の接近の割合の変化は起こりません。

このような各種の帰還条件やユニティ・ゲインで安定なオペアンプを使用すると、動作範囲全体にわたり基本的な安定性の要件を満たす複合回路を設計することができます。また一方で、上記2例のようにオペアンプよりずっと帯域幅の広い乗算器が必要なこともあります。広帯域幅の乗算器がないと、 $1/\beta$ が高周波側のインターセプトの近くで上昇を開始し、接近の割合を増大させます。OPA111は、乗算器MPY634を使用する時、オペアンプの支配的な極を維持することによってこの問題を防止します。

他のアプリケーションには、帰還のピーキングやユニティ・ゲインで安定でないオペアンプ(例えばログ・アンプやアクティブ・フィルタ)を含むものがあります。これらについても帰還解析を要する他のバリエーションについても、テストは同じです。接近の割合が40dB/ディケードになる重要な条件を探して下さい。条件がこのレベルに近い場合は、さらに解析を行い、位相補償の各種手法を検討して最適化を図って下さい。

参考文献

1. Tobey, G.E., Graeme, J. G., and Huelsman, L.P., *Operational Amplifiers : Design and Applications*, McGraw – Hill, 1971.
2. Bower, J. L., and Schultheis, P. M., *Introduction to the Design of Servomechanisms*, Wiley, 1961.
3. Stitt, R. M., and Burt, R. E., “Möglichkeiten zur Rauschunterdrückung,” *Elektronik*, December 1987, pg 112.
4. Lewis, E. D., “Compensation of Linear IC Test Loops,” *Electronics Test*, May, 1979, pg 83.
5. Dostal, E. J., *Operational Amplifiers*, Elsevier Scientific Publishing, Amsterdam, Holland, 1981.
6. Wong, Y. J., and Ott, W. E., *Function Circuits : Design and Applications*, McGraw – Hill, New York, NY, 1976.

このアプリケーションノートに記載されている情報は、信頼しうるものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用について弊社は責任を負いませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり承諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認しまたは保証するものではありません。

日本バー・ブラウン株式会社

<http://www.bbj.co.jp/>

本社 〒222-0033 横浜市港北区新横浜2-3-12 新横浜スクエアビル ☎ 045-476-7870

大阪営業所 〒532-0011 大阪市淀川区西中島6-1-1 新大阪プライムタワー ☎ 06-6305-3287

フリーラインFAX

本社 ☎ FAX.0120-068801
大阪 ☎ FAX.0120-068805

万一つながらない場合は、お手数ですが弊社営業部FAX045-476-7889(有料)までご連絡くださるか、あるいはTELにてお問い合わせください。

©BBJ991202K