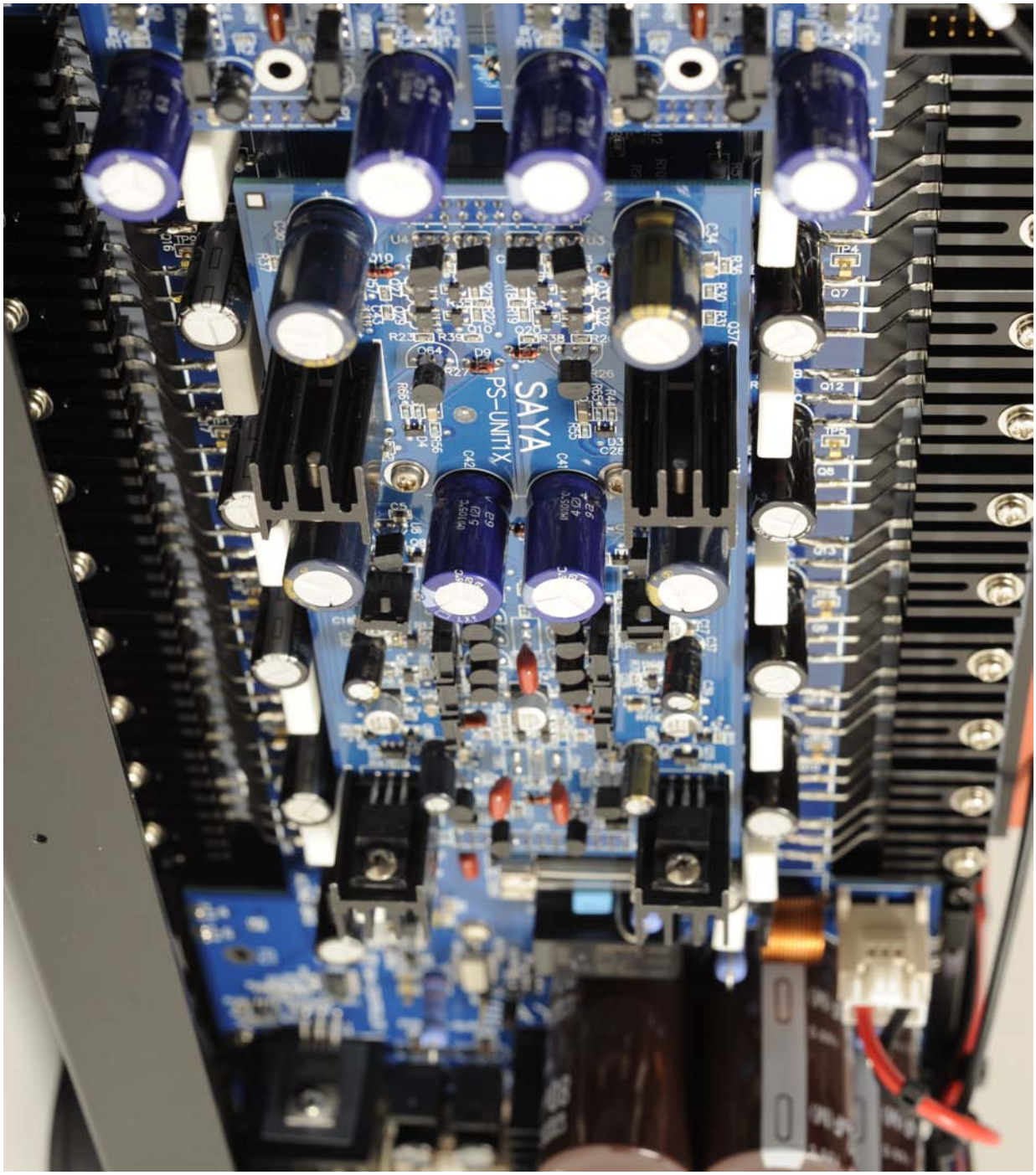


PureSpeed
技術解説Ⅱ
NFB と保護回路

PURE SPEED
SAYA Inc.

オペアンプとNFB

アンプを構成する部品、特に半導体や真空管などの能動素子は、入出力の関係が直線であることが望まれますが、現実には大きな非線形素子であり、このような部品を通過させることでオーディオ信号には大きな歪がつきまといます。この歪を改善するために発明されたのが、ハロルド・ステファン・ブラック博士のNFB理論です。NFBをかけたアンプを負帰還増幅器と呼び、オペアンプとNFB（負帰還）回路で構成されます。オペアンプは**図1**のように2つの入力と、1つの出力を持ち、2つの入力の差分を、数千～数百万倍に増幅して出力します。この増幅度を**オープンループゲイン（差動ゲイン）**と呼び、高い増幅度を実現するために回路構成は極めて複雑難解で、通常はオペアンプは集積回路（IC）として設計されます。オペアンプはディスクリート（トランジスタやダイオード等の個別部品による構成）でも設計が可能で、この場合、高い電源電圧や大きな動作電流にすることで、高S/N比にすることが可能です。PureSpeeに使われているPS-UNIT1もオペアンプの一種です。

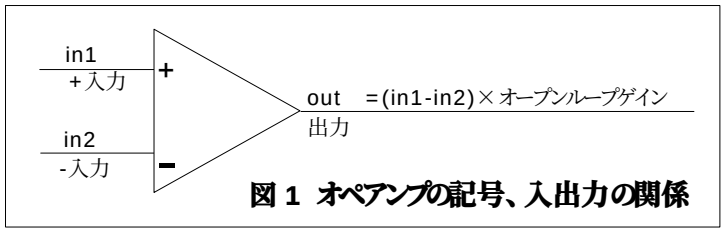


図 1 オペアンプの記号、入出力の関係

NFBは、オペアンプの出力を、1/Nに減衰させ、マイナス入力にフィードバック（帰還）する回路です。通常NFB回路は、抵抗による簡単な分圧回路で構成され、出力信号を1/Nに減衰させます。NFBを組み合わせた場合の増幅度は、NFB回路の減衰量Nの逆数となり、これをクローズドループゲインと呼びます。例えばNFBの減衰量Nが1/3であればクローズドループゲインは3倍です。（**図2**）

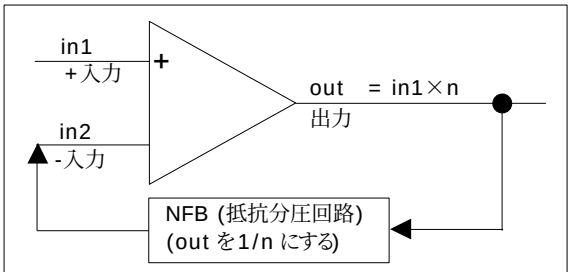


図 2 オペアンプにNFB を組み合わせる

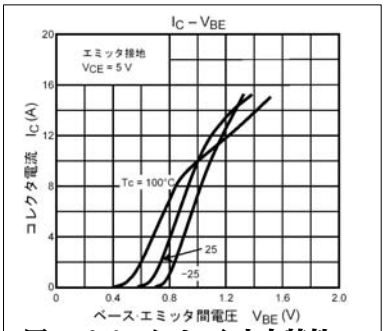


図 3 トランジスタの入出力特性

電流振幅低減＝歪低減

半導体や真空管は、入力信号に応じて内部電流が変化します。この変化量を電流振幅と呼びます。**図3**は、トランジスタの特性グラフで、一般的な使い方では、横軸が入力電圧、縦軸が出力電流で、大きな非線形性により歪が発生することを意味します。しかし電流振幅を大幅に（数千分の1～数百万分の1）減らすことができれば、非線形成分が減少し、低歪になります。例えばオペアンプのように、大きなゲインを持つアンプなら、微小な電流振幅で十分な出力電圧を得られますから低歪になります。NFBなしに微小な電流振幅を実現するには、入力電圧を極端に小さくしなければならず雑音に弱くなります。さらに大きなゲインにより入力オフセット電圧が増幅され、これらが電源電圧や温度で刻々と変化するために、動作点が不安定で実用になりません。オペアンプにNFBをかけることで、電流振幅を決定するオープンループゲインと、電圧振幅を決定するクローズドループゲインを分離することができます。即ち入力**電圧**、オフセット**電圧**の影響は、小さなクローズドループゲインの影響しか受けず、入力電圧は微小である必要はなくなりS/Nが改善し、動作点も安定します。**図2**はNFBを掛けたオペアンプのモデルで、差動入力電圧（2つの入力電圧の差分）が、出力電圧をオープンループゲインで除算した値に自動制御されることを表します。これはオープンループゲインが高いほど、差動入力電圧が小さくなり、内部の電流振幅が減少し、歪率が減少することを意味します。歪を打ち消す目的の回路には、フォードフォワードやリニアライザなど様々な回路技法がありましたが、いずれも予測精度が悪く安定した性能を出すのは困難で、NFBほどの効果がありませんでした。NFBによる歪低減回路は、抵抗2本で成立するとてもシンプルなものでありながら、効能が大きく安定性が高いので、産業機器、医療機器、軍事、ホビー、通信、情報家電など様々な分野で現在のアナログアンプの主流となりました。それだけ優れているということです。

歪率改善の度合い

オープンループゲイン(Ao)を、クローズドループゲイン(Ac)で除算した値を、帰還量(β＝Ao÷Ac)と呼びます。この帰還量の大きさに比例して歪や雑音が小さくなります。例えば、オープンループゲインが10,000倍、クローズドループゲインが10

倍であれば、帰還量は10,000倍÷10倍＝1,000倍となり、オペアンプ内部で発生した歪は1/1,000になります。なおオペアンプで扱う数値はとても大きいので対数に変換して表記します。例えば100倍は20×log(100)で40dBになり、前述の例であれば、オープンループゲイン80dB、クローズドループゲイン20dB、帰還量60dBになります。NFBは、一定の時間を経て出力に現れた信号を、入力に戻すわけですから、設計を誤ると、マイクのハウリングのように、入力と出力が無限に巡回（ループ）する発振を起こし、正常な動作ができなくなります。

発振の条件と位相補償

図4はオープンループゲイン、クローズドループゲインと周波数の関係を示したもので、縦軸がゲイン、横軸が周波数です。オープンループゲインとは、**図4-F～D～A～C**の線分で囲まれた領域の増幅度を現し周波数が高くなるほど減少します。**図4-D**の増幅度が低下し始める周波数をドミナントポールと呼び、これより高い周波数では1オクターブ毎にオープンループゲインが半減するので、高い周波数ほど帰還量が減少して歪率が増大します。通常ドミナントポール周波数は、0.1Hz～500Hzで、オーディオ帯域に比べ、かなり低い周波数です。NFBを掛けた後のクローズドループゲインは**図4-B**です。このオープンループのカーブと、クローズドループゲインのカーブの差分が帰還量に他なりません。そしてオープンループゲインと、クローズドループゲインが交わる箇所(**図4-C**)をゲイン交点と呼び、ゲイン交点の周波数における位相遅れが120°以内であれば発振しません。位相遅れとは、ゲイン交点周波数に相当する時間（以降***ゲイン交点時間***と呼ぶ）を360°とした場合の、入出力の遅延時間のことです。120°までなら発振しないということは、ゲイン交点時間の1/3以下の遅延時間なら発振しないという原理です。例えばゲイン交点周波数が1MHzなら、ゲイン交点時間は1μsecで、0.333μsec以下の遅延時間なら発振しません。もし**図4-D**のドミナントポール周波数の設計で発振する場合、発振を止める方法論は主に以下のいずれかです。

①遅延時間をゲイン交点時間の1/3以下に減らす
②ゲイン交点時間を遅延時間の3倍に増やす　（⇐ドミナントポール周波数を下げる）

よく電子回路の本に出てくる位相補償とは②を意味します。これは**図4-D**のドミナントポール周波数を下げることで、ゲイン交点周波数を**図4-E**の位置に下げることで、ゲイン交点時間を遅延時間の3倍以上に増やすことで発振を止めます。別の言い方をすれば、遅延時間が一定なら、ゲイン交点周波数を下げると位相遅れが小さくなり安定するということです。例えば遅延時間0.5μsecの場合、ゲイン交点の周波数が1MHzであれば、位相遅れは180°で発振しますが、ゲイン交点を500KHzにできれば90°の位相遅れとなり発振しません。

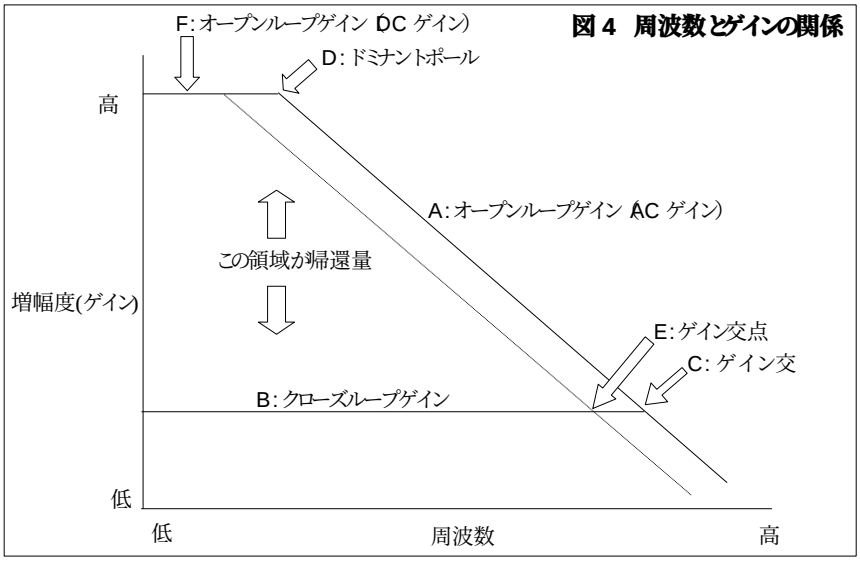


図 4　周波数とゲインの関係

この様子を波形で確認してみましょう。**図5**のAは位相遅れが小さく発振しない状態です。青の実線は入力信号を示し、黒の破線は出力を示し、赤の矢印線の長さは、ゲイン交点の周波数における遅延時間を表します。Aは1/4サイクル＝90度の位相遅れなので発振しません。次にBですが、1/2サイクル＝180度の位相遅れがあるので発振します。CはAと同程度の遅延時間（赤線の長さ）ですが、Cの波長が短い（⇐ゲイン交点の周波数が高い）ので1/2サイクル＝180度の位相遅れとなり発振します。

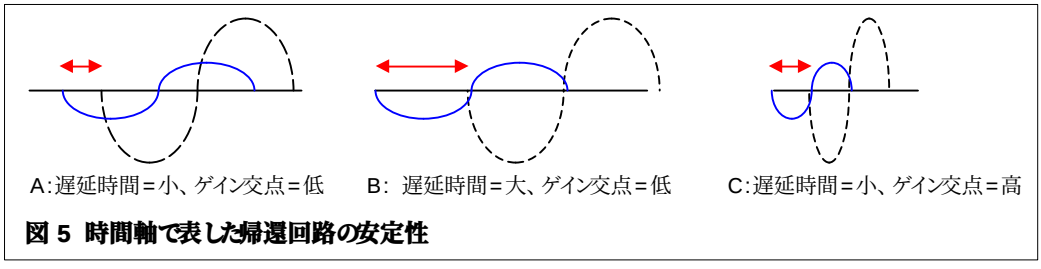


図 5　時間軸で表した帰還回路の安定性

GB積の重要性

発振を防ぐには、ドミナントポール周波数を低く設定すればよい事が分かりました。しかし安直にドミナントポールを低く設定すると、帰還量が減少し性能が悪化します。**図6**では実線の特性で発振するので、ドミナントポール周波数を点線のカーブに下げた例です。点線のドミナントポールの低いほうでは、ドミナントポール以上の周波数において帰還量が減少し、その分、歪率が悪化します。ゆえに安直にドミナントポールを下げる位相補償に依存するのではなく、回路の遅延時間を少しでも減らして、ドミナントポールを高く保ち、帰還量が増やし低歪にすべきです。一般的なオペアンプでは、クローズドループゲイン1で発振しないことが要求され、この時のゲイン交点の周波数をGB積（利得帯域幅積）と呼びます。GB積が大きいほど、広い周波数に渡って大きな帰還量を維持することができ優れたアンプということになります。当然アンプに要求される遅延時間は短く設計は過酷になります。単純にGB積を10倍にするとドミナントポール以上の周波数において、帰還量が10倍になり、歪率は1/10に、周波数特性も10倍広くなります。しか遅延時間は1/10にする必要があります。

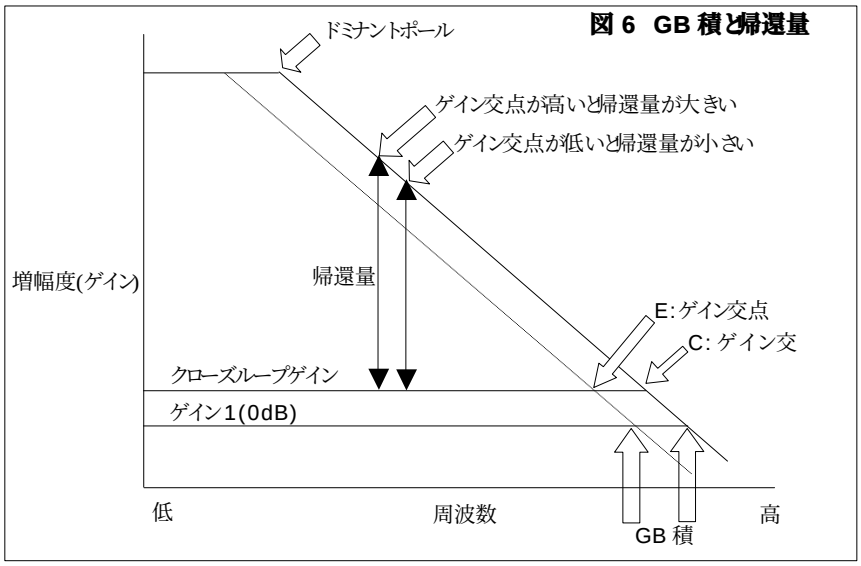


図 6　GB 積と帰還量

再度この様子を波形で確認してみましょう。**図7**のAとCは同じ遅延時間ですが、ゲイン交点周波数が異なりAは発振せず、Cが発振します。しかしゲイン交点をAのように低くすれば性能が悪化しますから、Cのゲイン交点の周波数のままで発振しないようにするにはDのように、更に遅延時間を小さくしなければなりません。Dで安定しているということは、ゲイン交点時間が短い＝GB積が大きいことにほかなりませんから、高帰還＝高性能となります。

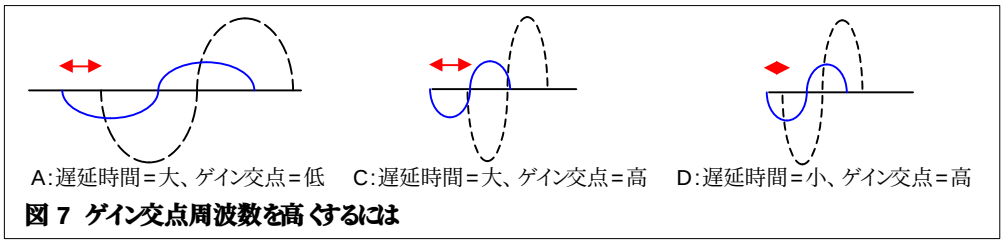
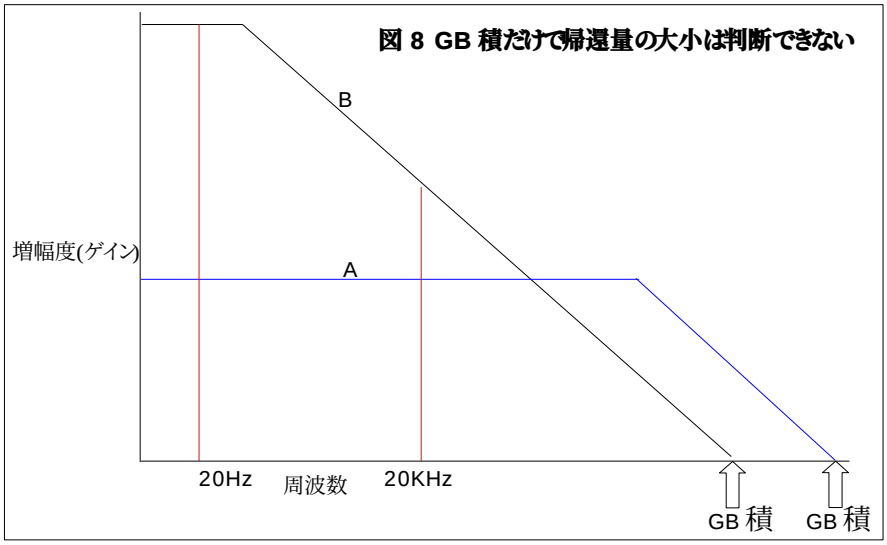


図 7　ゲイン交点周波数を高くするには

DCゲインの重要性

GB積さえ大きければ高帰還＝高性能になるとは限りません。ドミナントポールより低周波数におけるオープンループゲインを一般にDCゲインと呼びますが、**図8-A**はGB積が大きくDCゲインの小さいオペアンプ、**図8-B**はGB積は小さく、DCゲインの大きいオペアンプです。可聴周波数範囲を赤縦線の20Hz～20KHzとすれば、**図8-B**のGB積の小さいアンプのほうが、帰還量が大きいことになります。このことはGB積のみを大きくしても帰還量は大きく出来ず、高帰還を達成するには、DCゲインの大きさも重要であることを意味します。**図8-A**のようにGB積が大きくDCゲインの低いオペアンプは、ビデオ用や、通信用、高速のデータ収集用を中心に製品化されており、数MHz～数十MHzを扱うことができます。しかしオーディオ帯域の帰還量の少ないものも多く、こうしたオペアンプは雑音が大きく音質は優れません。入力端子に流れ込む電流（バイアス電流と呼ぶ）や、無信号時に漏れ出る直流成分（オフセット電圧）も大きいのでDCアンプにしにくくオーディオ用途には適しません。オーディオ用途を考えると、20Hz～20KHzの可聴周波数範囲で十分大きな帰還量が確保されることが重要です。20KHzまでのNFBで効能があるのは2次歪なら10KHz、3次歪なら6.6KHzです。20KHzの高調波歪まで低減しようとすれば、40KHz、60KHzとより高い周波数まで帰還量を確保する必要があります。但しこのような周波数は可聴範囲を超えているので、それほど重要ではありません。



優れたオーディオアンプとは

様々な分野でオペアンプとNFB技術が活用されています。オーディオはその応用分野の一つにすぎませんが、比較的低く広い周波数範囲を受け持ち、広大なダイナミックレンジを扱い、DCを嫌う性質から以下のアンプが求められます。

①GB積が大きい（入出力遅延時間が小さい）
②DCゲインが大きい
③雑音が小さい（電圧雑音密度、電流雑音密度が小さい）
④入力部に流れ込む電流（バイアス電流）が小さい
⑤無信号時に漏れ出る直流成分（オフセット電圧）が小さい
⑥裸特性が良い（もともとの歪率が低く、スルーレートが高い）

これまでの説明にない⑥が出てきました。裸特性とはNFBをかける前の諸特性です。NFBによって性能が改善されるとはいえ、その効果は帰還量の少ない高域ほど減少していきます。現在の技術では20KHzでかけられるNFBの最高値は80dB～90dB程度（1万分の1～3万分の1）であり、歪率100％の裸特性だと0.01％の歪率になります。16Bitのデジタルソースの分解能は1/2の16乗＝0.0015％であり、アンプに求められる分解能はその1/2以下、即ち0.00075％になります。このような目標を達成するには、裸特性も改善する必要があります。

裸特性の向上1

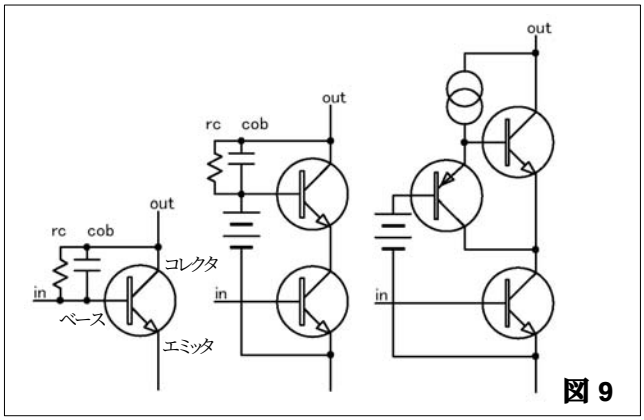


図 9

図9はアンプを構成するトランジスタを抜き出したものです。トランジスタには3つの電極があって上からコレクタ、ベース、エミッターと呼ばれます。**図9 左)**はエミッタ接地と呼ばれる一般的な増幅回路で、ベースから信号電圧を入力し、コレクタから電流として増幅信号を出力します。この出力電流は負荷抵抗で電圧に変換されます。rcとcobは実際にはトランジスタ内部に寄生するコレクタ抵抗と、ベース～コレクタ間容量です。このrcとcobの抵抗値と容量は、ベース～コレクタ間電圧によって変化します。ベース～コレクタ間電圧は信号電圧によって変動するため、rcとcobは一定となりません。入力から見ると、rcとcobの変動は入力抵抗の変動であり、信号源（ソース）の出力抵抗との間で生じる減衰比（電圧の低下量）が変動することになり歪が発生します。これが入力ノードで発生する歪です。また出力電流は負荷抵抗で電圧に変換されますが、歪なく電圧に変換するには負荷抵抗が一定でなければなりません。しかしrcとcobは交流的には負荷抵抗と並列接続されるので、rcとcobが変動すると負荷が変動するのと等しく歪が発生します。これが出力ノードで発生する歪です。まず入力ノードで発生する歪を抑えるには**図9中**のようにもう一つのトランジスタを縦列接続し、上側トランジスタのベースと下側トランジスタのエミッタを定電圧回路で結合します。これによって、下側トランジスタのベース～コレクタ間電圧が一定となり、下側トランジスタのrcとcobが一定となって、入力ノードで発生する歪はなくなります。しかし出力ノードで発生する歪はなくなりません。上側のトランジスタのベースコレクタ間電圧は出力電圧で変動しますから、上側トランジスタのrcとcobが変動し、実質負荷が変動して歪が発生します。この回路をカスコードブートストラップと呼びます。

これを抑止するのが**図9右**です。rcとcobによるベース電流変動分がコレクタに現れると歪になりますが、**図9右**ではこの変動分を追加されたトランジスタ経由で吸収します。rcとcobによるベース電流変動は追加されたトランジスタを通って、上側トランジスタのエミッタに戻され、電流変動は上側トランジスタのベース～エミッタループ内部に閉じ込められます。これにより実質rcとcobの変動分が消失し、出力ノードで発生する歪もなくなります。この回路技法は、PS-UNIT1の異極性ダーリントン・フォールデッドカスコード回路で応用されています。なおオペアンプ出力段など、増幅度が必要なく、インピーダンス変換（高い入力インピーダンスと低い出力インピーダンスの増幅度1のアンプ⇒回路間の干渉を防ぐために導入される）のみを行うバッファアンプと呼ばれる回路がありますが、バッファアンプではエミッタから出力するので**図9中**で問題ありません。（PS-UNIT1の出力段も、**図9中**としています）なおcobはコンデンサですから、充放電に時間がかかり速度低下の要因となります。従って高速化にはcobの低減が欠かせません。

裸特性の向上2

図10は実際のオペアンプに使われる差動増幅回路という回路で、**図9**の回路のエミッタ同士を結合したものです。（簡単化するためにカスコードブートストラップは省略）図1の2つの入力は、この差動増幅回路の2つのトランジスタのベースを意味していますが、ここではフィードバックをかけないので、片方を接地しています。差動増幅回路では、共通のエミッタに接続された定電流回路（○が二つ重なっているシンボル）の電流（テイル電流）を、2つのベース電圧の差に比例して、シーソーのように2つのトランジスタに分配します。この回路は安定性と歪率を低減する効果があります。電流帰還型オペアンプを除く、大半のオペアンプは差動回路入力となっており**図10**は標準的な回路です。さて**図10左**はPNPトランジスタで構成した差動増幅回路、**図10右**はNPNトランジスタで構成した差動増幅回路で、トランジスタにはNPNとPNPの異なる極性があることを表現しています。この回路に高速信号を印加した場合の応答を**図11上**に示します。PNPは立上りが高速、立下りが低速であるのに対し、NPNでは立上りが低速、立下りが高速と、特性が対称的です。これをスルーレートの非対称性と呼び、歪の原因となります。この2つを並列動作させたものが**図11下**です。ちょうど中間の特性になりましたが、このような回路をコンプリメンタリプッシュプル回路と呼び、PureSpeed（PS-UNIT1、PS-UNIT2）を始め多くの高級アンプでよく使われます。コンプリメンタリプッシュプル回路は電源変動に強い、雑音が半減する、安定性（オフセット電圧やバイアス電流と呼ばれる）が改善するなど多くのメリットがあります。特に電源からの雑音に関しては10倍～100倍もの低減効果があります。

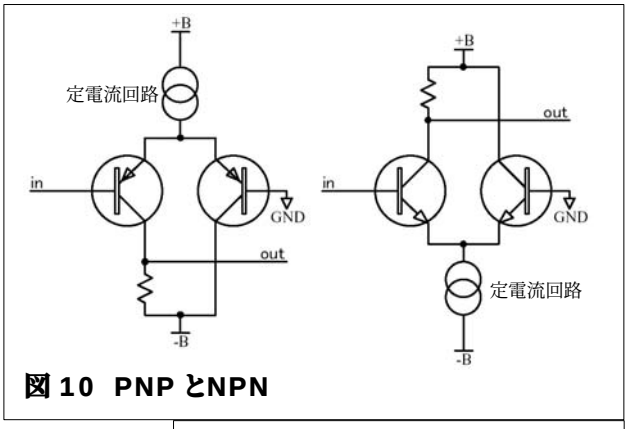


図 10　PNP とNPN

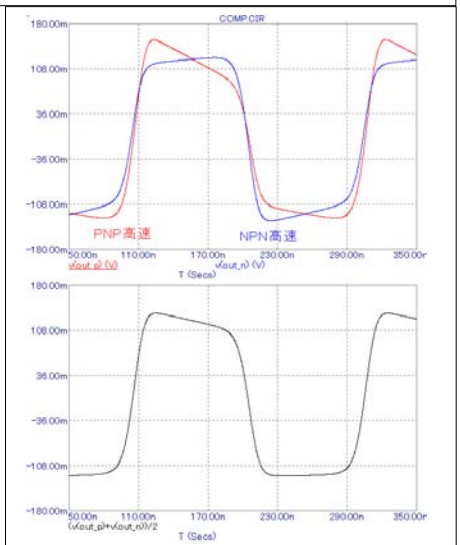


図 11　コンプリメンタリ

裸特性の向上3

図12は**図10**のNPN差動増幅回路を2パターン示したものです。右は**図12**と同じですが、左は共通エミッタの定電流回路を抵抗に置き換えています。これでも動くので、安価なアンプにはこのような回路が使われています。しかし入力電圧変化（同相電圧）や電源変動により、出力電流が変動し、歪率が増大します。差動増幅回路は共通エミッタの電流が一定であることが前提なので、定電流回路の安定性は歪率に直結します。定電流回路の安定性も千差万別で、同相電圧と電源変動の影響をより強く排除できる回路が望まれます。こうした理由からPS-UNIT1、PS-UNIT2の定電流回路は通常よりも2～10倍程度安定性の高い、ダーリントン・カスコード付定電流回路が導入されています。

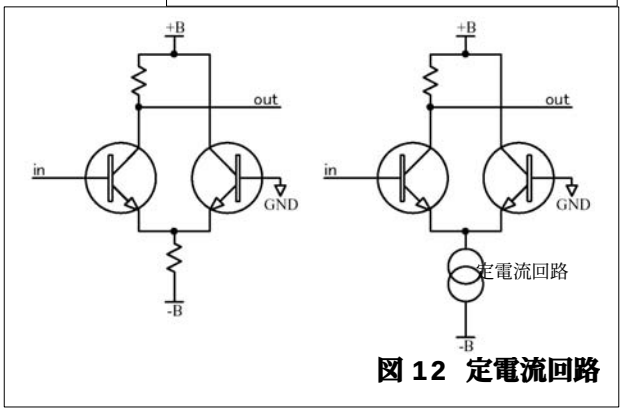


図 12　定電流回路

裸特性の向上4

このほかに、裸特性を悪化させる要因の代表例を挙げると以下の通りです。（）内はその対処例についての記述です。

○オペアンプの出力電流負担による歪（⇔出力駆動力の増大で対処）
○素子の直線性による歪（⇔直線性の優れた素子の使用）
○熱雑音（⇔動作電流のアップ、NFBを構成する抵抗を小さくする）
○入力部の雑音（⇔動作電流のアップ、FETの使用、低雑音素子の使用）
○電源から混入する雑音（⇔安定化電源回路を適用、安定化電源の性能向上）
○電源を通じて回路間が干渉する（⇔安定化電源をアンプ毎に配置するなど）

2番目の直線性が最大の課題です。半導体の直線性は、動作電流に対し、部品の定格電流が大きいほど直線性に優れます。しかし定格電流の大きな半導体は電極間容量が大きく、高速化が困難で、前段の回路から見れば、高域で重い負荷となり、前段の歪を増やしてしまいます。半導体は、耐圧、最大電流などの主要なパラメタが決まると、残りの特性もほぼ自動的に決まり、あまり自由度はありません。相克する電極間容量と直線性（最大電流）のパラドックスを完全に解決する方法は存在せず、最適値をいかに決めるかが高性能化の鍵となります。

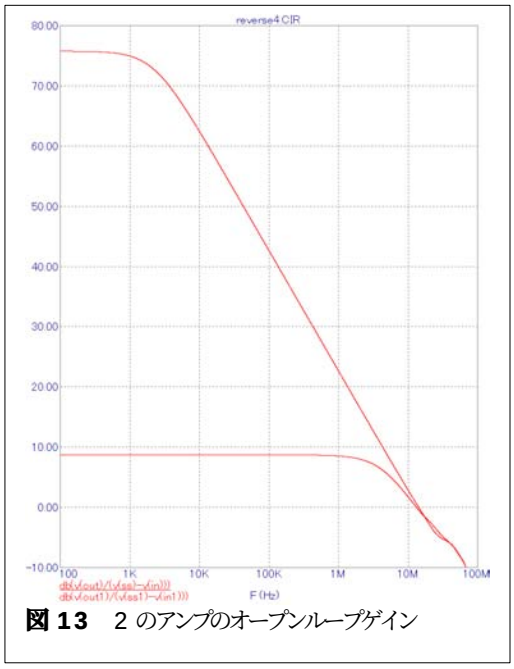


図 13　2 のアンプのオープンループゲイン

NFBの効果

NFBは歪率低減以外にも様々な効能があります。

＜出力インピーダンスの減少＝逆起電力による残響の低減＞

スピーカーは発電機と同じ構造で、常にアンプに向かって電力を送り返しています。この電力はスピーカーを動かしたときの反動で発生するので、音楽信号が遅れてアンプに戻ってきます。これを逆起電力と呼び、アンプとスピーカーの間を音楽信号が何度も往復することで残響が発生し、音を濁します。

（立下り過度特性が悪化する）NFBは帰還量に比例してアンプの出力インピーダンスが下げる効果があり、負荷駆動力を増大させます。これによって逆起電力はアンプの出力端でショートされ、残響を最短にします。この負荷駆動力のことを一般にはダンピングファクターと呼び、値が大きいほど優れたアンプといえます。アンプの出力抵抗をRo、スピーカーのインピーダンスをRlとすると、ダンピングファクター＝Rl/Roとなります。実際にシュミレーションしてみます。**図13**に示すDCゲイン75dBと、9dBの2つのアンプをクローズドループゲインは0dBで運用し、それぞれの出力を50Ωで結合します。そしてDCゲイン9dBのアンプには1KHz2Vp-p、DCゲイン75dBのアンプには5KHz2Vp-pを印加します。この時のそれぞれのアンプの出力波形を**図14**に示します。上が、DCゲイン（∈帰還量）9dBのほうで、下はDCゲイン（∈帰還量）75dBの波形で、入出力を重ね書きしています。DCゲイン（∈帰還量）9dBの、低帰還のほうは、負荷から逆流する5KHzを阻止できず、出力が歪んでいます。しかしDCゲイン（∈帰還量）75dBの波形は入出力がほぼ一致しており、負荷から逆流する1KHzの信号を阻止できています。この負荷から逆流する信号は、とりもなおさず、逆起電力に他なりません。このように、逆起電力の観点から見ると、帰還量が少ないと逆起電力の影響を排除できず、出力が歪んでしまう事が確認できます。

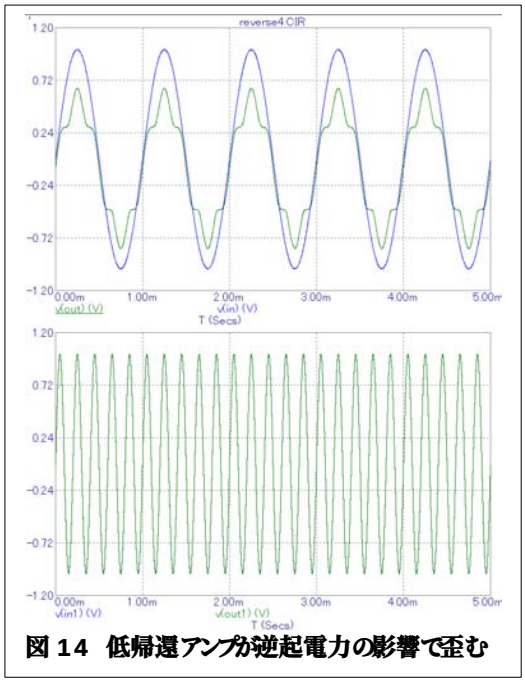


図 14　低帰還アンプが逆起電力の影響で歪む

＜雑音の低減＞

図15は弊社でよく使うオペアンプ回路でinが入力、outが出力、NOISEが雑音源です。雑音は1KHz-2Vp-pで、RL2を通じて回路に雑音を印加します。RL1とRL2は同じ値で、この部分の回路インピーダンスは大変大きいので、雑音はRK1とRL2によって、常に1/2の振幅＝1Vp-pになって、回路に混入します。Rl1とRL2はDCゲインを決定し、抵抗値が大きいほど、DCゲインが大きくなります。実験ではRL1＝RL2を1MΩ、2MΩ、4MΩとしました。この時の1KHzのゲインは69.4dB、72.7dB、75dBです。入力inの振幅をゼロボルトとしたときの出力振幅を**図16**に示します。1KHzのゲイン、雑音振幅、雑音抑圧比は以下の通りです。

ゲイン69.4dB ⇒ 雑音424.4μV ⇒ 雑音抑圧比67.4dB
ゲイン72.7dB ⇒ 雑音211.1μV ⇒ 雑音抑圧比73.5dB
ゲイン75.0dB ⇒ 雑音104.7μV ⇒ 雑音抑圧比79.6dB

帰還量（ゲイン）に比例して雑音が減少しています。そして雑音抑圧比はほぼ帰還量に近い値になっており、帰還量だけ雑音や歪性能が改善されるというNFB理論の正しさを裏付けています。では無帰還だとどうなるのでしょうか。**図17**は、**図15**のマイナス入力を接地、RL1とRL2を240Ωにしてちょうどゲイン1にした場合の出力波形です。1Vp-pの入力に対し、0.97Vp-pとほぼ同等の出力が現れており雑音抑圧比率はほぼゼロです。

＜ダイナミックレンジの改善（微細な音の再現性が優れる）＞

図18と**図19**は、**図15**の雑音源を削除したアンプに、2p(ピコ)Vp-pの信号を入力したものです。**図18**が2pVp-pの信号を現しているのに対し、**図19**の雑音は6倍以上になり、2pVp-pの信号が埋もれてしまっています。この違いは、帰還量の差異によるもので、**図18**は帰還量が小さく、**図19**は帰還量が十分にあります。このケースでは約6倍＝15.6dB残留ノイズが低減しています。帰還量が大きいほど、内部残留ノイズは減少し、ダイナミックレンジが大きくなるのです。

＜周波数特性の改善＞

NFBアンプのクローズドループゲイン周波数特性を決めるのは、ドミナントポール周波数ではなくGB積です。GB積をゲインで除算した値がクローズドループゲイン周波数特性の高域のカットオフ周波数なので、広帯域にすることが容易です。但しオーディオ用途では広帯域になりすぎるので、弊社ではフィルタで帯域をある程度制限し、不要な信号が印加されないようにしています。必要以上の帯域を持っていても、意味がないばかりか、帯域外雑音を多く拾い、これが混変調歪等でビートダウンして可聴帯域に現れるなどデメリットが大きいからです。

＜安定性の改善＞

NFBがない場合、温度変化や経年変化で、回路の動作点がずれ、歪特性や周波数特性が変化しますが、NFBを掛けると動作点がフォードバックにより回路の動作点（直流電位）がロックされ安定した品質を維持することが可能です。**図20**はDCゲイン70dBと53dBの回路で、クローズドループゲイン20dB、入力接地（≒0V）とした場合の、出力電圧の解析結果です。温度を0℃～80℃まで10℃づつ変化させて、直流的な安定性を調べています。48mV付近のラインが、DCゲイン70dBの出力波形で、出力温度ドリフトは0.11mV/℃と小さくなっています。しかしDCゲイン53dBの出力波形は、出力温度ドリフトは0.68mV/℃と大きく、温度などの環境条件に対し安定性が低下していることを表しています。

＜混変調歪の低減＞

歪にも色々種類がありますが、一般に歪というと高調波歪　です。これは単一周波数を印加した場合に、本来存在しないはずのn倍の周波数の振幅の大きさを計測するもので、n2～5程度の総和を高調波歪と呼びます。高調波歪の周波数スペクトルは、音楽信号の倍音と同じ周波数に存在し、倍音を増減せしめ音質を変質させますが、影響はわずかです。ところが、混変調歪と呼ばれるもう一つの歪は、周波数の差分で生じる歪で、音楽信号ではありえない周波数に歪が発生するので音質への影響が大きくなります。実際の音楽ソースでは多くの周波数スペクトルが含まれており、より多くの周波数の差分が生じるので、混変調歪も多く発生します。**図15**から雑音源を除去し、負荷を600Ω⇒5kΩにした回路で、DCゲインは79dBほどの回路に18KHz、19KHz、20KHz各4Vp-p信号を、

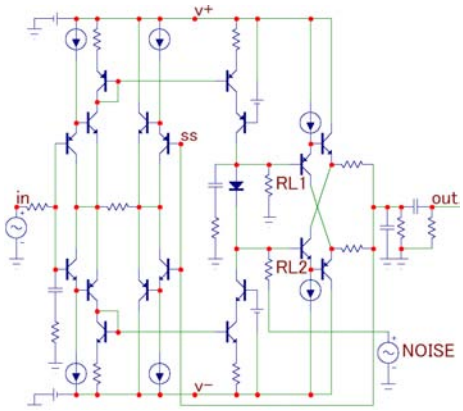


図 15　NFB によるS/N 改善実験

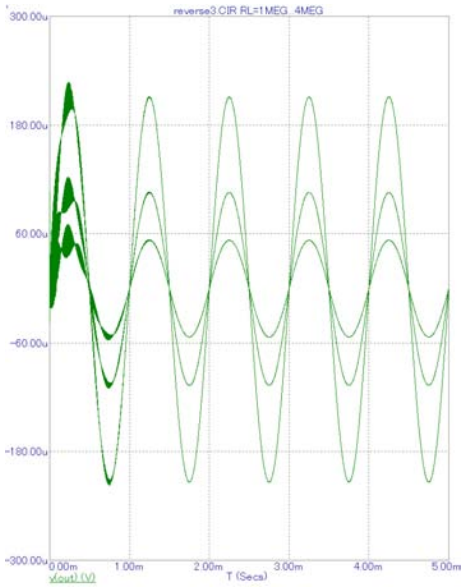


図 16　帰還量による雑音除去能力の違い

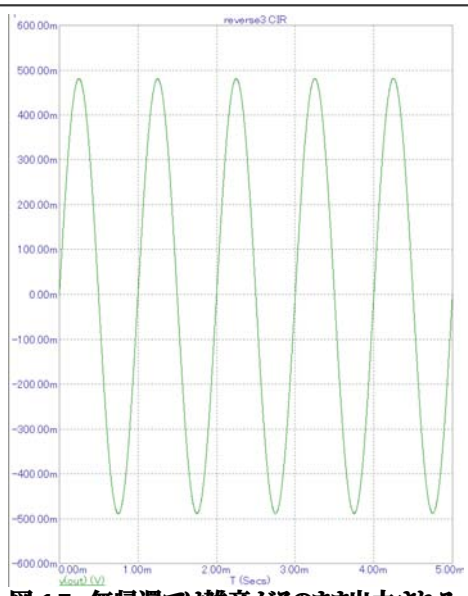


図 17　無帰還では雑音がそのまま出力される

抵抗で加算して印加した様子が**図21**FFT解析結果です。-110dBのノイズフロアまで周波数スペクトルが生じておらず、混変調歪は無視できるレベルです。一方**図22**のほうは、DCゲインを8dBまで落として帰還量を低下させたもので、出力を**図21**と同等にするため入力電圧を5.2Vp-pにしています。**図22**は、原信号にはない沢山のスペクトルが現れており、これらが混変調歪です。**図22**のように帰還量が小さい場合、高調波歪だけでなく、混変調歪も増大します。ちなみに高調波歪の少ないアンプは、混変調歪も少ないので、アンプの判断を行う場合、高調波歪率だけでも十分です。

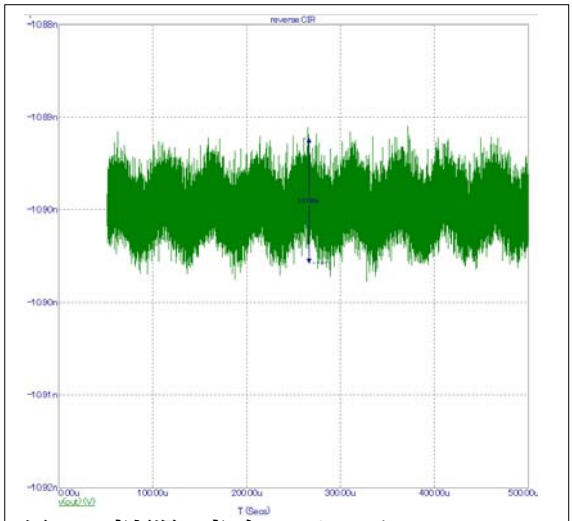


図 18　高帰還＝高ダイナミックレンジ

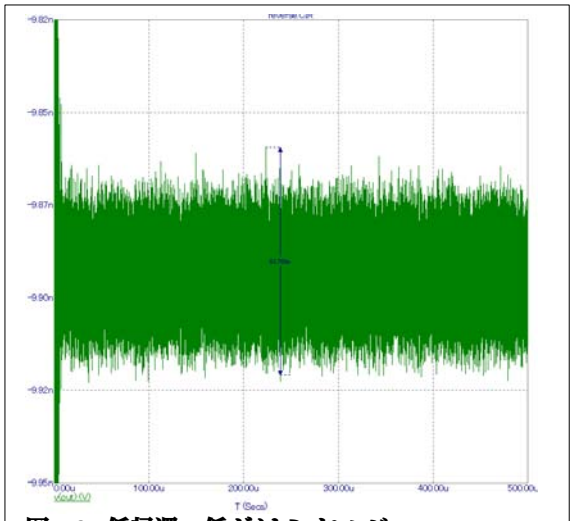


図 19　低帰還＝低ダイナミックレンジ

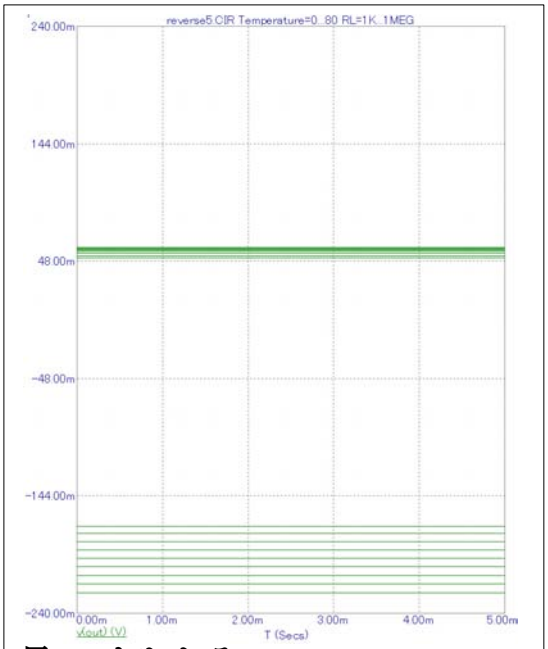


図 20　オフセットエラー

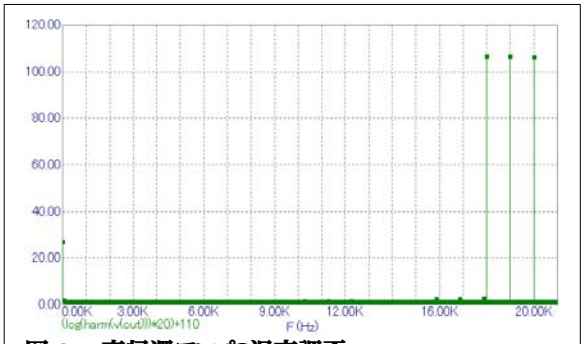


図 21　高帰還アンプの混変調歪

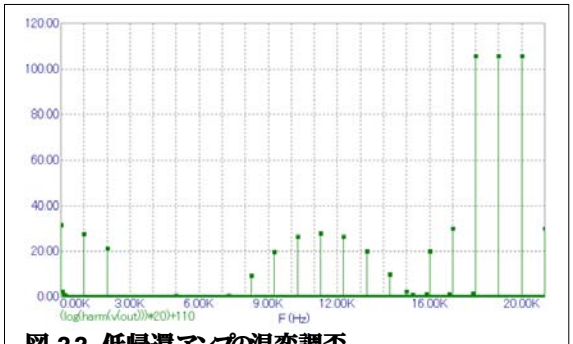


図 22　低帰還アンプの混変調歪

＜電流性雑音＞

図15の実験では、雑音を電圧で印加しており、電圧性雑音に対するテストです。雑音には、このほかに電流性雑音があり、これについても調べてみます。**図23**は電流性雑音に対するテスト回路です。これまでの試験回路は**図15**のRL1に相当する抵抗を変化させて、DCゲインをコントロールしてきましたが、電流性雑音の実験では、この方法が使えないので、**RE**を操作して、ゲインを操作します。REは局部帰還と呼ばれるもので、この抵抗を大きくするほどDCゲインとGB積が減少します。ここでは200Ω、800Ω、3200Ωの3段切り替えでテストしますが、そのときのオープンループゲインとクローズドループゲインが**図24**になります。雑音源は10KHz2Vp-pでこれを1/1,000,000で電流に変換して、内部に印加します。この時の出力波形は**図25**で、電流性雑音が電圧雑音に変換され出力されています。ここでも帰還量が大きいほど、出力雑音が低減しています。高帰還アンプは電流振幅が小さいので、電流性雑音には弱いと言われてきましたが、実際に実験してみると全くの逆であることが分かります。

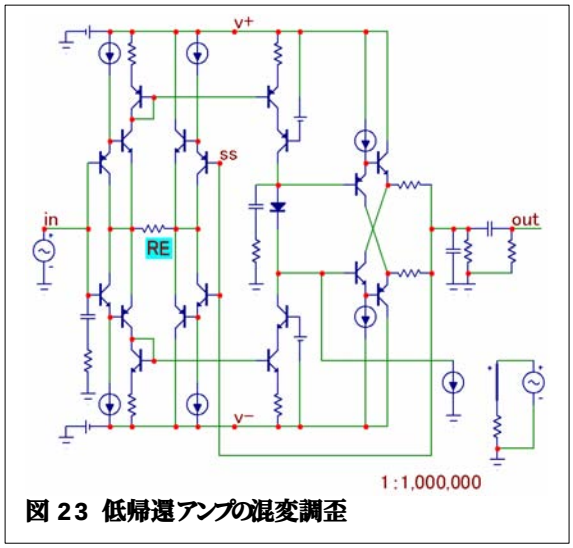


図 23 低帰還アンプの混変調歪

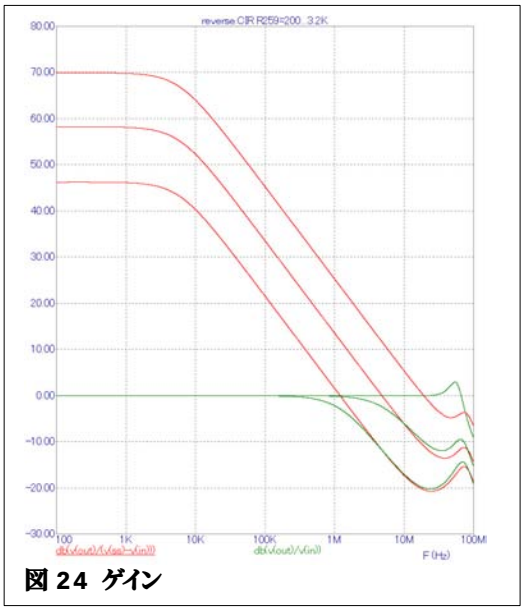


図 24 ゲイン

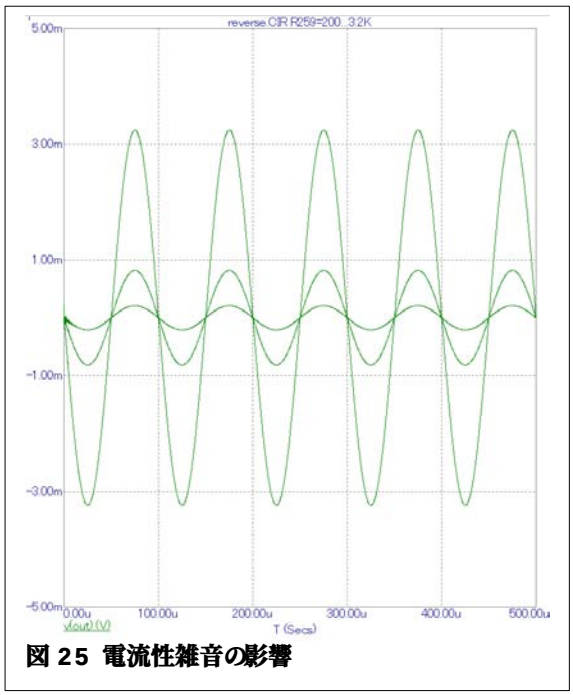


図 25 電流性雑音の影響

NFBによって改善しない要素

＜入力部、NFBで発生した歪＞

“裸特性の向上1 ”で論じたトランジスタのcob、rcによる影響による歪が、入力部で生じた場合NFBでは改善しません。そもそも入力信号が歪んでいるのでNFBでは対策できません。このため入力部分はカスコードブートストラップなどで対策しないと大きな歪が発生します。また帰還抵抗に非線形があっても同様です。帰還抵抗の非線形は、低周波大振幅を印加した際の、抵抗温度ドリフトによる影響があります。

＜入力部、NFBで発生した雑音＞

歪同様、入力素子で発生した雑音は低減できません。従って入力部の電圧雑音、電流雑音（帰還抵抗や信号源インピーダンスで電圧雑音に転換される）は、十分小さく保つ必要があります。また帰還抵抗で雑音が発生した場合も同様です。帰還抵抗の雑音は、抵抗値に比例して大きくなる熱雑音が考えられます。

＜電源変動抑圧比（PSRR）＞

電源雑音の抑圧比は、PSRR（電源変動抑圧比）と呼ばれ、帰還量の大小に関わらず、PSRRは無帰還状態と変わりません。**図26**の回路モデルを使ってテストしてみます。**図26**はマイナス側の電源に1KHz100mVの雑音源を追加し、RLを

100MΩ、1MΩ、100KΩと切り替えることで、**図27**のようにDCゲインを82dB、70.5dB、32dBに変化させます。入力は無信号で、**図28**がそのときのトランジェント解析結果で、DCゲインの大小、すなわち帰還量の大小に関わらず、電源ノイズの出力へのリークは同等です。このように、PSRRは帰還量の影響は微小なので、電源品質は十分に綺麗に保つ必要があります。

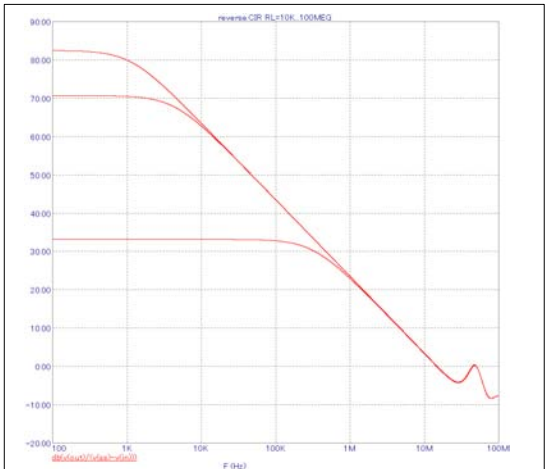


図 27　3 種類のオープンループゲイン

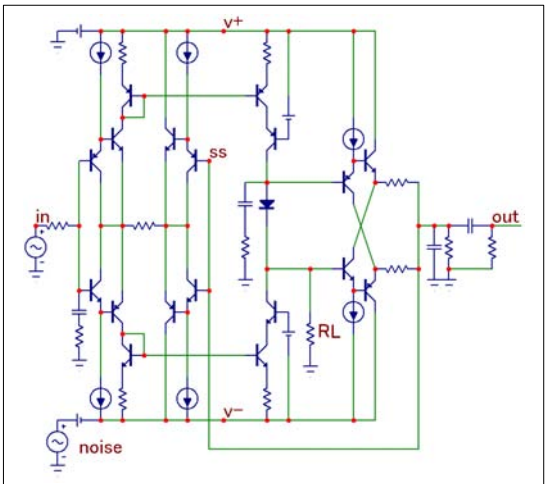


図 26　帰還量 PSRR 関係の試験回路

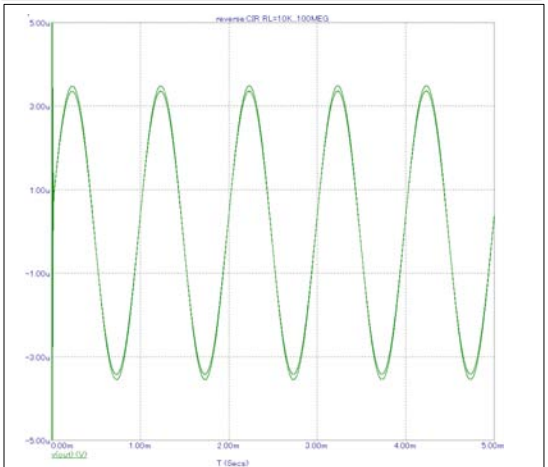


図 28　出力に現れた電源ノイズ

NFBアンプの設計が間違っていると

＜発振＞

正しく設計されていないアンプでは発振を引き起こします。発振には**図 29** のような極端な発振もありますが、『出力が不自然に小刻みに振える』、『リンギングが大きくなかなか収束しない』振幅の大きな箇所など特定の場所で高周波が乗る』など色々あります。いずれも発振状態もしくは発振に近い状態にほかなりません。正しく設計され、位相余裕の十分な NFB アンプ（レギュレータ）ではありえない現象です。この資料の先頭における解説と重複しますが、入出力遅延時間をtd、ゲイン交点をfc とした場合、以下の条件が満たされていない場合、発振を引き起こします。

$$fc < 1/(td*3)$$

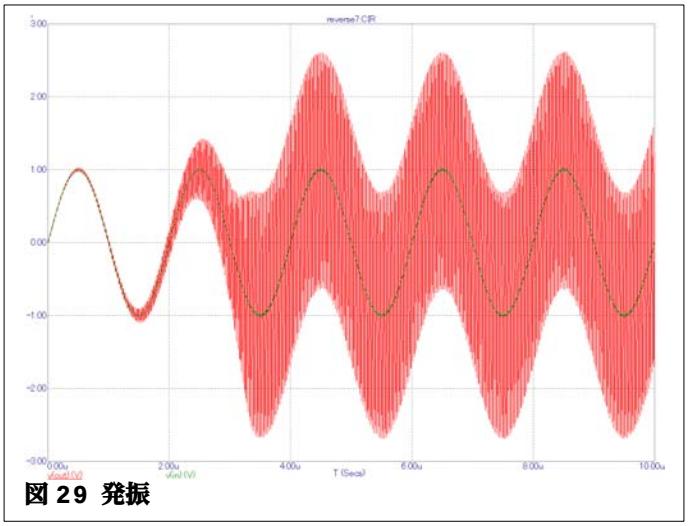


図 29　発振

＜TIM 歪＞

アンプの最大立上り勾配である、スルーレートを超える信号が印加されると発生する歪で、高調波歪として確認できます。通常オペアンプでは“Large Signal Frequency Response ”というグラフで、各周波数毎に最大出力電圧が定義されており、これを超えた場合にはサイン波が三角波になるなど、大きな歪が発生します。これまでの試験で使ってきたオペアンプはスルーレートが大きいので図 30 の一般的なFET 差動 2 段オペアンプ回路で試験します。図 31 は、図 31 に 250KHz22Vp-p の信号を印加したところでサインウェーブが三角波になっており、しかも立上りと立下りの勾配も一致していません。ビデオ信号、パルス出力、高出力パワーアンプなど高スルーレート信号を受ける場合には注意すべきです。

もっともオーディオ信号は低速・低電圧であり、最大スルーレートは最大出力と周波数上限から推論できるので電流帰還型アンプや、AB 級対称差動型アンプを使わなくても、TIM 歪の回避は十分可能です。

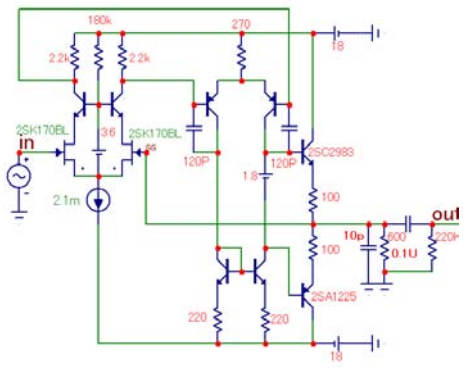


図 30 TIM 歪試験回路

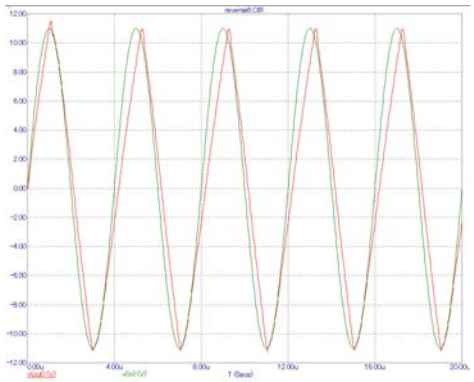


図 31 TIM 歪

NFB についてまとめ

最後に、NFB アンプにおける要点を箇条書きにしてまとめます。

＜NFB の効能のないもの＞
帰還量の大小によってPSRR（電源変動抑圧比）は変化しない。
入力部、帰還回路の、電圧性雑音、電流性雑音はNFBで改善されない。
入力部の、ベース～コレクタ間容量の電圧依存による歪はNFBで改善されない。
NFB回路自身の非線形、熱雑音、エクセル雑音（カーボン抵抗でのみ発生する）はそのまま残る

＜NFB の効能のあるもの＞
帰還量が大きいほど、外来ノイズ（電圧性、電流性に関わらず）抑圧比が向上しS/N 比がよくなる。
帰還量が大きいほど、内部残留ノイズは減少し、ダイナミックレンジが拡大する。
帰還量が大きいほど、高調波歪率、混変調歪率が減少する。
帰還量が大きいほど、周波数特性が広帯域化する。（＝位相特性がより直線になる）
帰還量が大きいほど、ゼロ精度（オフセット電圧）、ゲイン精度などの直流精度が改善する。
帰還量が大きいほど、逆起電力の影響による残響がなくなる。

＜NFB による性能向上のポイント＞
帰還量を増大させるには、GB 積が大きいほうがよく、そのためには遅延時間を短くする。（＝位相余裕を大きくする）
帰還量を増大させるには、DC ゲインを増大させる必要がある。
帰還量の増大だけでは、性能向上に限界があり、裸特性を改善する必要がある。

＜裸特性悪化の代表例＞
裸特性の悪化要因1：コレクタ抵抗と、ベース～コレクタ間容量の電圧依存
裸特性の悪化要因2：スルーレートの非対称性
裸特性の悪化要因3：コモンモード電圧もしくは電源電圧による、各電流の安定性
裸特性の悪化要因4：出力電流負担による歪
裸特性の悪化要因5：素子の直線性による歪
裸特性の悪化要因6：熱雑音
裸特性の悪化要因7：入力部の電圧性雑音、電流性雑音（NFBで改善されない）
裸特性の悪化要因8：入力部のアーリ効果による歪（NFBで改善されない）
裸特性の悪化要因9：電源から混入する雑音（PSRR、チャンネルセパレーションはNFBで改善されない）
裸特性の悪化要因10：電流性・電圧性の外来ノイズ（外部ノイズに関するS/NはNFBで改善されない）
裸特性の悪化要因11：スルーレートの不足（TIM歪が発生しなくてもスルーレートは大きいほど良い）

＜NFB回路がうまく機能しないケース＞
位相余裕がなくて発振する、あるいは発振気味。
スルーレートが不足するとTIM歪が発生する。

NFB懐疑論

アンプはオーディオだけでなく様々な分野に組み込まれています。これらのアンプはNFB を駆使して設計されています。またアンプだけではなく様々な電子回路がフィードバック技術の恩恵で、優れた性能を実現しています。ΔΣ変換器などのデジタル信号処理、PLL、PID制御（温度や動力制御）など皆NFB同様のフィードバック技術にほかなりません。スピーカーにまで帰還をかけようと今も熱狂的なオーディオマニアはMFBに挑戦しています。CD ラジカセを大音量で鳴らしていながら、0.5 ミクロンのCD ピットを読むことが出来るのもフィードバック技術の恩恵です。フィードバックをかけた装置は、帰還ループ内の非線形成分や、経年変化、温度変化などの悪影響から開放されます。フィードバックが不足していれば、誤差や歪、雑音が増大するとともに、温度や電源変動などの環境要件で諸特性が刻々と変動します。ゆえに様々な機器に限りなく多くのフィードバックを掛けようと技術革新が進んできました。しかしオーディオの世界だけでは、高帰還アンプに対するアレルギーが残っています。NFB アンプが登場したばかりの草創期には、不安定なアンプがあったり、技術者が発振に悩まされるなど、悪いイメージが定着しているかもしれません。しかし今日は、優れた設計手法の蓄積や、回路シュミレータなどにより、諸問題は解決できるようになっています。ただし低帰還アンプでは以下のように音質が変化し、こうした傾向の音を好む場合があります。オーディオは趣味嗜好の装置なので、低帰還でもいい場合がありますが、原音再生を狙うには高帰還とすべきです。

①高調波歪が増大し、ソースの倍音が増強される⇒音質が変化する
②ダンピングファクターが低下し、エコー（立下り過度特性が悪化する）が長くなり艶やかになる
③ダンピングファクターが低下すると、低Qts（低Mms）ウーハーの低域不足が解消する場合がある

当然ながら原音再生から離れますから、上記には帰還量低下による副作用があることに注意すべきです。歪が多ければ、ソースによっては中高域がキツイ、賑やかな音になったりします。またダンピングファクターの低下は立下り過度特性を悪化せしめ、アップテンポの曲のキレが悪くなったりします。また、③のダンピングファクタの増大による低域不足については、スピーカーのMms やQts を適切に選べばあまり問題はないはずです。低域不足を回避するには、あまりQts とMms が小さすぎないウーハーを選ぶことです。

保護回路について

NFB同様、保護回路懐疑論が存在します。中には性能劣化を懸念して保護回路を取ってしまおうという考え方も存在します。いずれも、憶測や主観に基づくものなので、厳密に、保護回路の影響をシュミレーションで検証してみます。

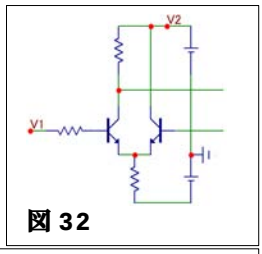


図 32

＜入力保護回路＞

入力保護回路は、アンプの電源電圧を越えた入力電圧が印加された場合に、入力素子を逆電圧や逆電流から守るものです。典型的な差動アンプ**図32**において、入力電圧V1が、電源電圧V2を越えると、トランジスタに逆電圧と逆電流が生じます。特にトランジスタの最大逆電圧は5-10Vと低く、これを超えるとhfe（電流増幅率）などの諸特性が永久劣化します。なお入力回路がオペアンプの場合には、定格オーバーで即壊れると判断して設計すべきです。ゆえに、デュスクリートであれ、ICオペアンプであれ保護回路は必須です。**図33**は、弊社PureSpeedシリーズのコントロールアンプ、SC1000の入力保護回路の簡易回路で、R2、D1、D2、C1で保護回路を形成します。R2、D1、D2は電源電圧に対するクランプ回路で、R2とC1はサージ電圧を鈍らせてピーク電圧を下げる役割があります。なお、R6はFET差動回路の入力抵抗、R1は信号源の抵抗、R4、R5、C1はアンプ入力部分の寄生発振防止回路です。**図33**では、電源オン状態なら入力電圧は、電源電圧25.25Vと、ダイオードの順電圧0.6Vにより、約25.85V（25.25+0.6）に制限されます。また電源オフ状態では、ダイオードの順電圧0.6Vのみでクランプされます。実際にSC1000の電源オフ状態では、入力リレーがオープンになるので、電源オフでの過電圧はありえません。保護回路が働いた場合、D1、D2にバイパス電流が流れますが、この電流はR2で制限がかかり、ダイオードの定格電流を守るように働きます。ここで重要なのはD1、D2の選択です。ダイオードは逆電圧によって電極間容量が変動する事で、歪が発生しますが、**図33**の1SS306は容量1.5pF、逆耐圧200Vと低容量、高耐圧なので、電極間容量の非直線性が僅かです。**図34**がこの回路の歪特性で、10KHz10Vp-pの大振幅を印加しています。

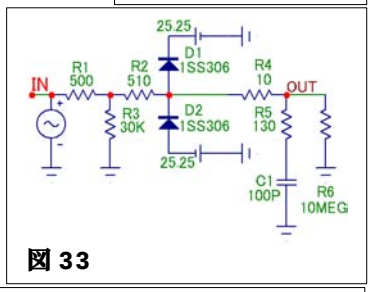


図 33

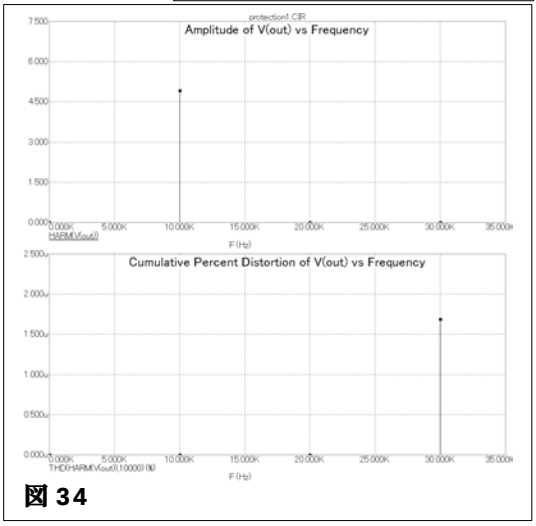


図 34

図34は、上がスペクトル、下が高調波歪ですが、2次高調波歪がほぼゼロ、3次高調波歪が0.0000017％とアンプの歪率を大幅に下回る超低歪率で、保護回路の影響は無視できます。また1.5pFという容量ゆえに、電源ラインからのノイズリークも微小です。この回路自身の残留ノイズは**図35**で0.87fVp-p（フェムトボルト）とこれまた極小です。**図36**はクランプダイオード1SS306を1SS1588に切り替えたときの歪率で、2次歪が0.0000017％から、0.0001％へと62倍も増大しており、高性能なアンプの歪率を上回る恐れがあります。1SS1588は低容量ですが逆耐圧が30Vと低く逆電圧に対する直線性が好くありません。このように入力保護回路ではクランプダイオードの選択を誤ると、アンプの性能をスポイルする大きな歪が発生する場合があります。

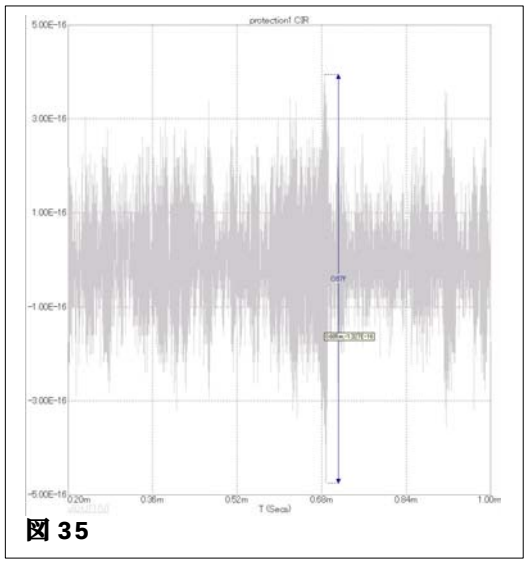


図 35

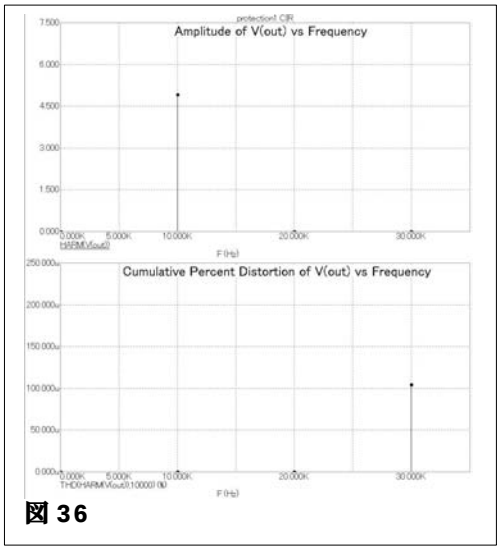


図 36

＜出力保護回路＞

コントロールアンプやプレーヤのように、出力電流の少ない機器では出力に抵抗を入れることで、負荷が短絡した場合の電流をに制限します。抵抗が大きいほど、電流が制限される反面、出力インピーダンスが増大するので100Ω～500Ωくらいが多いようです。素子が抵抗であるため、熱雑音以外には性能劣化がありません。しかしこの方法は、パワーアンプのように出力電流の大きな回路では使えません。このような場合にはヒューズやサーキットブレーカーなどが使われます。これらの保護素子は動作速度が遅く出力素子の保護が間に合わない可能性があり、トランジスタ式過電流保護回路が併用されることがあります。但しトランジスタ式過電流保護回路は瞬間最大供給電流を制限するので、PureSpeed SP2000を始め、近年のパワーアンプでは搭載しないものも多く取り扱いには注意が必要です。

＜まとめると＞

保護回路はアンプの性能維持、安全上必須である。
入力保護回路や出力保護回路による歪・雑音の増大は、アンプ本体に比べ微小であり無視できる。
入力保護クランプダイオードの選択を誤ると大きな歪が発生する。
出力保護にはサーキットブレーカー、ヒューズ、トランジスタ式がある。
サーキットブレーカー、ヒューズによる出力保護では動作速度が遅く出力素子の保護に間に合わない場合がある。
トランジスタ式出力保護は瞬間最大電流供給能力を低下せしめる。
瞬間最大電流供給能力の高い最近のアンプは、出力を短絡させると破壊するので要注意。

アンプが関わらない音質的なファクター

＜位相・群遅延・音像定位＞

アンプはスピーカーとは違い、位相特性（群遅延特性＝タイムアライメント）や周波数特性を平坦にすることが容易です。

オーディオシステムで立上り過度特性を左右するのは、スピーカーで、バスレフ型スピーカーやバックロードホーンスピーカーは100Hz以下で最大10msec以上の群遅延があります。一方、立下り過度特性を左右するのは、室内の残響で通常500msec程度あります。対してアンプの場合、トーンやラウドネスを全開にしても位相変化は30度以内に収まり、いずれも1KHz前後を中心にしているので波長が短いため、群遅延は20Hz～20KHzの範囲で1msec以下です。群遅延の支配しているのはトーンやラウドネスではなくDCサーボなどによるDC保護機構です。

ゆえにチャンネルセパレーションが十分（90dB以上）あれば、位相やチャンネルセパレーションから生じる、音像定位などの影響は、スピーカーや部屋の影響にマスクされ、皆無と言えます。真空管アンプでは、出力トランスや段間結合コンデンサによって、低域の位相特性がよくありませんが、半導体DCアンプで位相や音像定位を語るのは、スピーカーが雑音を発生すると言っているのと同じくらいナンセンスなのです。

＜過度特性＞

アンプの過度特性（立上りや立下り）は、スピーカーや部屋に比べ、極めて高速です。例えば、SP2000のスルーレートは400V/us以上ありますが、これは1/1,000,000秒以内に400V（20,000W!!）まで引き上げる速度勾配（スルーレート）を有していることを示します。もっと低スルーレートのアンプでも、スピーカーの過度特性よりは、高速です。電気信号が機構系よりも高速に遷移できるのは、よく考えれば当たり前のことです。半導体DCアンプで、過度特性を語るのも、スピーカーが雑音を発生すると言っているのと同じくらいナンセンスなのです。

＜スルーレートと周波数特性は違う＞

400V/usの過度特性があるなら、SP2000に1MHz4Vの信号を印加すれば、0.01us以内に立上ると思われますが、そうはなりません。SP2000は帯域外の信号による混変歪、ビートダウンを防ぐため、100KHz以上をカットオフしているからです。周波数と振幅が大きいほど大きなスルーレートが必要ですが、周波数が高く振幅が小さい場合、周波数特性が必要です。LVDSなど高速シリアルインターフェースで振幅を減らしているのは、低スルーレートの回路で、高周波の信号をハンドリングするためです。実際、20KHz76W（波高値35V）のパワーアンプに必要なスルーレートは以下の公式で求められ、4.4V/μsec 程度です。

必要なスルーレート(V/μsec)＝（2π×20KHz×35V）/（1,000,000）＝4.3981364V/μsec

実際には20KHzでフルパワーが入ること自体殆どありえませんし、成人は15KHz以上は認知できないので、15KHzフルパワーに必要なスルーレートは3.3V/us程度です。こうしてみると、SP2000の最大スルーレートは必要値の100倍以上あり、一見過剰に見えます。これはアンプの高調波歪率がスルーレートに反比例するためです。

まとめ

このドキュメントは、技術的な基礎理論の話が中心で、あまりPureSpeedの話は出てきません。しかし、これらはいずれも、PureSpeedのバックグラウンドテクノロジになっています。

PURE SPEED