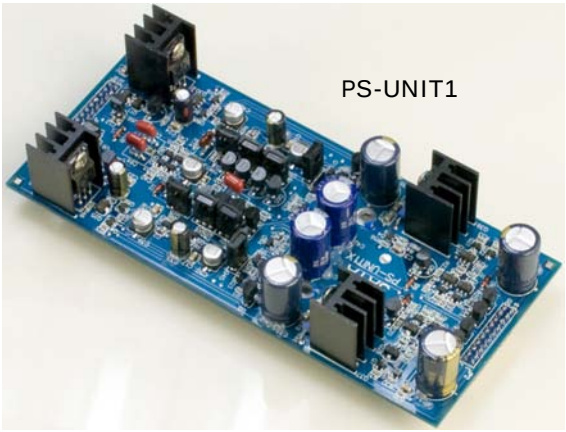
PURE SPEED
SAYA Inc.

PureSpeed
技術解説

1.高速・低歪・低雑音ユニットアンプ PS-UNIT1

SC1000、SP2000 の増幅段は、デュスクリート・オペアンプ・モジュール PS-UNIT1、もしくは無帰還バッファアンプ・モジュール PS-UNIT2 しか通過しません。これらは、弊社で設計開発されたデュスクリートアンプモジュールで、性能面で考えられる全てを出し尽くした最高峰のユニットアンプです。SC1000、SP2000 の性能は、この強力なユニットアンプに支えられています。



PS-UNIT2

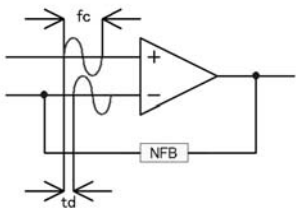


図 1　td＝入出力遅延時間
fc＝ゲイン交点周波数
＝1/(td*3)

＜入出力遅延時間＞

オペアンプを高性能化するには、広帯域で大きな NFB を掛けることが望まれますが、そのためには、オペアンプの高速化＝入出力遅延時間の大幅な低減が不可欠です。入出力遅延時間とクローズドループゲインを固定した場合、ゲイン交点（オープンループゲインの周波数カーブとクローズドループゲインの周波数カーブの交点）が低ければ位相余裕が増大、高ければ位相余裕が減少し発振のリスクが高まります。入出力遅延時間は、回路や素子、実装の特性で決まり、簡単には小さくできないので、通常は位相補償により、ゲイン交点を発振しない程度の低い周波数に抑えます。通常オペアンプは、クローズドループゲイン 0dB での運用が求められ、この時のゲイン交点はGB積そのものですから、入出力遅延時間は、GB 積を支配します。そしてゲイン交点における位相遅れが120°（≒1/3 サイクル）以内あれば発振しないので、入出力遅延時間を td とすると、GB 積の最大値は、fc＝1/(td*3) となります。この様子を**図 1**に示します。入出力遅延時間の制約から一般的なオペアンプや、オーディオアンプでは、GB 積を1～3MHz 程度とするのが普通であり、1KHz のオープンループゲインは 60～70dB しかなく仮にクローズドループゲインを 20dB とすると、帰還量は 40～50dB で、歪率を0.01%(100ppm)以下にするのがやっとです。CD など 16Bit ソースのクオリティ 7.5ppm(0.00075%)には遠く及びません。

より高級なオペアンプで、オーディオ用に使える広帯域低雑音オペアンプと呼ばれる品種では GB 積は 50MHz～100MHz になりますが、これに対して PS-UNIT1 の GB 積は 200～300MHz と2～6 倍あり、スルーレートは 10 倍～20 倍にもなります。1KHz におけるオープンループゲインは 110dB 程度で、裸特性においても可能な限り優れたものを目指しました。PS-UNIT1 と広帯域低雑音オペアンプ、汎用オペアンプの GB 積の比較を**図 2** に示します。PS-UNIT1 が如何に広帯域で大きなゲインを持っているかご理解いただけると思います。多くの高速・広帯域・低雑音オペアンプがバイポーラ入力ゆえに、テール電流が大きく大きなバイアス電流が流れ DC アンプに向きませんが、PS-UNIT1 は、FET 入力なのでバイアス電流はとても小さく、ダイレクトカップリング DC アンプにすることが容易です。

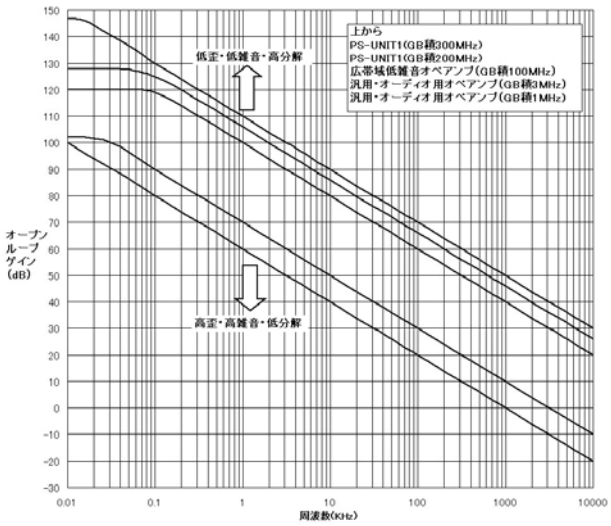


図 2　GB 積の比較

＜3 段増幅＞

増幅段が増えると DC ゲインが増えますが、遅延時間が増大するので、位相補償が大きくなり、GB 積は増やせません。3 段増幅で主流のフィードフォワード位相補償は、高域では NPN の 2 段増幅、低域では NPN と PNP の 3 段増幅となる 2 ウェイアンプであり、速度の遅いモノリシック IC 上の PNP を高域でバイパスすることで高速化を達成しています。モノリシック IC で低速の PNP をバイパスするメリットは大きい反面、位相補償が複雑で、スルーレート対称性が悪かったり、スルーレートが低かったりして低歪化に限界があります。当然、増幅段が増えると裸特性では不利です。シグナルパスは**図 3（上）**のように複雑で、品種によっては高速信号を印加すると摩訶不思議な波形応答を示すものがあります。高域におけるシグナルパスは 2 段増幅と同等であり、ディスクリート回路ならば高速の PNP デバイスの入手が容易なので、フィードフォワード位相補償のメリットは殆どなく、非凡な 2 段増幅でも、大きな GB 積のアンプが設計できます。

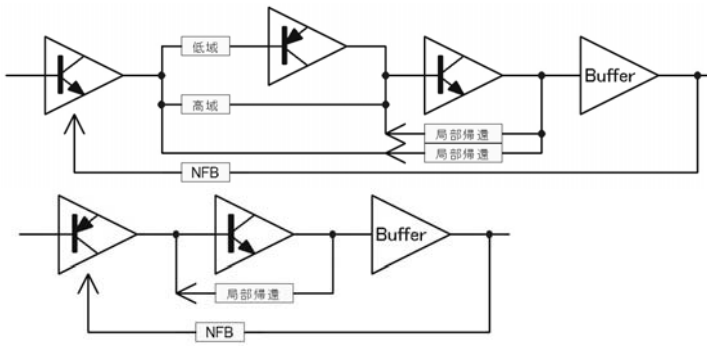


図 3　上 3 段増幅、下 2 段増幅

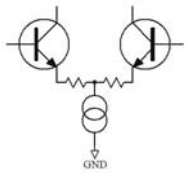


図 4　局部帰還

＜2 段増幅＞

オペアンプの中で最も基本的な回路で、差動入力の 2 段電圧増幅回路を、エミッタフォロワ（バッファ）経由で出力するものです。様々なバリエーションがありますが、2 段目のコレクタ～ベース間に位相補償を兼ねたコンデンサで、局部帰還（ミラー積分器）を施した回路が主流です。**図 3 下**）全体の帰還量は、NFB に、2 段目の局部帰還を上乗せした量となるので、帰還量を多く出来、低歪率しやすい構造です。但し、負荷の重いパワーアンプ、低雑音を狙った低インピーダンスアンプでは出力段の歪が多く、局部帰還の恩恵は少なくなります。速度は初段に利得を持たせるほど遅くなり、高速化しようとすれば 1 段増幅に近づくことになります。これを回避するには**図 4** のように初段の差動回路のエミッタに抵抗を挿入し、初段にも局部帰還をかければよいのですが、この抵抗の熱雑音により電圧雑音密度が悪化、S/N 面で不利になります。

＜1 段増幅＞

入出力遅延時間を低減するには、増幅段数を減らすシンプルなやり方が一番良いと考えます。実際、今日の高速広帯域オペアンプの多くが 1 段の増幅ステージしかもっていません。これはモノリシック IC であっても高速の PNP トランジスタを生成できる、新しいプロセスの普及により複雑なフィードフォワード位相補償を使う必要性がなくなったからとも言えます。1 段増幅回路は、シンプルな回路なので、素直な動特性を示してくれます。1 段増幅のバリエーションとして有名なものは、フォールデッドカスコード型、電流帰還型、AB 級差動対称型などが挙げられます。3 方式の共通点は、初段が Gm 段（電流変換）、2 段目は電流コピー機能（カレントミラーや折り返しカスコード）で、両者が一体となって 1 段の電圧増幅を行う点にあります。この様子を**図 5** に示します。1 段増幅で十分な DC ゲインを得るには、電圧増幅段の負荷となる、出力段の入力インピーダンスを高める必要があり、異極性ダーリントンバッファ形式の出力段になっているものが大半です。

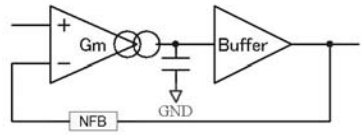


図 5　・・・1 段増幅のシンプルなシグナルパス

＜フォールデッドカスコード型、電流帰還型、AB 級対称差動型の比較＞

1 段増幅オペアンプの代表的な 3 方式の特徴を確認してみます。フォールデッドカスコード型オペアンプ（**図 6**）は、差動入力回路を持つ点では従来のオペアンプと同等であり、テール電流（差動回路の共通エミッタ電流）と位相補償コンデンサによってスルーレートが決まるという問題点があります。即ち高速化するには、テール電流を増やす必要があり、入力バイアス電流、電流雑音密度、消費電力の 3 点で性能が悪化します。これに対して電流帰還型（**図 7**）と AB 級対称差動型（**図 8**）は、回路の半分、半波形分がカットオフしても残り半分が稼動する AB 級動作が可能で、テール電流以上の電流振幅が可能です。即ちテール電流を小さくしても高スルーレート化が可能で、バイアス電流や消費電流を大幅に小さくすることが可能です。但し電流帰還型は、帰還回路がオペアンプの動特性を左右するために使用上の制約が大きく、またマイナス入力のバイアス電流が大きいなど使いにくい面が多いので、これを改良して電圧帰還とした AB 級対称差動型オペアンプの普及が進んでいます。AB 級対称差動型（呼び方色々あり統一されていない）は、電流帰還型の＋入力と同等の異極性バッファ回路を－入力にも採用することで、電圧帰還型として使い勝手を改善したもので、スルーイング能力では電流帰還同等の性能を示すので、高速広帯域アンプの最終形とも言えるでしょう。現在アナログデバイス、ナショナルセミコンダクタ、リニアテクノロジなど多くのメーカーがこのスタイルのオペアンプをリリースさせています。

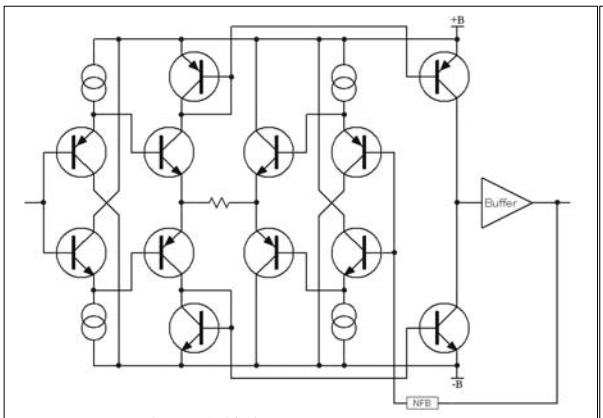


図 8　AB 級対称差動型

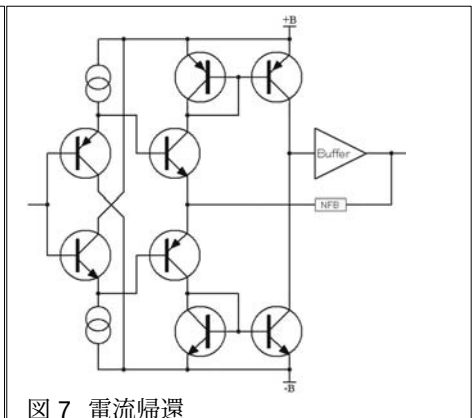


図 7　電流帰還

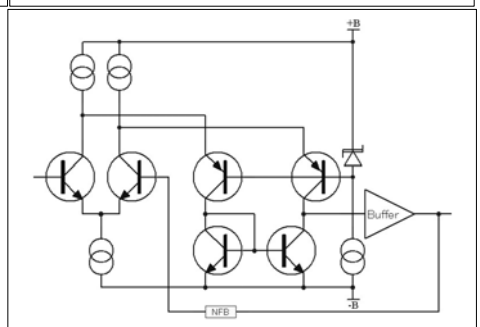


図 6　フォールデッドカスコード

＜電流帰還型とAB 級対称差動型は不採用＞
PS-UNIT1 は、トーンアンプ、ポールゼロ位相補償、D/A コンバータのスムージングフィルタなどNFB に周波数特性を持たせる用途を考えています。増幅と同時にトーンコントロールなどの機能を実装することは信号経路の単純化につながり、雑音歪率で有利になるからです。またポールゼロ位相補償（＆ ポール位相補償）を使えるか否かも性能向上に大きな差が出ます。こうした観点からNFB に周波数特性を持たせることが難しい電流帰還型は採用を見送りました。更に電流帰還型は、偶数次高調波歪率、－入力のバイアス電流と電流性雑音密度、オフセット温度ドリフト特性などでは不利と言えます。電流帰還の問題の幾つかを改善したのがAB 級対称差動型オペアンプですが、電流帰還トポロジを維持するには、入力素子をバイポーラトランジスタで構築しなければならず、雑音性能、入力バイアス電流性能にトレードオフが生じます。即ち入力バイアス電流と電流雑音密度の観点からすればテール電流を減らしたほうが良いが、スルーレートと電圧雑音密度の観点ではテール電流を増やしたほうが良いというものです。電流帰還型とAB 級対称差動型にはTIM 歪が発生しないというメリットがありますが、周波数の低いオーディオ帯域で、TIM 歪を生じさせないスルーレートにすることは容易であり、これもメリットになりません。さらにAB 級対称差動型で裸特性まで考えて高性能化すると、回路規模はフォールデッドカスコード型以上に膨れ上がるのも問題でした。まとめると以下のようになります。

○バイアス電流と電流雑音密度、スルーレートと電圧雑音密度のトレードオフがある。（電流帰還、ダイアモンド差動）
○TIM 歪が生じないという特徴は低周波を扱うオーディオアンプではメリットにならない。（電流帰還、ダイアモンド差動）
○裸特性の改善をまじめに考えると回路規模が大きくなる。（ダイアモンド差動）
○NFB に周波数特性を持たせることが難しい。（電流帰還）
○偶数次高調波歪率、－入力のバイアス電流と電流性雑音密度、オフセット温度ドリフト特性で不利。（電流帰還）

＜FET 入力フォールデッドカスコード型＞
フォールデッドカスコード型は、オーソドックスな差動入力・電圧帰還型であり、偶数次高調波歪率、オフセット温度ドリフトなどの諸特性に優れます。前述した3 つの問題点（入力バイアス電流、電流雑音密度、消費電力）は、デュスクリート回路であればFET 入力化により解決します。即ち入力バイアス電流、電流雑音密度の2 点は無視できるほど小さくでき、残るは消費電力の問題だけになります。消費電流は、このクラスのアンプにとっては重要なファクターではないのでPS-UNIT1 のグラウンドデザインはFET 入力フォールデッドカスコード型となったのです。PS-UNIT1 の簡略した回路モデルを**図 9** に示します。ちなみにFET でバイポーラトランジスタと同じGm にするには（⇐同じGB 積にするには）大きなテール電流が必要ですが、これは高スルーレート化が容易であることを意味し低歪率化を推進します。歪率の大きさはスルーレートの大きさに反比例するからです。FET 入力フォールデッドカスコード型についてまとめると以下のようになります。

○FET 入力により、入力バイアス電流と、電流雑音密度が小さい。
○FET 入力により、テール電流を大きくできるので、電圧雑音密度、スルーレート（⇐歪率）で有利。
○差動入力であり、偶数次高調波歪率、オフセット温度ドリフトなどの諸特性に優れる。
○電圧帰還型なのでNFB に周波数特性を持たせることが出来る。（増幅と機能を両立→信号経路のシンプル化）
○1 段の増幅ステージしかもたないので高速・広帯域化が容易である。
○消費電流は大きいが、PureSpeed では問題とはならない。

＜PS-UNIT1 の回路構成 :Gm 段＞
全段上下対称回路で、入力は FET2 パラレル対称差動回路です。上下対称回路であることを考えると実質 FET4 パラレル入力であり、入力容量が大きく、低インピーダンスの NFB 回路が前提です。この大きな入力容量は、信号電圧による Vds（ドレイン-ソース電圧）の変化で変調を受け、高域で歪が増大するのでカスコードブートストラップ回路を実装しています。カスコードブートストラップ回路は、信号電圧を印加しても Vds を一定電圧に保つので、入力容量が一定となり、歪率悪化を防ぎます。ちなみに、フォールデッドカスコード回路は、**図 9** 破線で囲んだ部分の定電流回路のカスコードブートストラップであり、差動 FET の Vds を固定化する役割はありません。FET の Gm は 25mS と大きく、上下対称を合わせると 4 パラレルで100mS に達し、電圧雑音密度が大幅に低減します。

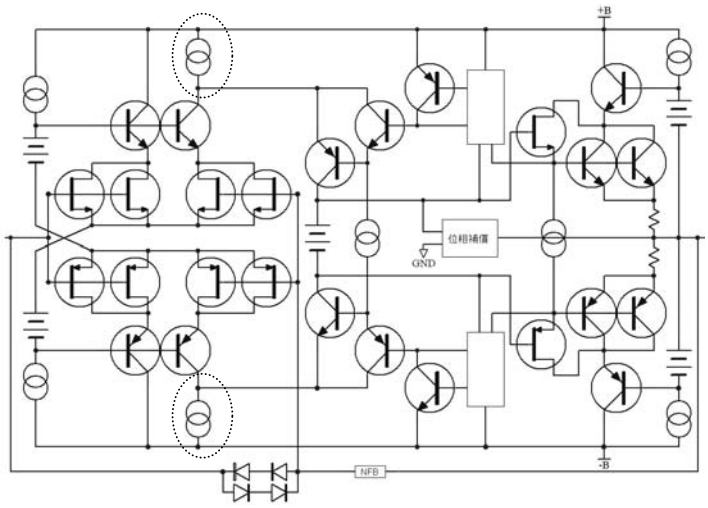


図 9　PS-UNIT1 FET 入力フォールデッドカスコード型

＜PS-UNIT1 の回路構成 :フォールデッドカスコード段＞
この部分の役割は、電流振幅を折り返すこと、そしてカスコードトランジスタのコレクタで電圧に変換することの 2 つです。電流振幅をΔis、フォールデッドカスコード段の負荷インピーダンスRs とすると、変換電圧はΔis×Rs となります。Rs とは、出力段の入力インピーダンスと、フォールデッドカスコード回路の出力インピーダンスであり、これらは非常に大きい値なので、1 段増幅であっても十分なオープンループゲインが得ることができます。ところがカスコードトランジスタは、1/hfe 相当の電流、Cob による電流がリークし、これが Vce（信号電圧）により変動します。このリーク電流は前述した Rs を低下させるもので、オープンループゲインを低下させると同時に、Rs が Vce（信号電圧）で変動するので歪の原因になります。

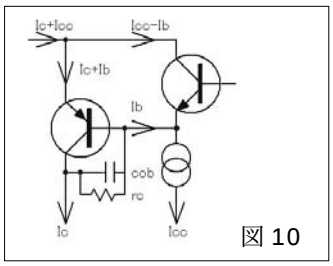


図 10

PS-UNIT1 は、この対策として、ベースからのリーク電流を減らすため、カスコードトランジスタを異極性ダーリントン接続としています。まずダーリントン接続でリーク電流は 1/(hfe*hfe)に減少、オープンループゲインの減少を抑えます。**図 10** は上下対称回路の上側のフォールデッドカスコード段を抜き出したもので、PNP トランジスタのコレクタ電流 Ic がGm 段の出力です。PNP トランジスタのCob とrc によるリーク電流 Ib は、信号電圧で常に変動し、これがコレクタ電流 Ic の変動になると歪が発生します。しかし Ib の変動は定電流回路の電流 Icc の範囲内であれば、NPN トランジスタに吸収されます。即ち、Ib が増大すると、その分 NPN トランジスタの電流が減少しますす。この NPN トランジスタの電流減少分だけ、PNP トランジスタのエミッタ電流が増大します。この増大分は Ib 増大分に相当するので、相殺されます。結果、初段からの信号電流は Ic＋Icc で、NPN トランジスタのコレクタ電流 Ic で、いずれにも Ib が影響していないことが分かります。Ib の増減は図 9 の四角のループ内に留まるのです。尚、通常フォールデッドカスコード段の電流は、カットオフを防ぐため大きすぎるのが普通ですが、カットオフするくらいの少ない電流設定のほうが、優れた性能を示します。しかし万一カットオフしてしまうと、不安定状態に陥るので、PS-UNIT1 はカットオフギリギリの電流に設定した上で、カットオフ状態での動作安定化回路とリカバリー回路を追加しています。

＜PS-UNIT1 の回路構成 :出力段構成＞
電圧増幅段の負荷となる出力段は、FET と 2 パラレルバイポーラトランジスタによる、異種デバイスダーリントン上下対称 A 級プッシュプルバッファです。このステージの入力容量が信号電圧によって変調すると、電圧増幅段の出力で歪が発生するので、カスコードブートストラップ接続により、入力容量をロックしています。2 パラレルバイポーラトランジスタによるエミッタフォロワ出力段も、カスコードブートストラップ接続により、電流負担と電圧負担を分離、大電流・低容量素子とあいまって 2A をギャランティできる強力な出力段となっています。

＜PS-UNIT1 の回路構成 :出力段と負荷＞
帰還ループの外部に置かれる、帰還回路やボリューム、トーンなどのパッシブ回路は、インピーダンスに比例して熱雑音が発生するため、雑音を低減するにはローインピーダンス化が必要です。しかし行き過ぎるとオペアンプの負荷が重くなり、歪率が悪化します。PS-UNIT1 の強力な負荷駆動能力は、300Ω以下のローインピーダンス設計を行っても、歪率の悪化が極小で、ボリューム、ダウンミックス、帰還回路、トーン回路などの大幅なローインピーダンス化が可能となり、高 S/N を実現することができました。

＜PS-UNIT1 の回路構成：上下対称コンプリメンタリ回路＞

図11は、オーディオ回路でもよく使われる、GB積3MHz程度のJ-FETオペアンプの電源変動抑圧比（以降PSRRと呼ぶ）です。、プラス側PSRRよりもマイナス側のPSRRは33dBも悪く、S/Nに悪影響があると推測できます。特にマイナス側のPSRRは2MHzでゼロになり、高周波の電源ノイズはそのまま出力に現れる点も気になります。このように上下非対称回路のPSRRは、正負どちらか一方で20～40dB程度悪いのですが、全段上下対称コンプリメンタリプッシュプル回路は、こうした問題がなく、電源雑音に強く高S/Nにすることが容易です。また動特性ではPNPは立上りが早く、立上りが遅いのに対し、NPNでは立上りが遅く、立下りが早いため、スルーレートがアンバランスですが、上下対称回路ではPNPとNPNの動特性の中間となるため歪率を下げるのに効果的です。スルーレート直前の信号を印加したときの様子が**図12**で、赤線がPNP、青線はNPNです。PNPは立上りが早く、立上りが遅いのに対し、NPN側の挙動はその反対になっています。黒はPNPトランジスタとNPNトランジスタの合成波形を表し、上下対称コンプリメンタリプッシュプル回路に相当し、PNPとNPNの中間に位置します。このようにスルーレートの対称性で、コンプリメンタリ回路は優位で高域の歪率や過度特性に影響が出ます。このほか電圧雑音密度が1/2になる、裸利得が2倍になる、入力バイアス電流が低減する、オフセット温度ドリフトが低減するなど、様々な恩恵があります。一方、現在の半導体技術ではPchとNch、PNPとNPNの特性を揃えることは難しいのですが、A級動作であれば、上下2経路の波形をゼロクロスポイントで合成するのではなく、上下2経路の波形を平均するだけなので、直線性が改善します。（※極端に異なるデバイス、例えばFETとバイポーラでもコンプリは成立し、PSRRのメリットは残ります）

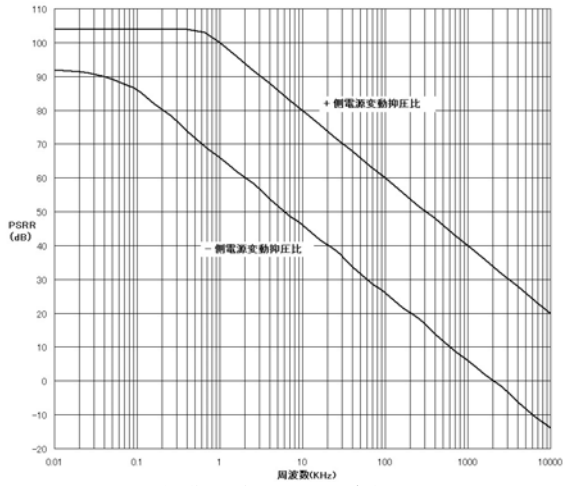


図 11　上下非対称回路の電源変動抑圧比

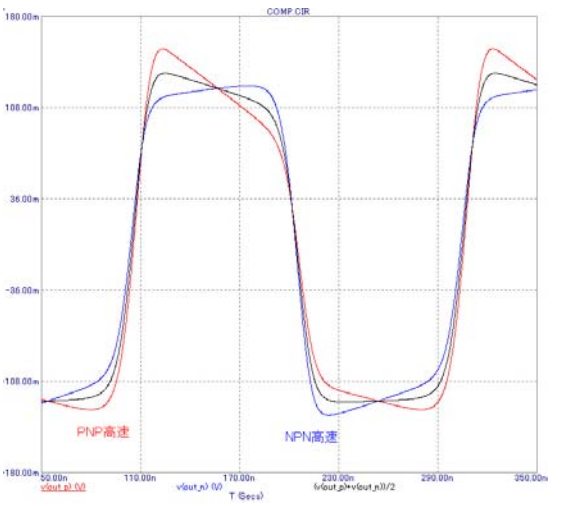


図 12　高速信号の応答

＜PS-UNIT1 の回路構成：電流源＞

PS-UNIT1 は±7～60V の広い電源範囲での使用を前提としており、動作電流は全て定電流回路により生成されます。従って各電流は、電源電圧、同相電圧に依存せず安定です。定電流回路も常に安定というわけではなく、電源電圧、同相電圧の変動で、定電流トランジスタの Vce が変化すると、わずかに Ic が変動します。しかしPS-UNIT1 の定電流回路は**図 13** の通り定電流トランジスタ（カレントミラー部分）がカスコード接続されており、Vce は変動せず、Ic も一定となります。カスコードトランジスタのVce の変動は避けられませんが、Vce の変動は hfe（電流増幅率）の変化⇒ベース電流変化⇒コレクタ電流変化（定電流性能の悪化）となりますが、ここはダーリントン接続なので、Ib 変化分は、ダーリントントランジスタを経由して還流され、Ic の変動はわずかです。このほか高精度ボルテージリファレンス IC の採用、電流源トランジスタの温度係数をキャンセルするカレントミラを組み合わせるなどして、温度係数 55～85ppm/℃、同相電位変動 79ppm/V の性能を達成しています。これはウィルソンカレントミラーの2～4 倍の性能です。こうした定電流回路が配置できないフローティングノードでは定電流ダイオードを使っています。

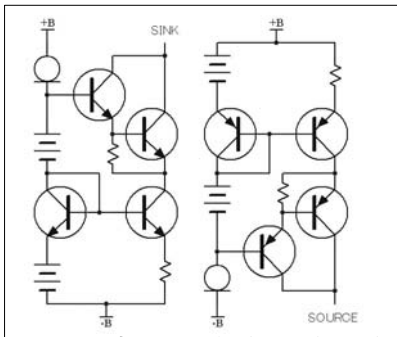


図 13　定電流回路（シンク／ソース）

＜PS-UNIT1 の回路構成：電圧源＞

カスコードブートストラップや定電流回路、出力段に必要なバイアス電圧などは、雑音源にならないよう、定電圧回路と高域特性の優れたフィルタコンデンサにより構成され、雑音の多いツェナーダイオードは用いません。定電圧回路はトランジスタによるディスクリートの場合と、ボルテージリファレンス IC を使う場合の 2 つがあり、使い分けています。**図 14** はトランジスタの場合で、PNP、NPN の 2 タイプあり、いずれも温度係数があるので、バイアス電圧の対象となる回路の温度係数を相殺できます。一方、ボルテージリファレンス IC は温度係数がないので、定電流回路など精度を要求される場所に使用されます。

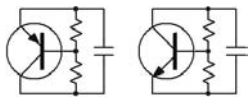


図 14　電圧源

＜PS-UNIT1 :デバイス＞
回路構成が同じであっても、使用するデバイスの電極間容量（Cob やCiss、Crss）が大きければ高速化は困難です。しかし電極間容量の小さいデバイスは、半導体のパターンがコンパクトですから直線性が悪く、裸特性と高速化が矛盾します。従ってデバイスの選定は極めて重要です。もっとも PS-UNIT1 の回路構成がデバイスの選定に自由度を与えている側面もあります。PS-UNIT1 は全段カスコードブートストラップ接続であり、耐圧の低いデバイスが使えます。こうした低電圧デバイスは電極間容量が小さく、直線性に優れるものが多く存在しますから、PS-UNIT1 は優れたデバイスの選定が可能でした。

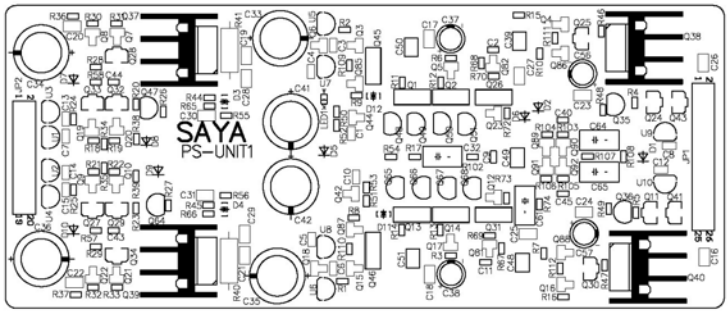


図 15　部品同士の間隔を限界に詰めたPS-UNIT1

＜PS-UNIT1 :実装＞
GB 積が大きい広帯域アンプではリードインダクタンス、配線間の容量が無視できません。例えば0.5mm 径、長さ3mm のリード線の部品 2 箇所を、幅 0.5mm 厚み 0.07mm の10mm(0.2mm 直径に相当する) のパターンで結線すると 12nH、0.6Ω程度の特性になります。ここに容量が 30pF 加わると位相は 300MHz で 173 度も遅れますから、GB 積 300MHz の達成は困難です。現実には全ての配線を 10mm にすることすら不可能ですし、配線数も多いので、この問題は極めて深刻です。そこでPS-UNIT1 は、リード線のない面実装部品を多様し、さらに多層基板を用いることでこの問題を緩和しています。多層基板では、電源やグラウンドは内層に格納され、全面ベタの低インピーダンス・低インダクタンス配線が可能なので理想的な電源に近づける事が可能です。表と裏の表面層は信号線のみを走らせるスペースがあれば良いので、部品の端子同士を**図 15** のように、ギリギリに近づけることができ、配線長を最短にすることが可能となりました。ちなみにパターン（基板上の配線）は太く厚くしたほうがインダクタンス・直流抵抗が減少して良いと思われがちですが、パターンを太くすると、ギャップ（隣接するパターンとの距離）が減少し結合容量が増えます。また隣接するパターンとのギャップを一定とした場合、パターン厚みを増やせば、対向面積が増大しますから、結合容量が増大します。単純に 70μの基板を 140μにすれば、結合容量は約 2 倍となります。従ってインダクタンス（パターンを太く厚く）、結合容量（パターンを狭く薄く）にはトレードオフがあります。パターンは太いほどいい、厚いほどいいという単純な話ではないのです。こうした観点でも基板の最適化は不可欠です。

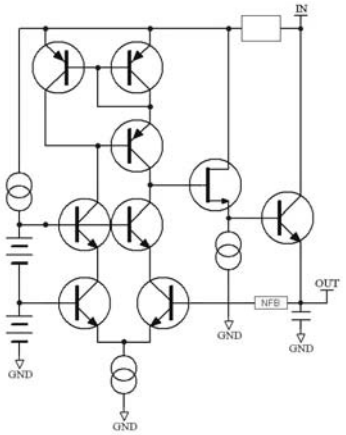


図 16　＋側内蔵レギュレータ
（－側はこれと対称の回路）

＜PS-UNIT1 の回路構成 :レギュレーター＞
オペアンプは大きな PSRR（電源変動抑圧比）を持っていますが、PSRR は高域で低下する 1 次の減衰特性を持っており、電源変動を完全に排除することはできません。この電源変動には以下のとおり幾つかの要因があります。

①負荷変動　電源ラインには信号電流と、電源インピーダンスの影響で、信号波形と相似の電源電圧変化が現れます。特に電源インピーダンスが大きく、振幅が大きい場合、電源電圧変化が大きくなり3 次歪が増大します。電源インピーダンスは、レギュレータまでの距離が長く細いほど大きくなります。またレギュレーターの出力段が貧弱でも電源インピーダンスが上昇します。

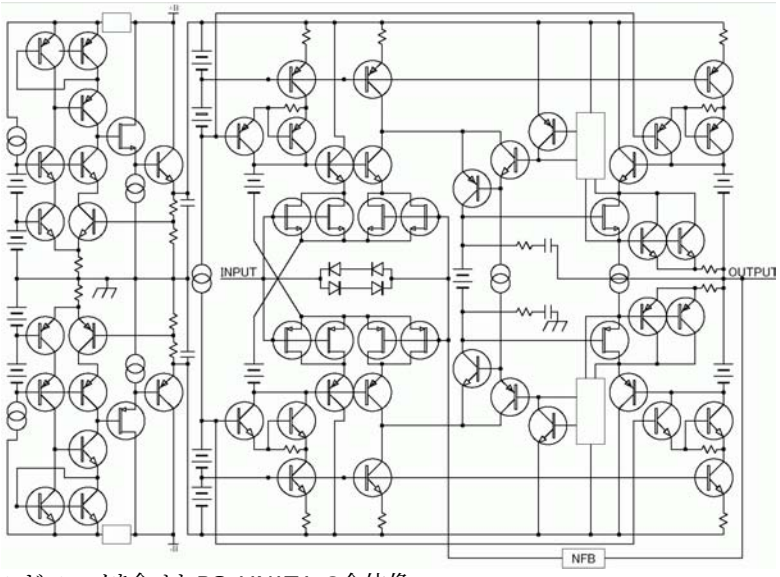
②クロストーク　他のチャンネルの電流が、電源インピーダンスを通じて電源電圧変動に変換され、これが PSRR を通じて、アンプに今夕すると、クロストークが発生します。

③リップル　アンプに必要な電源は直流ですが、商用電源は交流なので、トランスと整流回路、平滑回路による AC/DC コンバーターで直流に変換します。この直流は厳密には完全な直流ではなく、平滑しきれなかったリップルノイズが数 mV～数百 mV 乗っています。

④電源電圧変動と高周波の電源ノイズ　商用電源は電気の使われ方で変動します。この変動は可聴帯域よりも低い周波数で生じるので、オーディオ帯域への影響は微小ですが、デジタル機器が増えた今日、今度は高い周波数の電源電圧変動＝高周波の電源ノイズが、回路に混入しビートノイズなどの要因になります。

負荷変動、クロストークの問題を解消するため、PS-UNIT1 はレギュレータを一体型とし、アンプとの結線は多層基板の内層を全面的に使い電源インピーダンスを極小にしました。更に出力に 2A のドライブ能力と大きな帰還量により、レギュレータ自身の出力インピーダンスも最小です。

PS-UNIT1 に内蔵されたレギュレータは、DC～100MHz の広い帯域で最小 78dB のPSRR があり、リップルやクロストーク、高周波の電源ノイズを効率的に排除します。この性能を実現するために、高速広帯域化と、高ゲイン化を進めました。レギュレーターも一種の NFB アンプなので、GB 積が大きいほど、広帯域で大きなPSRR を保つことが出来るからです。レギュレータの回路を＋側のみ抜き出したのが**図 16** で、差動・カスコードブートストラップ・ウィルソンカレントミラー負荷の電圧増幅段と FET＋バイポーラトランジスタの異種ダーリントン出力段による 1 段増幅構成になっており、優れた裸特性と、大きな GB 積を実現しています。－側の回路も、**図 16** の上下対称回路（コンプリメンタリ）になっており性能は同等です。



レギュレータを含めたPS-UNIT1 の全体像

PS-UNIT1 のアンプ部分のPSRR は DC～20KHz で 139dB～92dB あり、レギュレータを含めたオーディオ帯域のPSRR は228dB～171dB に達し、電源リップル、電源ノイズ、電源変動の影響は無視できるレベルです。レギュレータは直流を扱うので、基準電圧や帰還抵抗は 25～30ppm/℃低ドリフト品を使用し、温度ドリフトにも優れた設計となっています。残留雑音は 1μV 以下です。

＜PS-UNIT1 の性能＞

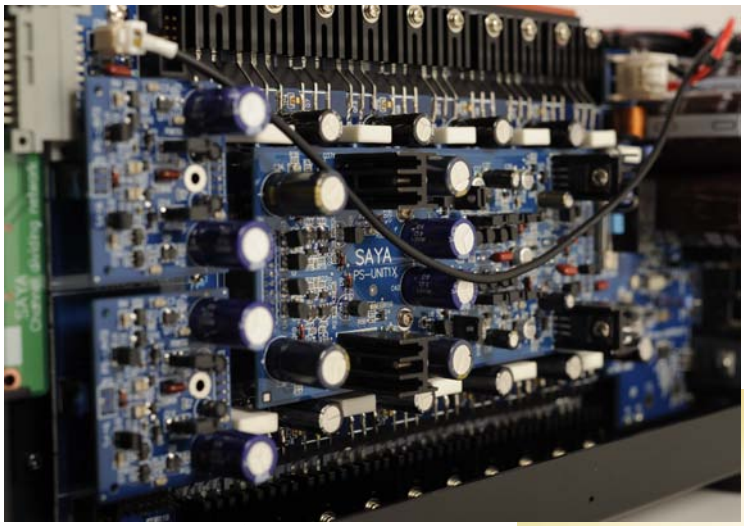
設計コンセプトも結果が伴わなければ机上の空論です。PS-UNIT1 の性能は 20Hz～20KHz においてクリピッングポイントの55％程度の範囲内であれば2ppm 以下の高調波歪率（信号発生器の歪率を含む）、ピーク性能は0.15ppm 以下の高調波歪率、±60V の耐圧、2A の負荷駆動力、0.8nV/√Hz(1KHz)の電圧雑音密度、128～147dB のDC ゲイン、200～300MHz のGB 積(1KHz で108-112dB もの裸利得)、220V/μs～453V/μs のスルーレート、微小なバイアス電流及び電流性雑音など、総合的に高い性能を実現しています。高速広帯域アンプとは異なり、FET 入力なので、入力バイアス電流と電流雑音密度が小さく、DC アンプとすることが可能です。また出力段が強力なのでヘッドフォンアンプにそのまま使えますし、耐圧が高いのでパワーアンプにも応用できます。GB 積とスルーレートが 2 パターンありますが、高速広帯域のほうがパワーアンプ用です。パワーアンプでも使えるよう、バイアス回路は外付けで、出力トランジスタのエミッタノードを引き出すことができます。また安定化された電源は外部に供給することが可能です。

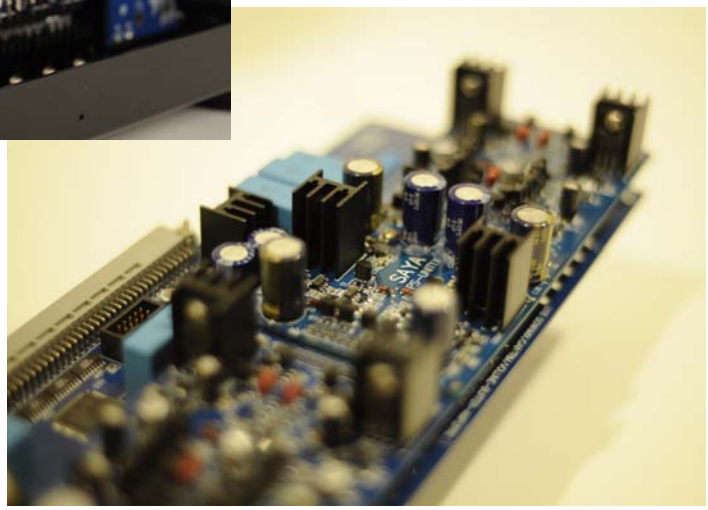
＜PS-UNIT1 とオペアンプとの比較＞

最近の IC オペアンプもなかなか優秀ですが、半導体プロセスの制約から、長所と短所があり、用途毎に長所と短所を最適化して設計しています。AD797 は低歪率で電圧雑音密度が低い反面、入力バイアス電流と電流雑音密度が良くありません。GB 積はPS-UNIT1 によりも20-30％低く、スルーレートは1/10 以下です。入力バイアスの小さいLT1028 ではGB 積とスルーレートが更に悪化します。高速広帯域の AB 級対称差動型型アンプや電流帰還アンプは、いずれもビデオアンプ帯域や計測アンプを前提に作られており、オーディオ帯域における歪率、バイアス電流、DC ゲインなどの性能の優れたものはなかなかありません。バイアス電流を考えるとFET オペアンプが望ましいのですが歪率、電圧雑音密度が良くありません。低歪をうたっている、OPA2604 などでも歪率、電圧雑音密度、いずれの項目も PS-UNIT1 の 10 倍以上多い数値で、汎用的なAD712 になると更に性能は悪化します。データシートにおける歪率が数 ppm～1ppm 以下のオペアンプもリリースされていますが、ノイズゲインを大きく取る方法で計測して、歪率を推論しています。この方法なら PS-UNIT1 の歪率は一桁は良い数値になり、こうしたオペアンプを凌駕しますが、あくまで推論値なので弊社の計測は測定系を含めた実測値で公表しています。IC オペアンプは最大でも±22V の電源耐圧しかなく高出力のパワーアンプには使えません。また負荷駆動力が乏しいので高 S/N 比を狙ったローインピーダンス設計も出来ません。例えば SC1000 のPS-UNIT1 にかかる負荷は 300Ω台です。多くのオペアンプは負荷 600Ω以下になると性能が悪化します。

＜PS-UNIT1 の応用＞

PS-UNIT1 は、コントロールアンプ SC1000 でチャンネルあたり2 個、パワーアンプ SP2000 でチャンネルあたり1 個使われています。更に今後発売予定のD/A ではPS-UNIT1 のレギュレーターを外した、PS-UNIT3 がチャンネルあたり3 個使用されます。D/A ではPS-UNIT1 と同等のレギュレータで、3 個のPS-UNIT3 を駆動します。





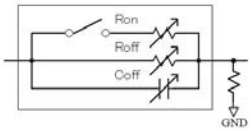


図 17　半導体スイッチの等価モデル

＜リードリレー＞

PureSpeed SC1000 とSP2000 高性能化の重要なポイントは、大きな歪を発生させる半導体スイッチを廃止し、リードリレーによるロジックコントロールを導入している点にあります。昔のアンプは半導体スイッチではなく ただのスイッチでしたが、これは歪を発生させません。しかしスイッチや可変抵抗への長い引き回しは、ハムノイズを拾いS/N を悪化させます。特に可変抵抗はインピーダンスが高いので雑音の餌食です。そこで配線を最短にできるマイコン制御の半導体スイッチの導入が進みました。半導体スイッチはJFET、BJT、CMOS など構成は様々ですが、主流はCMOS です。これらはアンプと異なりNFB を掛けることが出来ないので、大きな歪を発生させます。歪の原因はオン抵抗、オフ抵抗、オフ容量の電圧依存性です。半導体スイッチの等価モデルは**図 17** でRon はオン抵抗、Roff はオフ抵抗、Coff はオフ容量で、これらが入出力間電圧と、コモン電圧で変動します。CMOS、JFET、BJT のいずれの方法であっても、この問題から逃れることは出来ません。半導体スイッチのオン抵抗と、後段のインピーダンスによる微小な減衰率は、オン抵抗が一定なら何の害もありません。しかし信号電圧によりオン抵抗が変動するので、減衰率も変動し歪が発生します。一般的には波形の上下がつぶれた 3 次歪になりますが、オン抵抗は正負で若干のアンバランスがあるので 2 次歪も発生します。この方法への対策は確立されていて、後段のインピーダンスを大きくすることで、無視できるレベルにすることが可能です。しかしこのような回路では、オフ抵抗とオフ容量の電圧依存が歪の原因となります。オン抵抗対策を行うと後段のインピーダンスが高いので、高いオフ抵抗やわずかなオフ容量であっても影響が無視できなくなるのです。オフ抵抗とオフ容量は、周波数特性を持ったリーク電流そのものであり、このリーク電流が、後段の高いインピーダンスで電圧に変換されます。このリーク電流は信号電圧によって変動するので、オン抵抗同様の歪が発生します。弊社では、オフ抵抗とオフ容量を1/10 程度に軽減する回路技法を実現していますが、PureSpeed への採用は見送りました。どれほど CMOS スイッチの歪率を低減したところで、PS-UNIT1 の性能をスポイルすることに違いは無いからです。そこで半導体を使わない、リードリレーによる電子スイッチ構成とすることで、この問題を解決しています。このリードリレーはSC1000 では入力切替、トーン、ボリューム、ラウドネス、ダウンミックス、ミューティングなど全ての操作箇所に導入されています。またSP2000 でもゲイン切り替えに導入しています。リードリレーと他の方式の比較は以下の通りです。

半導体（電子）スイッチとの比較	:リードリレーの歪は皆無で、PSRR の影響がないのでS/N も良くできる。
メカニカルリレーとの比較	:リードリレーは高周波性能、消費電力、サイズの面で優れる。
古典的な配線引き回しスイッチ	:リードリレーは配線引き回しが不要で、高 S/N になる。

2.パワーアンプSP2000

コントロールアンプSC1000 はマルチチャンネルをハンドリングできることが一つのメリットですが、SP2000 は、マルチチャンネルではなく2 チャンネルです。パワーアンプは操作部分がないので、性能を犠牲にしてまでマルチチャンネルにを1 台の筐体に詰め込む必要はないと考えました。従って SC1000 との組み合わせでマルチチャンネルを楽しみたい場合、複数の SP2000 でスピーカーをドライブする必要があります。SP2000 はグラウンドループによるノイズを完全に遮断するためにツインモノーラル構成となっています。

＜パワーアンプSP2000 :出力段＞

SP2000 は、PS-UNIT1 にカスコードブートストラップ付きのMOS-FETx5 パラレル出力段を追加、3 段ダーリントンパワーアンプとして設計されました。MOSFET の大きな入力容量を駆動するには2 段ダーリントンでは不足で、高域の歪率を低くするために 3 段ダーリントンとしました。アイドル電流はとても大きくA 級動作領域は76W 以上です。クリッピングパワーも105W あります。超低歪と呼べる領域は76W までで、そこからは歪率が増大し、100W で真空管アンプや D 級アンプ（デジタルアンプ）並の 0.1%になり、105W を超えるとクリップします。消費電力が大きいので、アイドル電流を抑えた low-power モードを追加しています。通常のリスニングレベルでは low-power モードであってもA 級動作範囲（18W）に収まると思います。SP2000 は純 A 級アンプなのでクロスオーバー歪は皆無ですが、もしAB 級動作領域に陥ってもMOS-FET の二乗特性によりクロスオーバー歪の増大は微々たるものです。A 級動作ではアイドル電流が大きいので、出力素子の Gm も必然的に大きくなり高調波歪率も少なくなります。AB 級やD 級（デジタルアンプ／PWM アンプ／スイッチングアンプと呼ばれるもの）に比べエコロジーとはいえませんが、性能面でA 級アンプは圧倒的です。PureSpeed は、究極の性能を目指すハイエンド機ですから、コストや効率は無視し、性能面で有利なA 級動作としました。

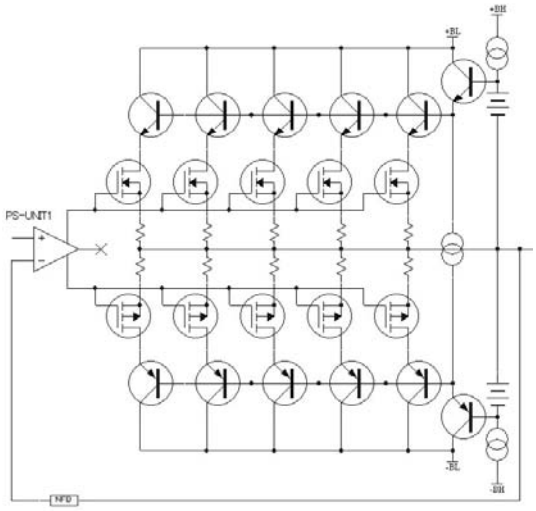


図 18　パワーアンプの内部写真と、単純化したシグナルパス

（←低歪・低雑音化）・・・・A 級・・・・AB 級・・・・D 級・・・・効率・コスト・サイズ重視→）

MOS-FET は当初、最近のトレンドで大電流高 Gm 型を前提に設計していましたが、大きな入力容量は、位相補償容量を増大せしめ、GB 積とスルーレートが大きく損なわれることが判明、PS-UNIT1 の能力を生かした低歪率は困難であることが判明し、古典的な高速・低容量・低 Gm タイプのMOS-FET に落ち着きました。これは2SK134/2SJ49 という初代 MOS-FET のモールド版で、40 年近い歴史のある古いデバイスですがPS-UNIT1 とのコンビネーションで最高の性能を叩き出してくれます。Gm が低いMOS-FET なので、裸特性では高 Gm 大電流 MOSFET に劣りますが、入力容量が小さいので、位相補償が軽くすみ、スルーレート、GB 積では有利です。結果、広帯域で大きなNFB を掛けることができ、高 Gm 大電流 MOSFET を使用した場合よりもはるかに低歪となります。MOSFET のパラレル数が5 個と高級機にしては比較的少ないのも、入力容量を抑えるためで、位相補償を増大させない適正値として導き出されました。パラレル数が少ないので、MOSFET の電力負担を軽減するためにカスコードブートストラップ接続としています。出力段のカスコードブートストラップは、MOSFET の大きな入力容量の変調を抑えることができ、低歪率化に貢献します。PS-UNIT1 とパワー段をトータルした全体構成を**図 18** に、全ブロック図を**図 19** に示します。

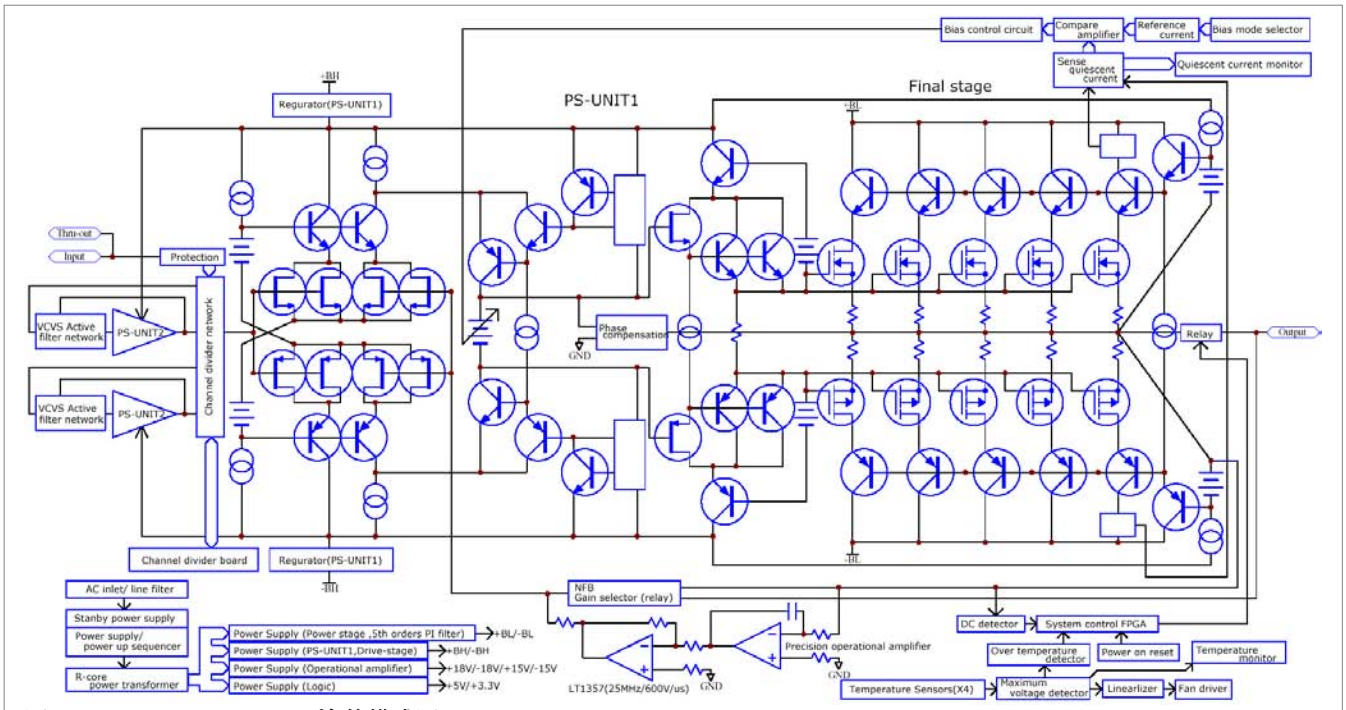


図 19　SP2000 パワーアンプ全体構成図

＜パワーアンプSP2000 :ポールゼロ位相補償＞

パワーアンプSP2000 はコントロールアンプSC1000 よりもクローズドループゲインが大きい上（帰還量が少ない）、負荷も重いので（裸特性も悪化する）、ポールゼロ位相補償を組み合わせています。ポールゼロ位相補償は、主回路の位相補償を減らし、本来なら発振するような大量な帰還をかけるもので、ゲイン交差点付近の超高域の帰還量のみを減らすことで、位相余裕を確保するものです。位相補償が減るので、スルーレートも改善します。SP2000 ではNFB と出力補償回路を使い、ポールゼロ位相補償機能を組み込んでいます。SP2000 のゲインは NFB を使った可変式で、11.2～20.4dB の 12 ステップ切り替え式です。ゲインを絞るほど雑音歪率が下がりますので、できるだけ最小のゲインで運用を推奨します。

＜パワーアンプSP2000 :アイドリング電流の安定化＞

出力素子には温度係数があり、アイドル電流を決定するバイアス電圧は温度や素子のバラツキにより最適値が異なります。従来はバイアス回路素子と、出力素子を近傍配置する熱結合によって、擬似的に温度を検出して最適値を導き出していましたが、この方法では安定性や精度が良くありません。SP2000 では、アイドル電流を電気的に検出してバイアス電圧をフィードバック制御する新しいデザイン**図 20** を採用。精度が桁違いに優れ、経年変化や、温度変化などに依存しない、安定したアイドル電流を実現します。また起動後は瞬時にアイドル電流が設計値に到達するので、ウォームアップも必要ありません。アイドリング電流安定化回路は、MOSFET のアイドル電流を微小抵抗で検出、基準電流と比較し、差分がゼロになるよう、バイアス回路に負帰還をかけるもので、出力素子やバイアス回路の温度係数、熱結合の状態などの影響は受けなくなります。代わりに帰還回路で精度が左右されるので、電流基準を 55ppm/℃で構築、比較アンプには 1.5μV/℃の低オフセットドリフトオペアンプ、帰還抵抗に 25ppm/℃の薄膜抵抗を導入するなどして高い精度を維持しています。更に基準電流を瞬時に切り替えることで、low-power モードを追加しています。low-power モードでは、約 18W までは通常モードと同等の歪率で、それ以上の出力では 20KHz で最大 3 倍程度歪率が増大しますが、1KHz での歪増はわずかです。このため通常音量の再生レベルであれば十分高い性能を発揮できます。low-power モードでは、温度が20～30℃も低く運用でき、ファンノイズも低減できます。

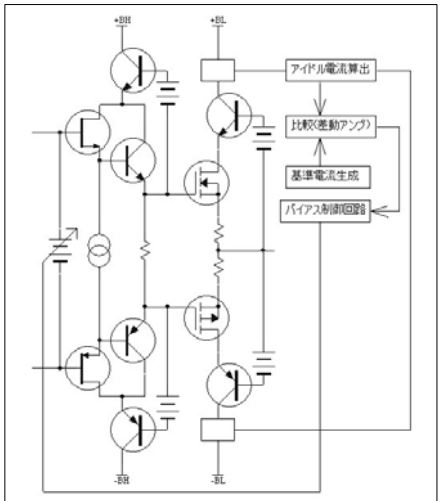


図 20　アイドル電流安定化回路

＜パワーアンプSP2000 :冷却系＞

SP2000 はA 級アンプなので熱量が大く信頼性や複数台の使用を考慮して、強制空冷となっています。自然空冷アンプは重いだけではなく、マルチチャンネルサラウンドや、マルチアンプなど複数台での運用で放熱状況が悪化、信頼性の低下、機器寿命の低下などのリスクがあります。一方、強制空冷はコンピュータの静音化などで、低騒音化が進んでおり、これらを熟成させることで、パワーアンプへの応用も十分可能と判断しました。

過去にも強制空冷のアンプはありましたが、自然空冷用のヒートシンクをベースとしたものは効率が悪く かなりのエアフローが必要で騒音が大きくなります。一方、PA 用のアンプなどでは、トンネル式のヒートシンクを使い、エアフローはヒートシンク上の流路（トンネル）のみを流れる構造になっており、無駄なエアフロー（空気モレやエアフローの一極集中）がなく効率的な冷却が可能です。SP2000 はこのトンネル型の強制冷却デザインをベースにしています。強制空冷の冷却性能はエアフローと冷却面積、熱源の位置で決まります。騒音を考えるとエアフローは増やしたくありませんから、SP2000 ではチャンネルあたり168mm×84mm×400mm と大型のヒートシンクとした上で、熱源を分散することで、少ないエアフローで効率的に放熱できる設計としています。放熱容量が大きい為、温度上昇が止まるには3 時間ほどかかり、短時間の温度変動は殆どありません。更にヒートシンクを筐体に直結、MOSFET 上部にも小型ヒートシンクを追加するなどして、自然空冷効果を組み合わせています。ファンは可変速度式で、ヒートシンク上の 4 基の温度センサの温度の中で、最も温度の高い値を基準にファン駆動電圧を決定、温度検出式の負帰還回路を構成しています。温度が低いほどファンの回転数が下がり、最低限のエアフローになるよう自動制御されます。ファンドライブアンプも AB 級リニアアンプで、スイッチングノイズを発生しません。騒音源であるファンは後方に配置され、消音フードを配置しています。（**図 21**）さらにチャンネルあたり2 基、合計 4 基の8cm ファンによってエアフローを分散、ファン回転数を低減しています。ファンから発生する音は、モータ音、ファンブレードの風切り音の二つです。これらの騒音を低減するため、モータ周辺を吸音ウレタンで多い、ファンブレードにディンプルを、ファンブレード先端にウレタン加工を施す事で風切り音を低減しています。この冷却機構によって、SP2000 はクリッピングパワー105W のA 級 76W アンプでありながら、38.3Kg という軽量化に成功しています。

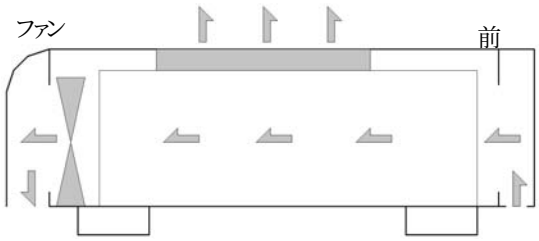
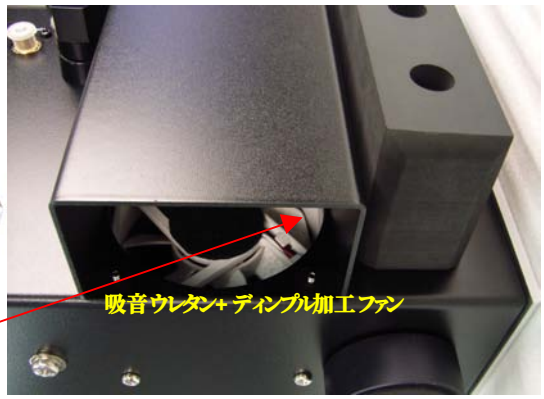


図 21　放熱概要



＜パワーアンプSP2000 :DC サーボ＞

パワーアンプのDC 出力はスピーカーを破壊させるので、絶対に避けなければなりません。破壊的なDC でなくても、出力から漏れ出るオフセット電圧は、スピーカーの動作点を狂わせ、性能を低下させます。SP2000 はDC 保護回路を装備しており0.49V 以上のDC 電圧が発生すると、出力をリレーで切り離します。またDC サーボ回路を備えており、DC 出力の発生を抑えます。DC サーボは初段がミラー積分回路で、直流成分を増幅して帰還することで、アンプ本体だけではなく入力に印加された直流成分までも減衰させることが可能です。DC サーボアンプで遮断できる最大電圧はDC サーボを構成するアンプの最大振幅で決まり、7～8V くらいまでです。アンプの直流性能（オフセット電圧とオフセット温度ドリフト）は、DC サーボ初段のミラー積分回路で決まりますが、ここには、計測器用の高精度オペアンプを導入、優れた直流性能を達成しています。

次段のDC サーボ出力段は位相反転アンプで、ここにはAB 級対称差動型の高速広帯域オペアンプが使われています。DC サーボの出力アンプは、NFB のシャント抵抗を駆動するので信号電流が流れますが、負荷変動抑圧比（ロードレギュレーション）がよくないと、DC 出力が信号電流により変調を受け歪を発生させます。このため直流を扱うDC サーボであってもロードレギュレーションの優れた高速広帯域オペアンプを導入しています。実際に、DC サーボの有無を比較しても歪率やS/N 比率の悪化はまったくありません。DC サーボを付加したSP2000 のブロック図を**図 22** に示します。DC サーボの時定数は大きく20Hz における位相変化は10 度以内です。NFB はリレーの前後から2 系統かけられており、リレー接点の影響を最小にします。

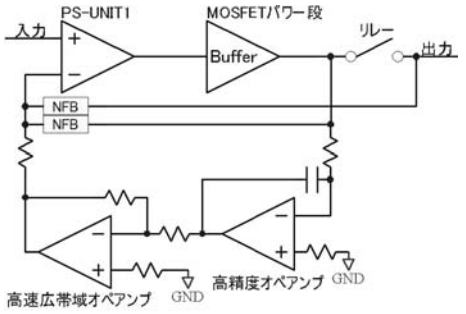


図 22　DC サーボ

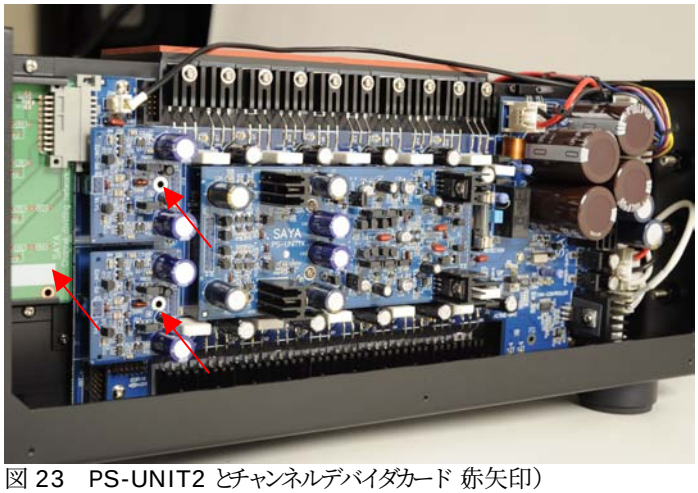
＜パワーアンプSP2000 :チャンネルデバイダ＞

SP2000 に搭載されたチャンネルデバイダ機能を活用することで、マルチアンプシステムを容易に構築できます。SP2000 の出力インピーダンスは、裸特性でも 0.08Ω と低く、帰還をかけると限りなく0Ω の出力インピーダンスになります。従って帰還ループの外側にある、配線や、Z 補償コイルなどのインピーダンスにより、出力インピーダンスは決まり、その値はおよそ0.02Ω 程度です。8Ω の負荷であれば、十分に太いケーブルを使えば、ダンピングファクタは 800 程度で、電気的なエコーは最小になります。ところが、LC ネットワークのコイルの抵抗は以外に大きく、0.5Ω 以上のものもザラで、ダンピングファクタは一気に低下します。こうした問題は、チャンネルデバイダを使ったマルチアンプによって解決できます。3 ウェイスピーカーであればウーハーを分離するだけでも、かなりの効果があります。ミッドレンジとツイータのクロスオーバー周波数は高いので、巻き線数が小さく、インピーダンスを下げやすいからです。マルチアンプにするとチャンネルデバイダが増え、LC ネットワークがなくなります。もし LC ネットワークよりもチャンネルデバイダのほうが歪率性能が劣っていれば、マルチアンプ方式のメリットも半減します。SP2000 のチャンネルデバイダの歪率は ppm オーダで、空芯コイルとポリプロピレンフィルムコンデンサで構築された高級 LC ネットワークと同等の歪率なので、歪率の問題は無視することができ、マルチアンプ方式のメリットを享受することができます。もし電解コンデンサとコア入りコイルで出来たチープな LC ネットワークであれば確実にSP2000 のチャンネルデバイダのほうが低歪です。

＜パワーアンプSP2000 :PS-UNIT2＞

無帰還バッファーアンプPS-UNIT2 は、SP2000 のチャンネルデバイダ用に開発されました。SP2000 のサイズ上の制約もあり、ゲインは 1 でよく、負荷の軽いチャンネルデバイダには小型の無帰還バッファが最適と判断しました。無帰還バッファといっても 100％の局部帰還がかかっており、回路技法を吟味すれば十分な性能が得られます。回路構成は簡略化すると**図 23** の通りで、異極性ダーリントン・上下対称コンプリメンタリ・プッシュプルエミッタフォロワ＋初段カスコードブートストラップ接続です。定電流回路にもカスコードブートストラップが追加されます。チャンネルデバイダは信号源インピーダンスが大きいので入力容量が一定でないと歪が増大しますから、初段のコレクタがカスコードブートストラップ接続となっており入力容量をロックします。また上下対称コンプリメンタリA 級プッシュプル回路なのでスルーレート対称性、電圧雑音密度、電源変動抑圧比などの諸特性を確保します。通常、小信号用の無帰還バッファの出力インピーダンスは50～100Ω 程度ですが、このような出力インピーダンスの高いアンプで、チャンネルデバイダなどアクティブフィルタを構築すると、フィルタの周波数特性が理論値からずれてしまいます。PS-UNIT2 はバイアス回路などを工夫することで、無帰還ながら8Ω という低出力インピーダンスを実現、この問題を克服しています。（※無帰還アンプは出力インピーダンスをさげるのが難しい）

PS-UNIT2 の性能は、1KHz0.5ppm,20KHz1.7ppm(1～7Vrms)を下回る低歪、136.6dB(A ウェイト)の高S/N を実現、PS-UNIT1 の諸特性をスポイルしない性能です。PS-UNIT2 はレギュレータが搭載されていないので、PS-UNIT1 の安定化電源で動作します。



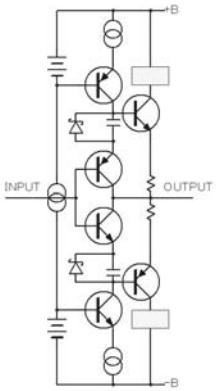


図 23　PS-UNIT2 とチャンネルデバイダカード（赤矢印）

＜パワーアンプSP2000 :2 段π型電源＞

パワーアンプのPS-UNIT1、PS-UNIT2 部分はPS-UNIT1 内蔵レギュレータにより安定電源になっています。しかし出力段の電源は電流が多く、レギュレータを経由することは困難です。 ※仮に実現できても巨大になるか、インピーダンスの高い貧弱な電源となって、かえって電源変動が増大する）これまで、この問題はアンプ自身の電源変動抑圧比に依存していたため低雑音化に限界がありました。電源ノイズを低減しようとして巨大なコンデンサを導入しても充電電流が大きくなるため、コモンモード雑音が増大する、力率が低下する、突入電流や充電電流で電源が汚染されるなど他の問題が生じます。そこで本機の出力段電源は、チョークコイルを使った2 段π型電源、**図 24** の構成で整流と平滑を行っています。コンデンサインプット型に比べると、リプル・力率・充電電流の全ての面で優れた性能を示します。半導体アンプにおけるチョークコイルの使用はアンプの巨大化を招くため、実現が困難でしたが、2 段π型とした上で、初段と2 段目の時定数の最適化やリプル電流制限などを施すなどの技法により**図 25** の通り、小型化に成功しています。結果、比較的小型のトロイダルコイルであるにも関わらず、整流後の 2 次～5 次の高調波は60％低減し、コンデンサの充電電流や突入電流は 50％低減しています。電源容量も大きく193,800uF の平滑コンデンサ、合計 640VA の R コアトランスをおごっています。R コアトランスは内部インピーダンスが低く短時間の過電流であれば電圧降下が最小なので、トランスのサイズを過剰にする必要がなく SP2000 の小型化に貢献しています。R コアトランスはリーケージフラックスが小さい上、トランスとアンプ基板を放熱器で遮る構造にすることで、リーケージフラックスの影響を最小に抑えます。

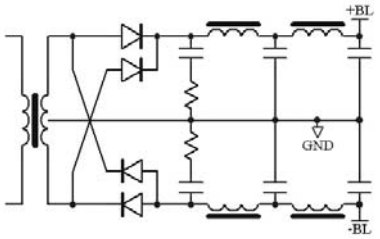


図 24　パワー段用の2 段π型電源

図 25 基板に実装された2 段π型電源

＜パワーアンプSP2000 :基板＞

電源種類が多く電流が多く電圧の高いパワーアンプでは低インピーダンスの電源を実現するために、6 層基板が採用されています。**図 26** は6 層基板を展開した様子で、電源電圧、そしてパワーアンプ出力ラインが内層でベタ配線で展開され極めて低いインピーダンスを実現しています。

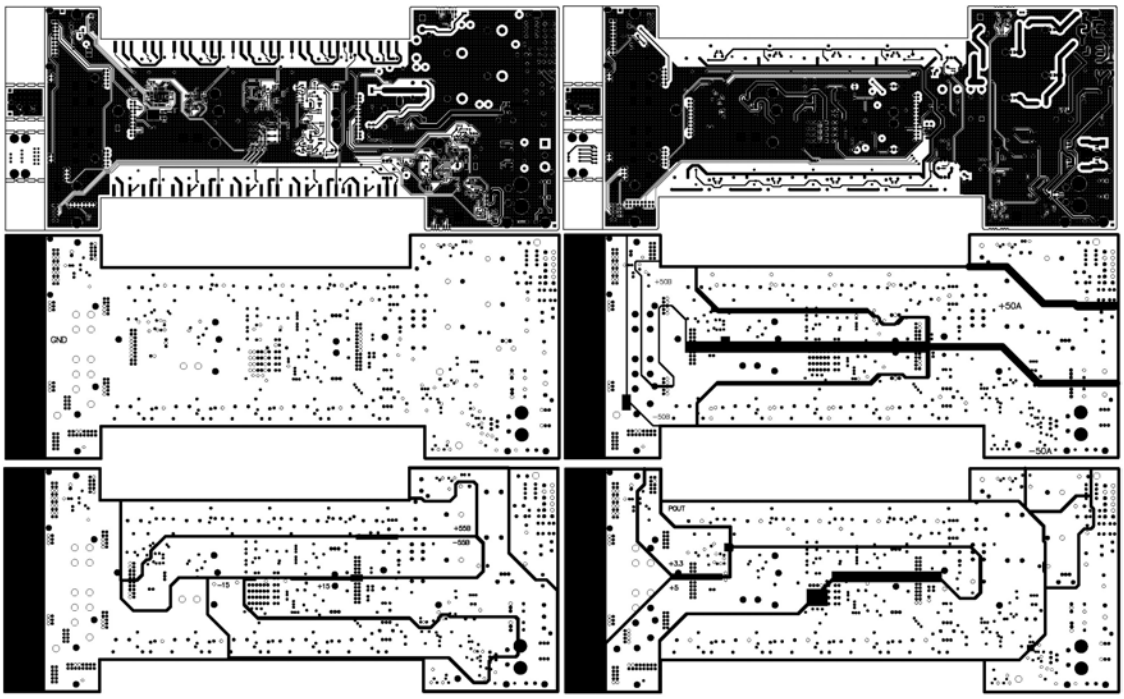


図 26

＜パワーアンプSP2000 :歪率性能＞
最後にSP-2000 の歪率性能を**図 27** に示します。歪率は測定系の発器の歪率に近いので、測定限界に迫っています。また歪率のフロアが低いので、定格 76W を超えて、100W になっても、まだ0.1％を超えません。この領域では、ハードディストーション特性でありながら、ソフトディストーションのように振舞います。実用範囲の 10W 以下であれば、1KHz、20KHz ともに0.0003％以下、最小歪は0.00007％です。

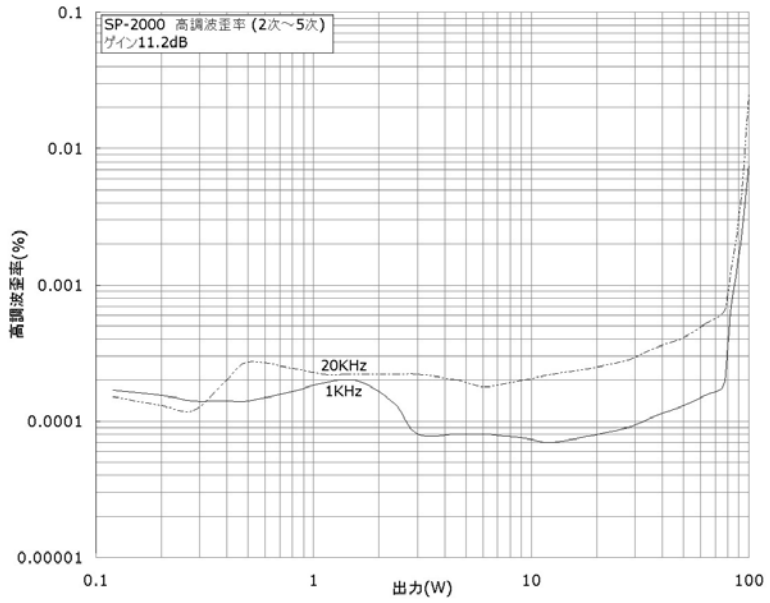
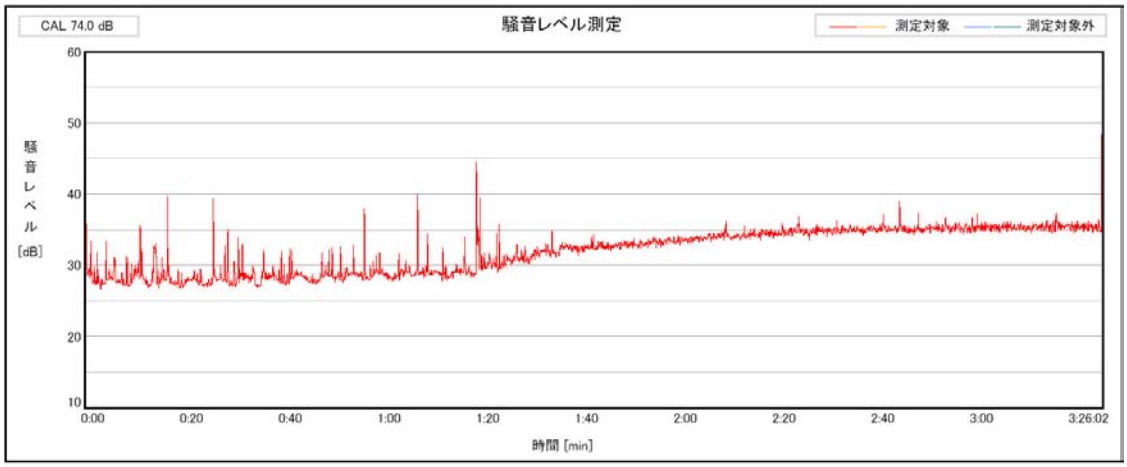


図 27 パワーアンプSP2000 歪率

＜パワーアンプSP2000 :雑音性能＞
SP-2000 のもう一つの特徴は雑音性能が良い点です。一般にパワーアンプのS/N は最大出力で計測しますから、N が悪くても、S が大きくなって、カタログ上のS/N がよく見える場合があります。特にホームユースであるにも関わらず過剰な出力を持ったものは、電源電圧が高く、それだけリップル雑音が増大します。しかし、S が大きいので、カタログ上のS/N がよく表示される場合があります。SP2000 は 76W の S/N は 124.5dB ですが、特筆すべきは 1W における S/N が 105.5dB である点です。一般的な高級パワーアンプの1W におけるS/N は90～100dB なので、5～15dB も良いことになります。また空冷ファンのノイズも静寂です。以下は軸上 1.5m、A 特性（動特性 FAST）での騒音計測で、RION NL21 を弊社開発の計測システムに接続しています。最初の10 分がアンプ電源オフ、10 分～1 時間 15 分がローパワーモード、それ以降がハイパワーモードです。ローパワーモードでは暗騒音との差異がせいぜい+1dB 程度と騒音レベルが極めて低いことが分かります。それ以降のハイパワーモードでも騒音レベルは+7dB 程度の上昇にとどまっています。（ヒゲのようなショット音はドアの音などアンプ以外の音）通常暗騒音を30dB 以下にするには、2 重窓や防音処理が必要で、かなり静寂な環境でないと、ローパワーモードにおけるファンノイズは聞き分けは困難です。



3.コントロールアンプSC1000

ピュアオーディオスペックで、サラウンド・ホームシアターを楽しんだことはあるでしょうか。一度体験したらやめられないでしょう。そのくらいのインパクトがあります。SC1000 はマルチチャンネルアナログ入力に対応したコントロールアンプです。ピュアオーディオからマルチチャンネルサラウンドソースまで幅広いレンジのソースをハンドリング可能です。SC1000 は AV アンプと、ピュアオーディオ機器の折衷案として作られたような半端なマシンではありません。最高峰の性能を目指し、良いと思われる回路技法、部品は、徹底して導入しております。まず全体のブロック図を**図 28** に示します。信号経路におけるアンプは機能の使用状態によらず PS-UNIT1 が 2 個だけです。

＜コントロールアンプ SC1000 :コンストラクション、ボリューム＞
パワーアンプは振幅が大きく、負荷が重いのでどちらかといえば歪率の戦いです。対してコントロールアンプは振幅が小さく機能も多いので雑音との戦いになります。雑音を抑えるには、振幅の小さなる箇所をできるだけ避けることが望まれます。しかし安価なコントロールアンプやプリメインアンプ（インテグレーテッドアンプ）は入力にボリュームがあり、一度減衰した信号を増幅します。減衰させるということで振幅が小さくなり、雑音では不利ですが、振幅は抑えられるので電源電圧を低くできコスト面では有利です。当然この方式では入力インピーダンスを兼ねるボリュームインピーダンスは小さくできませんから、熱雑音でも不利で、中堅以上のコントロールアンプでは他の方式が使われています。幾つかの代表例を挙げると以下、**図 29** の通りになります。

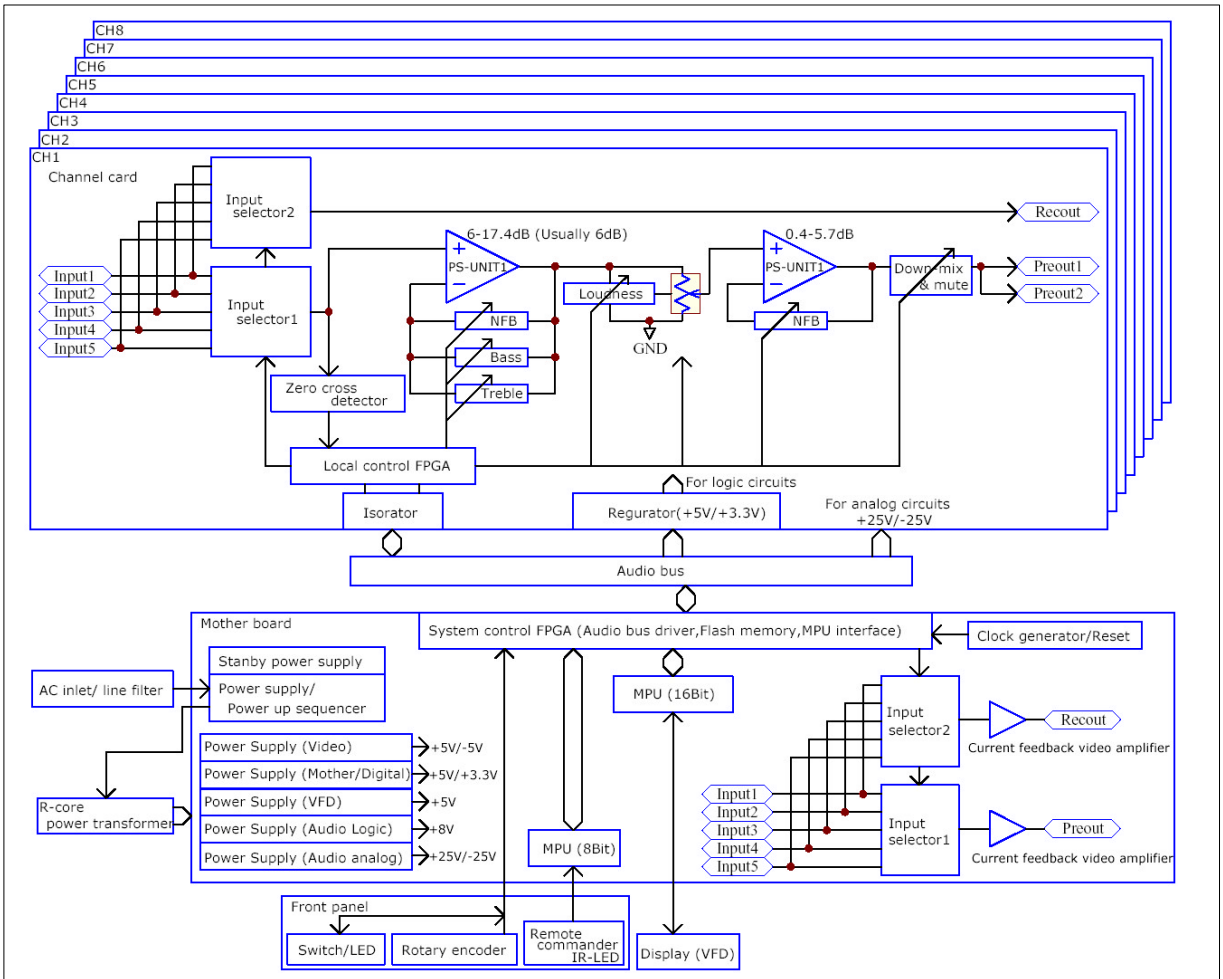


図 28 ブロック図

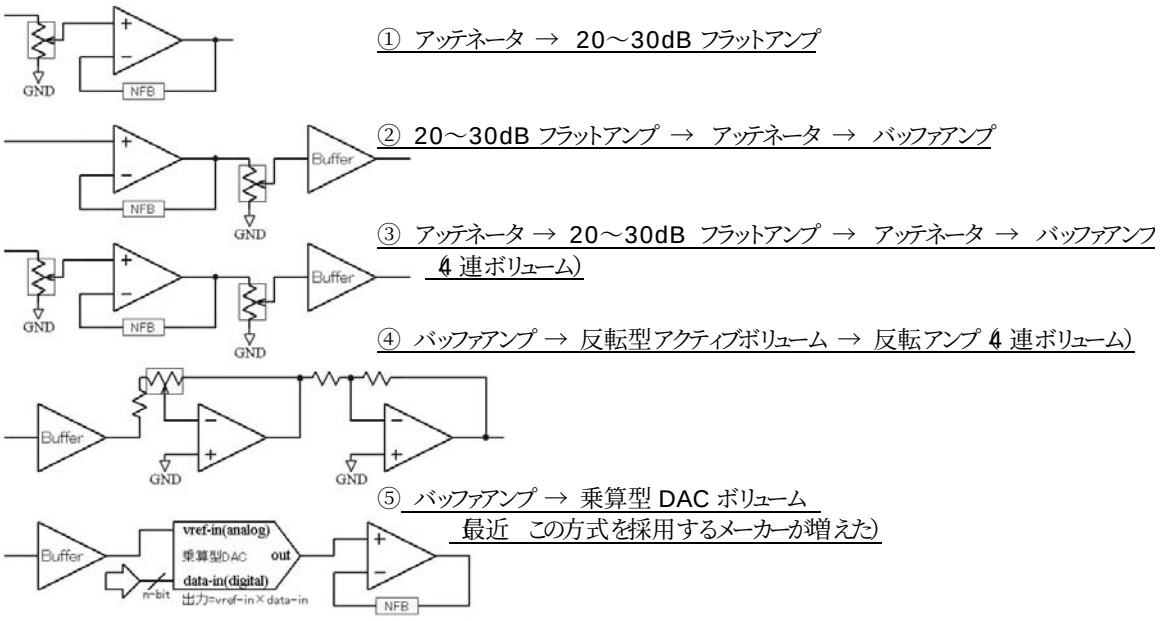


図 29 ボリュームの各種実装方式

①は前述した安価なコントロールアンプやプリメインアンプの方法で、S/N が良くありません。パワーアンプにアッテネータを付けて、コントロールアンプをパスした場合も、実質これと同じ構成になります。 ②は①におけるアンプとボリュームの位置を入れ替えたもので、増幅してからボリュームで減衰する方法です。振幅の小さい箇所をなくすことができ高 S/N にはなりましたが、入力 2Vrms で考えてもアンプの最大振幅は 20Vrms 以上になり、ボリュームの熱雑音まで考えてローインピーダンス化すると、ちょっとしたパワーアンプ並の電源が必要になります。 (※現在では考えられないでしょうか、実際このような高電圧コントロールアンプは存在していました) ③はコントロールアンプの音量調整の代表格である 4 連ボリュームで、②の高電圧電源が必要という問題を解決すべく入力も減衰させることで電源電圧の上昇を抑えます。しかし S/N が②より悪化するのは明白で、性能は①と②の中間です。 ④は NFB を使ったアクティブボリュームで、ボリューム位置に応じて、反転型NFB アンプの利得を−∞～最大ゲインまで可変するものでS/N に優れ、電源電圧も低くできる理想的な方法です。但し②③が信号経路におけるアンプが2 つでよいのに対し、3 つのアンプが必要で、信号経路が複雑化します。 ⑤の乗算 DAC はオーディオ性能が悪く単独部品で組むと膨大なアンプと半導体スイッチが必要で、デュスクリート化は困難です。更に半導体スイッチにはオフ抵抗とオフ容量の電圧依存があり、高域で歪率が増大します。②はあまりにも巨大な電源が必要で現実的ではなく ③はS/N という観点では他の3 方式に劣るので最高峰を目指すSC1000 には適用できません。④の3 段の増幅ステージは避けたいところです。⑤はアンプ数が多くPS-UNIT1 は使えませんし、半導体スイッチの歪の問題があります。結論から言うと、SC-1000 の構成は**図 30** の通りです。

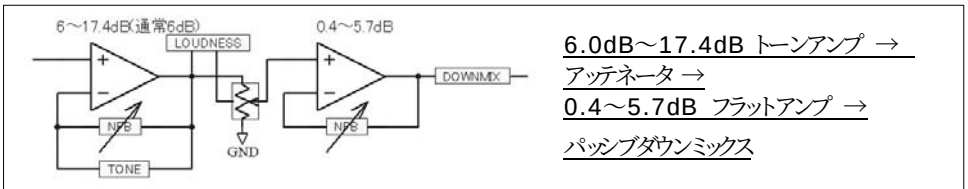


図 30 SC-1000 のボリューム (アンプはPS-UNIT1)

図 30 のボリューム機構は、2 つの可変利得アンプでアッテネータを挟む構造で、ステレオなら6 連、5.1 チャンネルなら18 連、7.1 チャンネルなら24 連のボリュームになります。ボリューム89%以下であれば前段のアンプのゲインは6dB と小さくこれ以上のボリューム位置でゲインを増やす構造です。6dB 以上のゲインが必要な場合は、ソースの振幅が小さい場合ですから高い電源電圧は必要ありません。更にアッテネータ後段のアンプのゲインも 0.4dB～5.7dB と小さく、2 つのアンプのゲインの合計はボリューム 89%以下で 6.4～11.7dB と微小で、アッテネータの絞り量は最小です。無駄な減衰が少ない分 (信号レベルの小さいノードを回避できる)S/N、歪率がよくなるのです。この構造は**図 29**④のアクティブボリュームを非反転にアレンジしたもので、アンプ数を3⇒2 に削減できます。但し非反転アンプによるアクティブボリュームでは利得 1 以下にはできないので、アッテネータを組み合わせます。更に前段のアンプはトーン、可変利得アンプ、低インピーダンスボリュームドライバを兼ねており、後段のアンプはボリュームバッファー、可変利得アンプ、ダウンミックスドライバを兼ねています。

この合理的なコンストラクションにより、全信号経路でアンプの通過段数はわずか2つで済みます。この方式は、アッテネータ、アンプの利得をダイナミックに最適化する必要があるため、1CH毎にこれらを最適化するFPGAによるワイヤドロジックを実装しています。アンプのゲインやアッテネータの制御はリードリレーによるロジックコントロールで、最大8チャンネルのマルチチャンネルバランスコントロールを兼ねています。また可変抵抗式のように細かな調整ができるよう575段のステップを持っており、リモコン側で3段階、本体ロータリーエンコーダーで2段階の加速度式のボリュームコントロールにより、精密な操作と、大胆な操作を選択できます。チャンネル間偏差も±0.15dB以内と高精度で、バランスコントロールはもっぱらサラウンドチャンネルとのレベル合わせが主な目的です。575段階とはいえ、段階的なゲイン切り替えを行うと、切り替え位置で波形が急増・急減してショックノイズが発生します。このショックノイズを防ぐためSC1000では波形のゼロクロスポイントで切り替える制御回路を導入しています。**図31**がその様子で、矢印の箇所でゲインを切り替えていますが、**図31下**の非ゼロクロス切り替え（波形のセンタで切り替えていない）では、切り替え部分に急峻な立上りが生じ雑音が発生していますが、**図31上**のゼロクロス切り替えでは、このような現象が生じません。

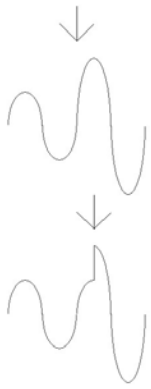


図31

＜新しいラウドネスコントロール＞

図28のアッテネータ部分には8段切り替え可変ラウドネスコントロールを搭載します。従来のラウドネスコントロールはボリュームセンタ付近で急激に周波数特性が変化するので違和感がありましたが、SC1000に搭載されたラウドネスコントロールは、ボリュームを絞ると段階的にラウドネス効果が高まるので、自然です。

＜コントロールアンプSC1000：トーン＞

高級なコントロールアンプでは、シンプルな信号経路を追及するあまり、トーンが省かれるか、オプションとしてトーンアンプを追加する、いずれかの方法が採用されることが多いようです。前者は不便ですし、後者はトーンを使うと、アンプの段数が増えるので、雑音歪率が悪化します。SC1000は、ボリューム前段のアンプにNF型トーンコントロールを実装、アンプの段数を増やさずに、トーンコントロールを実現しています。このステージの通常のゲインは6dBですから、最大にブーストしてもゲインは12dB程度で帰還量は十分にあります。トーンコントロールはロジックリレーによるステップ式で、ゼロクロス11段切り替えになっています。トーンコントロールの実装方法も多くの手法があります。過去に流行したパッシブ方式では、大きな減衰量があるので、S/Nが悪化するばかりか、これを補うアンプには大きなゲインが必要になり歪率が悪化します。**図32上**のオーソドックスな反転アンプによるNFトーンは、入力インピーダンスが低いので前段にバッファアンプと、位相反転アンプ（なくても良い）が必要で、アンプの通過段数は2～3段必要となりそれだけ歪、S/Nが悪化します。対してSC1000のトーンコントロールは、**図32下**の非反転型のNFトーンであり、入力インピーダンスが高く位相が反転しないので、通過するアンプは1段のみです。SC1000ではこれを、ボリューム前段のアンプに組み込むことで、トーンコントロールのために新たに追加されるアンプは不要で、歪、S/Nが悪化しません。

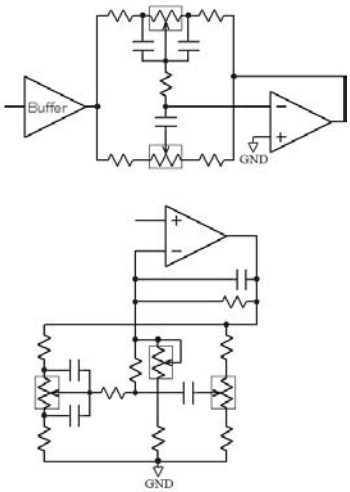


図32　上：一般的なトーン
下：SC1000のトーン

＜コントロールアンプSC1000：ダウンミックス＞

SC1000はマルチチャンネルサラウンドを前提としているのでパッシブダウンミックス回路も実装しています。この回路は出力部分に抵抗マトリクスで構築されます。PS-UNIT1は負荷駆動力が高いので、抵抗マトリクスの出力インピーダンスを250Ωと低くすることができ、この後ろに新たなバッファを設置する必要はなくなりました。更にこのダウンミックス切り替えリレーをミューティングを兼用することで、信号経路のシンプル化を達成しています。SC-1000の信号経路は、トーンコントロールを使っても、パッシブダウンミックスを使っても通過するアンプは2つのPS-UNIT1だけです。

＜コントロールアンプSC1000：雑音性能＞

PS-UNIT1の強力な負荷駆動能力により、アッテネータやNFBなど信号経路のインピーダンスを低く設計しています。この結果、熱雑音を大幅に抑えることができ、ボリューム位置52%以下であれば残留ノイズ2μV以下（しかも入力開放）という性能を達成しています。高級コントロールアンプではボリュームを絞れば2μV以下になるものも多くありますが、SC1000は通常の音量でも2μV以下で、ボリュームを絞るほど残留ノイズは下がります。また一般的な残留ノイズの測定は入力ショートですが、SC1000は入力開放での測定ですので、外来ノイズが多い状況でも、優れた性能を維持できることを示しています。

＜コントロールアンプSC1000：バランス伝送の廃止＞

SC1000は、信号経路の複雑化、装置の巨大化を回避するため、バランス入出力は備えないことにしました。十分なCMRR（コモンモード抑圧比）を確保するには、**図33**のようにインスツルメンテーションアンプとし、2段目の差動アンプの抵

抗マッチング精度を十分に確保する必要があります。また差動出力アンプも必要です。これらをSC1000 に導入すると、信号経路におけるアンプ段数は 5 段にもなり、信号経路の複雑さという観点からすれば場合には雑音歪率で不利です。またアンプの数は6 個必要になり、PS-UNIT1 を使えば、SC1000 の大きさは 3 倍以上と不恰好になります。これだけの回路規模を実装していても、通常のRCA ピンジャック接続しかしていなければ回路の 2/3 が使われないことになります。多くの高級アンプのように、インスツルメンテーションアンプや、差動出力部分にチープな IC オペアンプを使えば小さくできるでしょう。しかしPS-UNIT1 よりも性能面で劣る IC オペアンプを使えば、こうしたボトルネック部分で性能が決定し、PS-UNIT1 を使う意味が失われます。よって、PureSpeed ではバランス入出力を思い切って削除しています。最も大きなコモンモードノイズが懸念されるのはパワーアンプとのグラウンドループの問題ですが、こうした雑音はツインモノーラル構成とすればゼロにすることができ、バランス伝送を使うまでもありません。（ゆえにSP2000 はツインモノーラルパワーアンプとなっています）SC1000、SP2000 のS/N 比はもともと高いうえ、ホームオーディオでは結線長が短く使用環境もPA 機器のように劣悪ではないので同軸ケーブルであっても十分な低雑音性能が得られます。

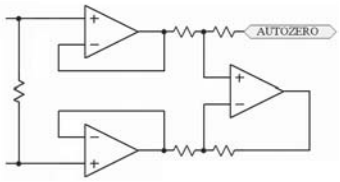
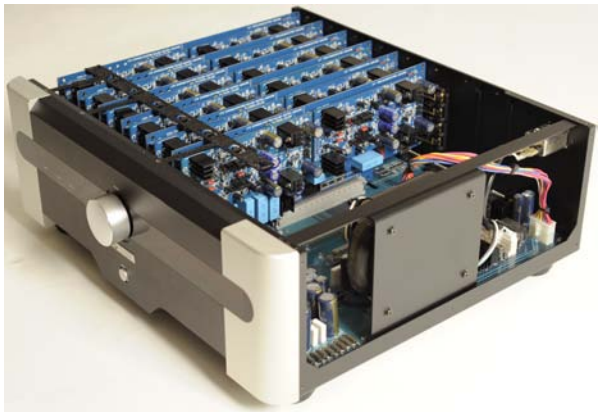


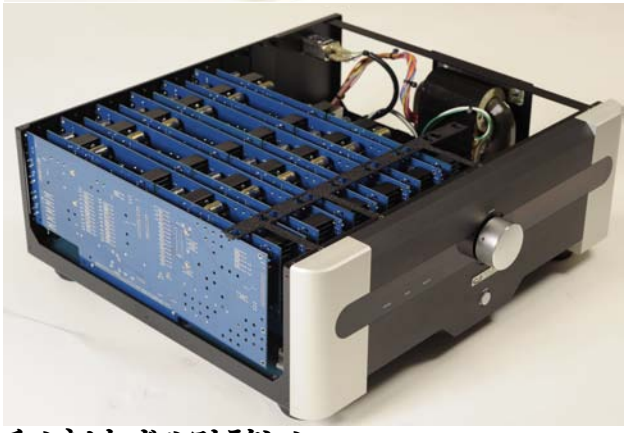
図 33 インスツルメンテーションアンプ回路

トーンやボリューム機能を持たせることは出来ず
バランス入力回路だけでアンプの通過段数が 2 段増える

＜コントロールアンプSC1000 :チャンネルカード＞

SC1000 は、最大 8ch まで対応可能なマルチチャンネルコントロールアンプです。回路は、全チャンネル同一構成で、入力～出力までの全回路を、1 チャンネル毎に1 枚の基板（チャンネルカード）に集約、最短の信号経路を実現します。セレクタ、ボリュームやトーンなど各機能はロジックリレーコントロールにより、チャンネルカード上に配置されます。引き回しは最小で、チャンネル間の配線の交差もないので、S/N、チャンネルセパレーションで有利な構造です。更にアンプ個々のレギュレーター搭載により（PS-UNIT1 の項参照）、チャンネルセパレーションは優秀で、測定限界に達します。チャンネルカードはマザーボード上に必要チャンネル数実装され、マザーボードとチャンネルカードは雑音が混入しないよう、電源を含めて絶縁され、制御用の低雑音オーディオバスで結合されています。この制御用のオーディオバスは、アドレス・データ・コマンド混在型の14Bit バスで、更にクロックとリセットラインから構成され、合計16 本の信号線で結線されます。バスクロックも4MHz と低く、低スルーレートの I/O 設計、結線ループが発生しないバス構造とあいまって、オーディオ回路への雑音の影響は殆ど皆無です。コネクタも信頼性の高い 2 点接触とした上で、信号が全て2 重化され、合計 4 接点で 1 信号を維持する信頼性の高い設計となっています。





チャンネルカードコンストラクション

＜コントロールアンプSC1000 :電源＞

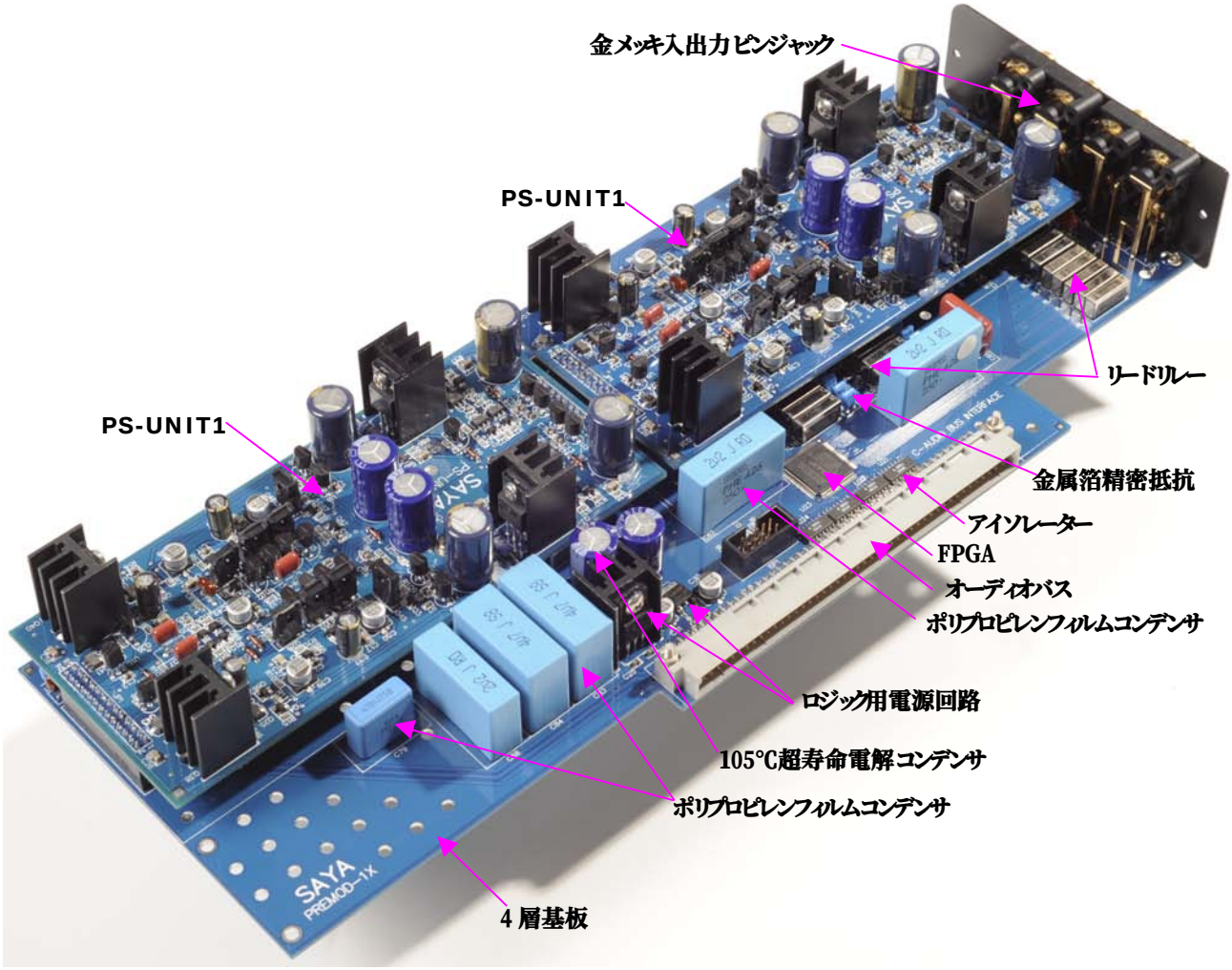
チャンネルカードオーディオ系、チャンネルカードロジックコントロール系、マザーボードビデオ系、マザーボードデジタル系の各回路でトランスの巻き線から独立させた、独立電源となっております。更にデジタル・オーディオ・ビデオの 3 回路が絶縁されています。オーディオ系電源は、2 次CR フィルタにより力率とリップルを改善しています。ファーストリカバリーダイオードおよびショットキーダイオードを用いた高速整流回路に、65400uF の電解コンデンサと160VA のR コアトランスを組み合わせ、優れたレギュレーションと低リップル性能を達成しています。

＜コントロールアンプSC1000 :ビデオ回路＞

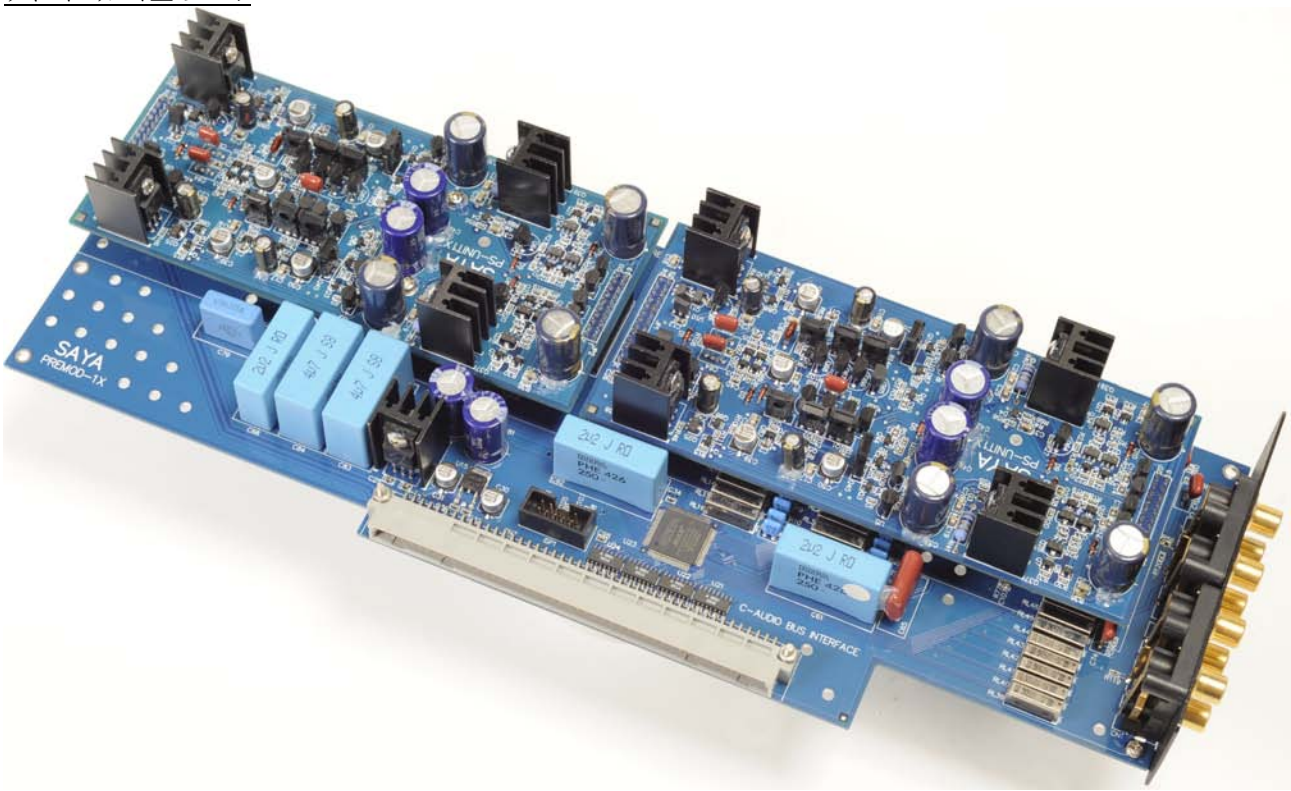
入力は5 系統ありD 端子のビデオセレクタと連動したAV セレクタになっており、更にREC-OUT セレクタやサブアンプ用のバイパスセレクタに活用できる、もう一組のAV セレクタを独立して有します。ビデオ系はD1～D5 まで対応できるよう、帯域 200MHz ダイレクトカップリングの全段上下対称コンプリメンタリプッシュプル回路による電流帰還型アンプでバッファしています。このアンプは正負 2 電源の安定化電源で駆動され、低雑音です。

＜コントロールアンプSC1000 :デジタルインターフェースについて＞

SC1000 は、陳腐化しにくいアナログアンプです。ドルビーデジタルや DTS などのデジタルインターフェースに関しては今後製品化を予定しています。



チャンネルカード上のパーツ



2 階建ての構造により、リードリレーや精密抵抗はPS-UNIT1 下に配置される

＜コントロールアンプSC1000 操作性＞
SC1000は、トレブル、バス、2系統のAVセレクタ、可変ラウドネス、ダウンミックス、8CH独立のバランスコントロールなど豊富な機能を持っていますが、フロントパネルはボリュームとパワースイッチのみのシンプルなデザインです。これ以外の操作は全てリモコンで行うようになっています。VFD を使った表示部分はオートディマーが搭載され、操作して一定時間経過すると自動的に輝度を落とします。

＜コントロールアンプSC1000 歪率性能＞
最後にSC1000の歪率性能を図34に示します。歪率はパワーアンプSP2000 より低く測定部分の信号発生器（発振器）の歪率に近い、もしくは同等で、測定限界といえます。測定系の歪率を差し引くと、更に一桁程度は歪率が下がりそうです。通常のアンプでは1KHzの歪率に比べ、20KHzの歪率が一桁以上増大することも普通ですが、SC1000は20KHzの歪率悪化が僅かです。

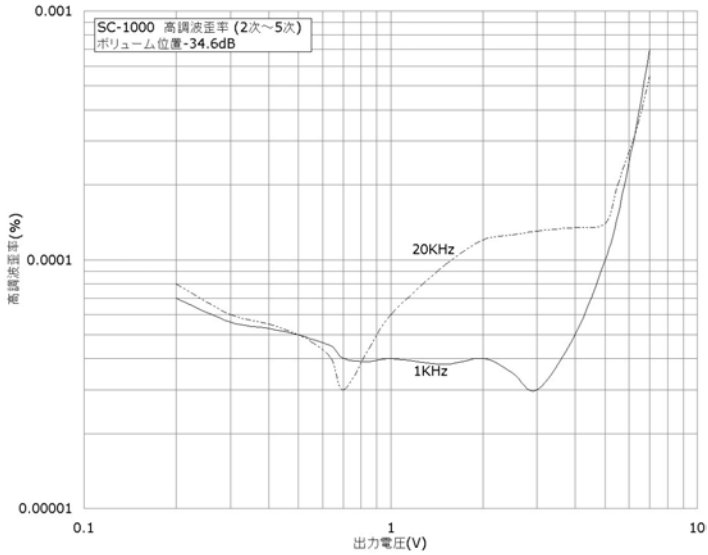
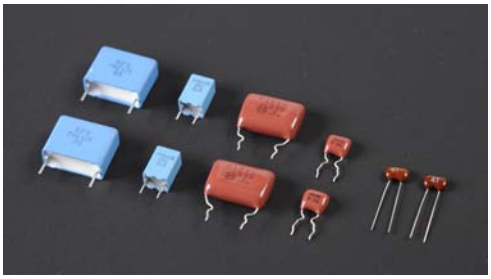


図 34 コントロールアンプSC1000 歪率

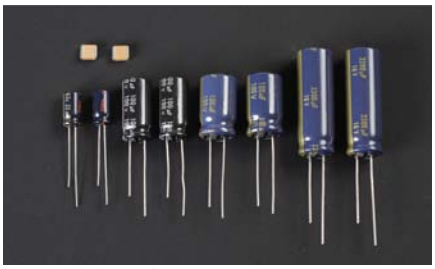
4.パッシブ素子

次ぎに、SC1000、SP2000 に使われている、パッシブ素子（抵抗コンデンサなど）について解説したいと思います。

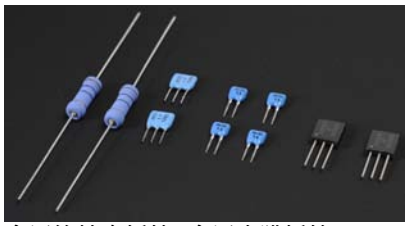
＜信号経路のコンデンサ＞
スピーカーへの DC 電圧の印加は致命的な故障になりますから、安価なAC アンプではカップリングコンデンサを入れて、DC をカットします。しかし20Hz まで平坦な周波数特性を得るためのコンデンサの容量は大きく、歪率の悪い電解コンデンサを使う必要があります。電解コンデンサの歪率は 0.1%～0.001%程度で、これが何段も入ればアンプの歪率はおろか、スピーカーより大きな歪率を発生することになります。DC アンプは、アンプ自体のバイアス電流とオフセット電圧を減らし、カップリングコンデンサに頼ることなくDC 電圧を削減するものです。しかし完全にDC 電圧を除去することは難しく、DC サーボや DC プロテクションを組み合わせることで、DC 電圧を抑止します。SC1000 やSP2000 は電解コンデンサによるカップリングコンデンサを廃したDC アンプですが、DC サーボなどにより直流信号を通過させることはできません。DC アンプといえども、信号経路にはDC サーボ積分回路、位相補償、寄生発振防止入力コンデンサ、トーンコントロールやラウドネスコントロールなどの周波数調整回路のコンデンサ、パワーアンプのZ 補償回路など、信号経路におけるコンデンサは沢山あります。幸いなことに、これらのコンデンサは容量が小さくて済むので、歪率の悪い電解コンデンサを使う必要はありません。SC1000、SP2000 では信号経路におけるコンデンサは、歪率がPS-UNIT1 やPS-UNIT2 よりも小さいポリプロピレンフィルムコンデンサか、マイカコンデンサのみを使うようにしており、性能劣化を無視することが出来ます。


信号経路に使われるマイカコンデンサと
ポリプロピレンフィルムコンデンサ

＜信号経路外コンデンサ＞
電源やバイアス電圧などのバイパスコンデンサは容量が大きく、フィルムコンデンサやマイカコンデンサは存在しません。よって電解コンデンサと高域特性改善用のセラミックコンデンサで構成します。場所によっては大容量セラミックコンデンサのみで電解コンデンサも使いません。これらのコンデンサは大きな非直線性を有していますが、信号経路外なので問題ありません。求められる性能は広帯域で低いインピーダンスを維持し、十分なリプル電流をギャランティでき、信頼性が高いことです。特に電解コンデンサは短寿命で、製品の信頼性を決定しますから、産業機器向けの高温・高寿命タイプを使います。200dB に達するPS-UNIT1 のPSRR を考えれば、電源ラインの電解コンデンサが音質に与える影響は皆無であり、信頼性の低い、低寿命、オーディオ用コンデンサを使えば、短期間で電解液が蒸発して電源容量が不足、リップル電圧が増大してレギュレーターの入出力間飽和電圧を越える電圧降下が発生して PSRR が失われ大きな雑音が発生します。従って長期的な音質の維持という視点で見ると、電源用電解コンデンサにとって重要なのは誘電正接（歪率）ではなく、寿命であることがわかります。セラミックスコンデンサもマイクとして作用する場合がありますが、これらの箇所のオーディオ帯域のインピーダンスは低く、起電力はショートされ、影響はありません。


高周波特性の良いセラミックコンデンサと超寿命タイプの電解コンデンサ

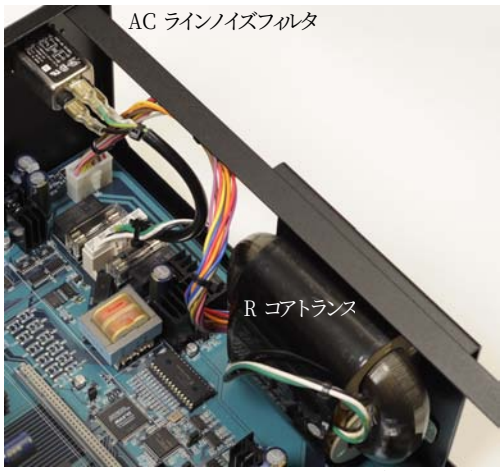
＜抵抗＞
パッシブ素子の抵抗も歪が発生します。抵抗には大きな温度係数があり、低周波・大振幅の信号を印加すると、サインウェーブの 1 サイクル中に消費電力⇒温度が変化し、温度係数で抵抗値が変動します。抵抗がゲインを決定する場所にあれば電圧によりゲインが変動することになるので歪が発生します。特に高 S/N 比を狙い低インピーダンス設計を行うと、発熱量が大きくなり歪が発生し易くなります。歪が発生しやすい箇所は、ゲインを左右する帰還回路、ボリューム、ダウンミックス回路などです。従って、こうしたゲインを決定する箇所には温度係数±2.5ppm/℃、精度 0.05％の金属箔抵抗を使用、電力損失の小さい箇所でも、温度係数±25ppm/℃、精度0.5％の薄膜チップ抵抗を使い、歪を低減しています。またカーボン抵抗などはエクセルノイズ（不連続結晶に電流を流すことで発生する雑音）が大きいので使いません。


金属箔精密抵抗と金属皮膜抵抗

＜トランス＞
トランスはSC1000 もSP2000 もR コアです。EI コアやトロイダルコア式に比べ漏洩磁束が少なく、瞬間電流供給能力も大きいので小型、高レギュレーション、低ノイズの電源になります。R コアトランスは突入電流が大きいので、SP2000 では電源起動シーケンス回路（段階的に電源が立上る）を組んでいます。

＜コネクタ＞
緩みのリスクのあるネジ端子台、保守性の悪い配線の基板直付けを避けています。また全てのコネクタ端子は圧着だけではなく半田を流し込み、接触抵抗を減らし、信頼性を高めています。

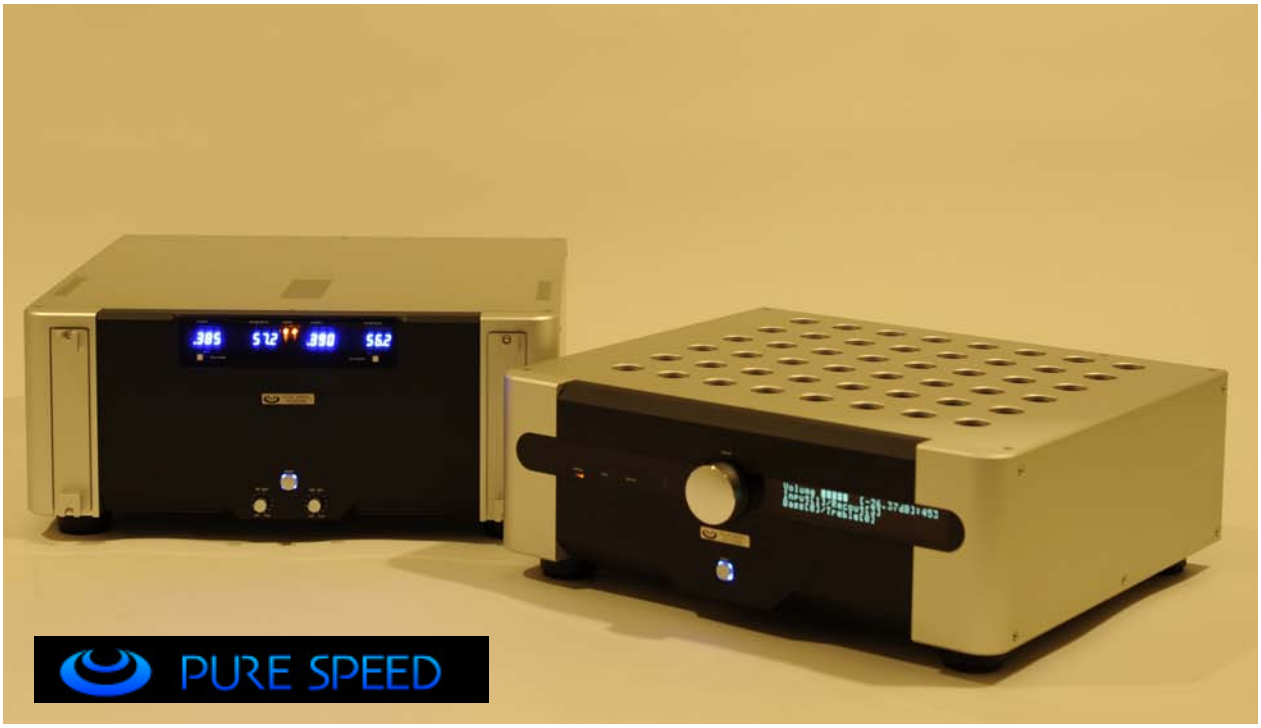
＜プリント基板＞
耐環境性能の優れた多層（2～6 層）ガラスエポキシン基板を使い、強固なレジストで銅箔を保護します。スルーホールとして使われないビアはテンティング（レジストによる保護）を施し、導体の露出面積を低減して信頼性を高めます。（粉塵や湿気の影響を低減、絶縁抵抗を高めることができる）



R コアトランスとAC ラインノイズフィルタ（SC1000）

＜AC ラインノイズフィルタ＞
コモンモード、ノーマルモード双方の減衰特性に優れた、シールドケース入りの AC ラインノイズフィルタを採用。10MHz の減衰量はノーマルモードで約 45dB、コモンモードで約 60dB あります。

＜シャーシー＞
シャーシは1.6～2.0mm 厚のスティール製モノコックフレームに、フロントパネル最大 26mm 厚、トップパネル5mm 厚、サイドパネル4mm 厚のアルミ削り出しパネルを組み合わせたもので、制振性や剛性に優れるとともに、電気的にも優れたシールドの役割を果たしています。アルミ削り出しインシュレータには、低反発ゴムを組み合わせ、振動を遮断します。


PURE SPEED