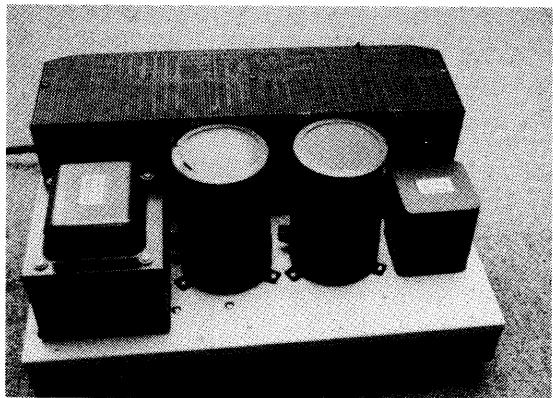


1段増幅方式 60W×2 パワーアンプ

柴田由喜雄



はじめに

オーディオアンプ自作の魅力によりつられて今年で20年になりました。最初の5年間は見様見真似、続く5年間は道具揃え、次の5年間は数字との戦い、そして最近の5年間は一流への模索でした。では、これから5年間はどうなるのか、時折ふと考えたりもしています。

CDを代表とするデジタル音響機器の登場はオーディオ界にとって1つの転機であったのかも知れません。

CDは、テレビをつければ画像がちらつくほどノイズ放射のひどい初期のCDにしても、雑音が少ないとか、歪が少ないとかもてはやされ、誰もその音質に疑問を持たずに受け入れられたものです。

わずか1dBのNFB量でも真剣にチューニング作業に取り組む真空管アンプ製作家諸先輩とはおよそ異なった人種の人々が主導となっていよいよ見えます。

アンプ製作マニアにとって、画一的な音の世界でひたすら自己陶酔に浸って、有意差の無い音に耳が悪いと言いながら、もっぱら納得を追いかける姿はすでに芸術の領域に踏み込んでいるのかも知れません。

とはいえる、やはりこれからの5年間は「洗練の日々」と信じているこ

の頃です。

さて、一言でシンプルと言っても、「増幅機能がシンプル」であることと、「回路構成がシンプル」であることは全く異なります。

本稿で紹介する1段増幅パワーアンプは明らかに前者のシンプルを狙ったものです。

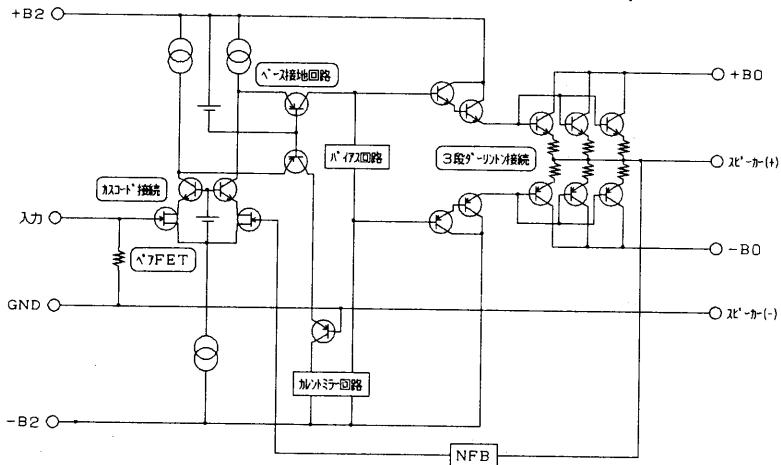
増幅素子の機能を単純化しようとすれば、カスコード接続とか3段ダーリントンとか確実に使用素子数が増えています。しかし、機能の単純化は、それにも増して大きな価値があります。透明感のあるその音質は目を見張るものがあるのです。

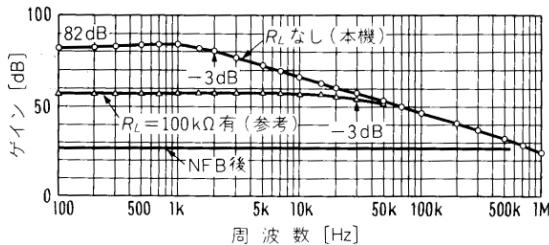
1段増幅アンプについて

1段増幅アンプの回路構成のルートは、オペアンプの高速化にありました。改めて説明をするまでもなく、スルーレイ特を向上するためには、大振幅増幅段の動作電流が限られるところでの高域補償コンデンサーの容量を小さくせざるをえません。そこで、スタガービの維持のために、第2のポールを高く設定できる1段増幅アンプが有利となるわけです。

しかし、私が1段増幅アンプを採用した理由はもう少し別のところにありました。

[図1] 基本回路構成





[図2]
オープンループ
特性

アンプシャシー内におかれる部品はさまざまの電圧レベルで動作しています。従って、そこには目に見えない（測定できない）多くの迷回路電流の存在があるとみななければなりません。

そのため、一般的には部品配置とか配線技術が重要となります。私は、アンプ回路構成にまだ工夫の余地があると思っていました。そしてその結論の1つが1段増幅アンプなのです。

1段増幅アンプの動作信号電圧レベルは2つしかありません。入力レベルと出力レベルのみです。当然、電圧増幅というからには、これ以下は考えられません。電圧増幅機能からみると、理想的な回路と言えます。

ここで言う「1段増幅アンプ」とは、もう少し正確に定義すれば、「カスコード接続1段電圧増幅アンプ」といえます。電圧レベルを固定して、電流増幅することで電力増幅機能を得るのです。

1段増幅アンプの生命線は電流増幅の純粹性にあります。しばしば差動2段増幅アンプなどでは、可聴帯域でのNFB量を一定にするという理由から、2段目増幅Trのエミッターに抵抗を入れて電流帰還をかけたり、コレクターに低抵抗値の抵抗をいれたりすることがなされています。しかし、それらは電圧増幅をあまりにも意識しすぎたことによるもので、私は、むしろ、それらの抵抗はただ単に貴重な音楽電流信号を熱として浪費するのみではないかとも

思っています。このことから、本機ではオープンループ特性を十分吟味して、合理的な電流増幅に徹して設計しました。

本機で狙った音質は、付帯音を極小とした優しい高域と澄んだ低域でしたが、その評価は客観的に見極める必要があります。その意味から、使用部品は本誌などでも評価の高いものを基準に用いました。

■ 基本回路構成

本機の基本回路構成を図1に示します。初段差動FETのドレン電流をそれぞれ定電流負荷で受け、反転した電流を2段目ベース接地のエミッターに注入し、上側電流と下側カレントミラー回路の出力電流を合成して、3段ダーリントン高入力インピーダンス出力回路で受ける構成です。

1段増幅アンプでは初段のFETの選択がキーポイントとなります。そのあたりの概要については、すでにMJ'90年6月号(p.149)で述べさせていただきました。

プリアンプの場合と同様にパワーアンプでも初段FETがアンプの裸ゲイン、つまり、NFB後の性能を大きく左右します。

ただ、前稿では初段FETの最適 g_m 値を中心に述べましたが、初段FETの負荷としてオープンループ特性を左右する出力段の高入力インピーダンス回路周辺については説明を割愛しました。

そこで、本稿ではごく基礎的なこ

とではありますが、そのあたりの概要を説明します。

本機では2段目のベース接地Trとカレントミラー回路の高い出力抵抗、そして出力段の高入力インピーダンスがアンプ裸ゲイン確保の支えとなっています。まず、それらの合成抵抗分を r_o 、合成容量成分を C_o とすると、1段増幅アンプの裸ゲイン G は、次式で近似できます。

$$G = \left| g_m \cdot \left(\frac{1}{2\pi f C_{o,j}} \parallel r_o \right) \right|$$

この式は言うまでもなく、よくあるCR時定数と同様の1次遅れ要素です。書き直せば、

$$G = g_m r_o \left| \frac{1}{1 + (2\pi f C_{o,j}) \cdot r_o} \right|$$

直流ゲイン G_{DC} 、およびカットオフ周波数 f_c は、次式となります。

$$G_{DC} = g_m r_o$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_o r_o}$$

ここで、高域の安定性を教科書的に考えてみます。

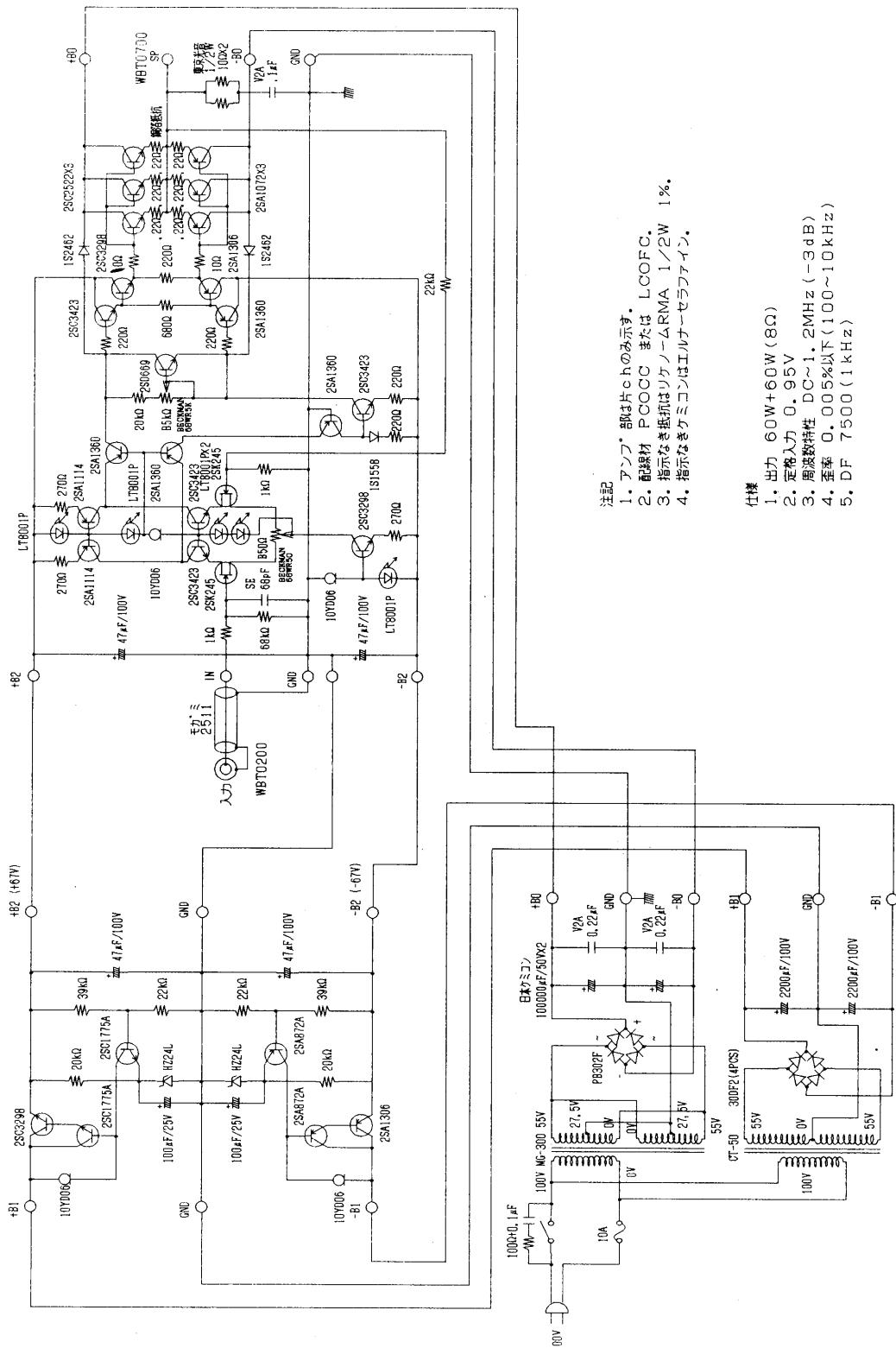
上式では、初段FETと終段3段ダーリントンでのカットオフ周波数は考慮していませんが、それらと前式の f_c の比がスタガー比となります。

1段増幅アンプとはいえ、スタガービーに関しては、 C_{ob} 等のミラー効果で高域補償を期待する通常のアンプ回路となんら変わりありません。

すなわち、1段増幅アンプの特徴は、カットオフ周波数の高低の問題云々よりも、スタガー比の対象となる2番目のポールが非常に高いことにあるのです。

次に、カットオフ周波数について具体的に数字で見てみます。

前式に g_m および r_o 、 C_o の値を代入すれば G_{DC} 、 f_c が求められます。しかし計算するのでは精度がありません。そこで、例として、本機の最終回路にて、実測した結果を図2に示します。実測は、アンプ



[図3] 全回路図

の入力をショートし、初段差動 FE T の NFB 側のゲートに抵抗を介して発振器から正弦波を加え、そのゲートでの電圧 V_1 とアンプ出力電圧 V_2 を測定することで求めました。

$$G = V_2 / V_1$$

図2より、

$$G_{DC} = 82\text{dB} \quad (12,600\text{倍})$$

$$f_C = 2\text{kHz}$$

となります。また、 $g_m = 8\text{ms}$ とすれば、

$$r_o = 1.6\text{M}\Omega$$

$$C_o = 50\text{pF}$$

と算出されます。なお、ここで参考として、3段ダーリントン入力部分と GND の間に R_L ($100\text{k}\Omega$) をつなぐと、 f_C は上記理論どおり 30kHz に上がります（ただし、荒っぽい音質傾向になります）。

さらに、 C_o の中身を分解してみると、表1のような値となります。以上のことから、1段増幅アンプのオープンループ特性を左右するものとして、初段 FET に加えて、さらには次の要素の「質」が重要であることがわかります。

1. 諸 Tr の出力抵抗

構成成分	推定容量値
2段目上側TRの C_{ob}	3 pF
2段目カレントミラートRの C_{ob}	2 pF
3段ダーリントン出力TRの C_{ob}	5 pF
オーバードライブ防止DIの接合容量	10pF
基板-GND間浮遊容量	10pF
配線-GND間浮遊容量	10-20pF
計	40-50pF

[表1] C_o の構成部分（推定）

2. 諸 Tr の C_{ob}

3. 基板等配線での浮遊容量

すなわち、良質の Tr の選択、配線素材の吟味、配線技術・処理の検討、プリント基板の工夫が必要となります。

ところで、本機の最終回路ではいわゆる高域補償コンデンサーはつけてありません。これは、高域補償コンデンサーを意識して省いてあり、初段の FET を幾種類か取り替えて繰り返し回路を練った結果によるもので、たまたま不要となったものではありません。

単純に歪率の面からみると、容量が電圧依存性のある C_{ob} に高域を委

ねるよりも、高 g_m の FET を用いて外部のコンデンサーで対処する方が数字的に一見良いようにみえます。事実、初段の FET を高 g_m FET (2SK146) とし、数 10pF の補償コンデンサーをつけることで歪率特性は良くなります。

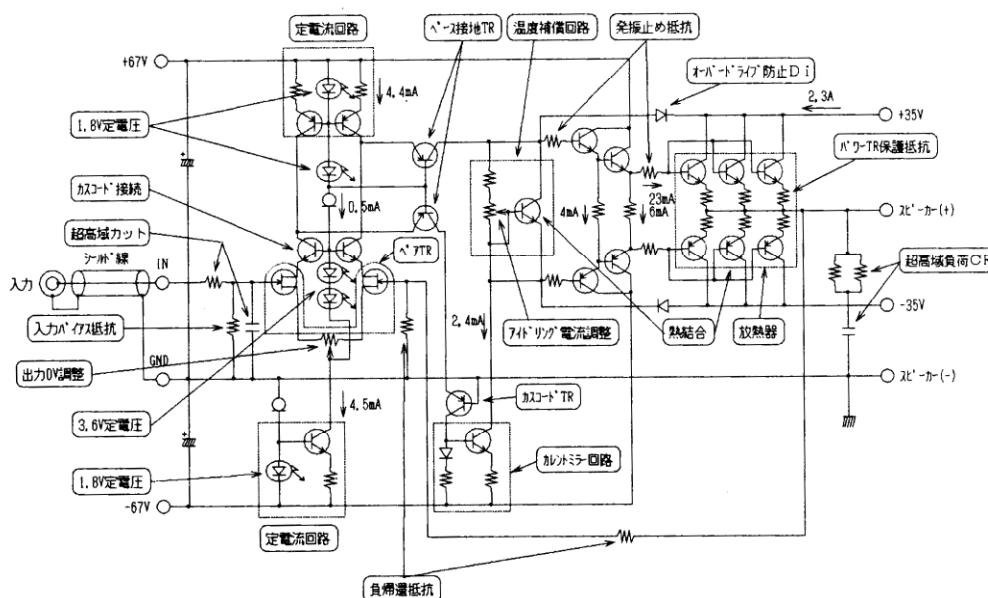
しかし、補償コンデンサーをつけることによって、コンデンサーの質の影響、応答性の劣化、不要な超高域電流の増加、そして凡庸な音質化等、様々な心配が発生してきます。

しかも、補償コンデンサーの影響を緩和するための新たな補償コンデンサーが必要となることが多々あり、アンプ内に蜘蛛の巣のような迷回路電流を呼びこらせる結果となります。

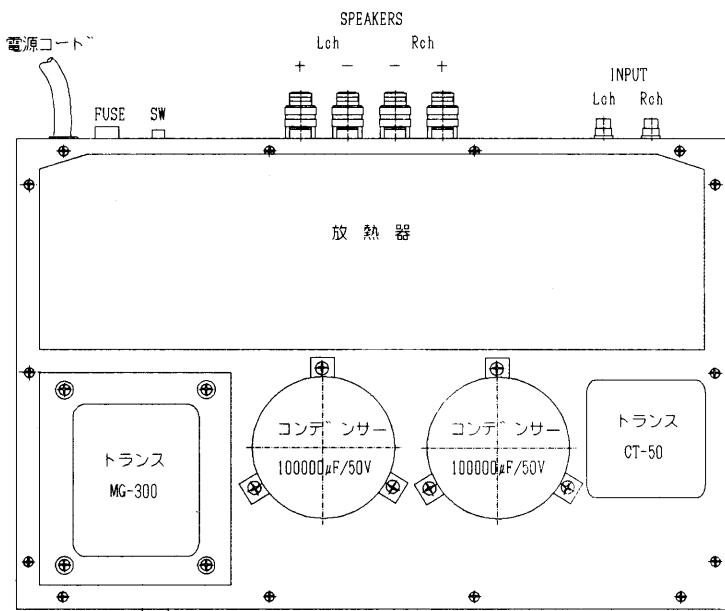
透明な音質を期待するには、まずアンプの動作をシンプルにすることが第一といえます。

■ 本機の回路と使用部品

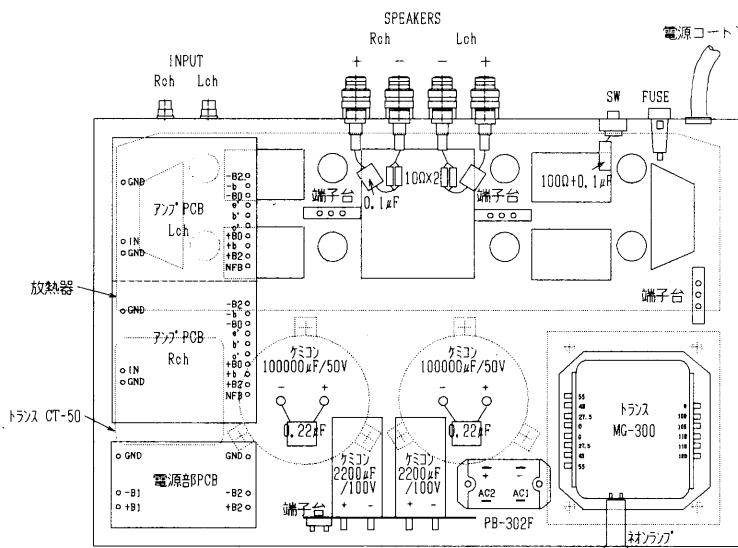
図3に本機の全回路を、図4にアンプの回路説明を示します。以下、入力回りから出力回りへと順に簡単な説明をします。



[図4]
各部分の役割
と動作



[図5] シャシー上の部品配置



[図6] シャシー内の部品配置

まず入力ビンですが、ここが意外と重要なことは周知のことです。電気的な部分より機械的な部分は時として驚く程の音質劣化をもたらします。接触不良が発生すればそれは致命的となります。やっかいなのは

それに気がつかないでいることです。この点、本機で用いたWBT0200はかなり信頼性のあるもので、高価(1ペア ¥7,000)ですが使う価値は十分にあります。ただし、最近ではWBT0201に設計変更されています。

入力ピンからアンプ部プリント基板へのシールド線は低容量タイプのモガミ2511を使用しましたが、この部分の低容量化は必ずしも必要ではありません。むしろパワートランジスタや外部振動の影響を受けにくいガッシャリしたものを使うことが重要でしょう。

アンプ部分はパワーTrを除きほとんどプリント基板にて処理しました。プリント基板はガラスエポキシの両面とし、表の面をベタアースに類したシールドとして用い、金メッキを施してあります。裏の面は通常の配線として用いました。パターン設計やエッチングは自作によるものです。

アンプ回路で、初段FETには1チップデュアルの2SK245を使用し、動作電流を2mAとしました。初段の電流がそのまま終段のドライブ電流となるため、ドライブ能力も2mA×2の範囲内となります。この電流値はやや少ないようですが、本機では高域補償コンデンサーをつけていないため、スルーレイトも70V/μsとれており、問題ありません。

2段目ベース接地Trには低C_{ob}で出力抵抗の高くとれる2SA1360を用い、カレントミラー回路にはコンプリの2SC3423を用いました。これらのTrは低電流で使用する限り優秀なTrです。

出力段は、2SC3423-2SA1360, 2SC3298-2SA1306, 2SC2522-2SA1072の3段ダーリントンです。

パワーTrにかなり古いタイプの型番のものを使用していますが、これは、4年前に製作したパワーアンプを解体し、その部品をそのまま流用したためです。アンプの製作台数が増えてくるとその置き場に困るのが実のところです。

パワーTrのエミッターに入れてある0.22Ωの銅箔抵抗も解体アンプからの流用ですが、今では入手でき

ないでしょう。

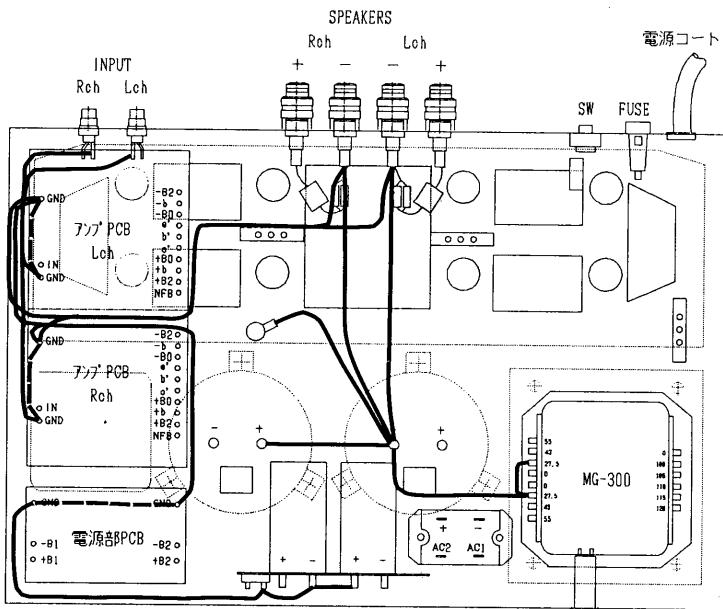
出力段はA級動作とし、本機の定格出力60Wではコレクター電流が1.9Aあれば理論上A級動作となります。本機では3パラのTrに合計2.3Aと8Ω負荷としては多めの電流を流しています。最大出力付近の高域歪みを改善するためです。発热量(320W)もかなり手ごたえがあり、冬季には小型の暖房機になります。

さて、本機の特徴の一つに出力部の高域安定化コイルの省略があります。本誌の製作記事ではほとんどの場合省略されていることが多いのですが、メーカー製のアンプでは100%入っており、私の場合も、つい最近まで入れていました。スピーカー端子に0.1μF程度のコンデンサーを接続して、発振するのは精神衛生上許されないからです。そこで、この点について少し触れておきます。

アンプの設計で最初から高域安定化コイルを入れることを前提とすれば、かなりアンプの設計は楽になります。しかし、スピーカー端子に直にコンデンサーを接続しても発振しない様にするには、それなりの配慮が必要となります。

特に、配線のインピーダンスを低くしている本機の様な場合は苦しくなります。本機での具体的な対応方法は誌面の都合で省略しますが、そのポイントを次に示します。

1. 超低歪率指向は避ける
- a) 裸ゲインを控えめとする
- b) 超高域補償に小細工をしない
2. NFBを戻す出力側ポイントを吟味する
3. 高域安定化CRをスピーカー端子に直付けする
4. アース回りの配線、シャシーへのアースポイントを可能な限り検討する
5. 電源関係、大電流関係の配線は極力太くを前提とする
容量性負荷の場合、極太の配線材



[図7] アースまわりの配線

を用いても、10cm程度の長さの間の電圧ドロップがしばしば問題になります。

また、時折0.1μFで大丈夫でも数1,000pFで発振することがあるので、小容量から大容量まで入念にチェックすることが肝要です。

本機のダンピングファクターは後で示すように非常に高いので、10kHzの方形波応答で0.1μF接続の場合、きわめて周期の短い減衰振動波形となりますが全く安定です。ただし、この種の波形観測では、スピーカー端子からわずかでも線材を経て観測すると大きく波形が変化するので注意が必要です。

スピーカー端子には、これも少し高価(片ch ¥9,000)ですが、WB T0700を使っています。極太のスピーカーケーブルでも容易にしかも確実にクランプすることができます。これほど便利で優れた端子は今までにお目にかかることがありません。読者の方も一度試してみることをお奨めします。三巻無線で扱っています。

パワーTrへの電源部はトランスにタンゴMG-300、整流器にファーストリカバリーPB-302F、ケミコンに大容量100,000μF×2で構成しており、瞬時電流供給能力を高めています。ケミコンは日本ケミコンの汎用CEGW型ですが、私の測定では最近のオーディオ用と銘打っているものとなんら遜色はありません。

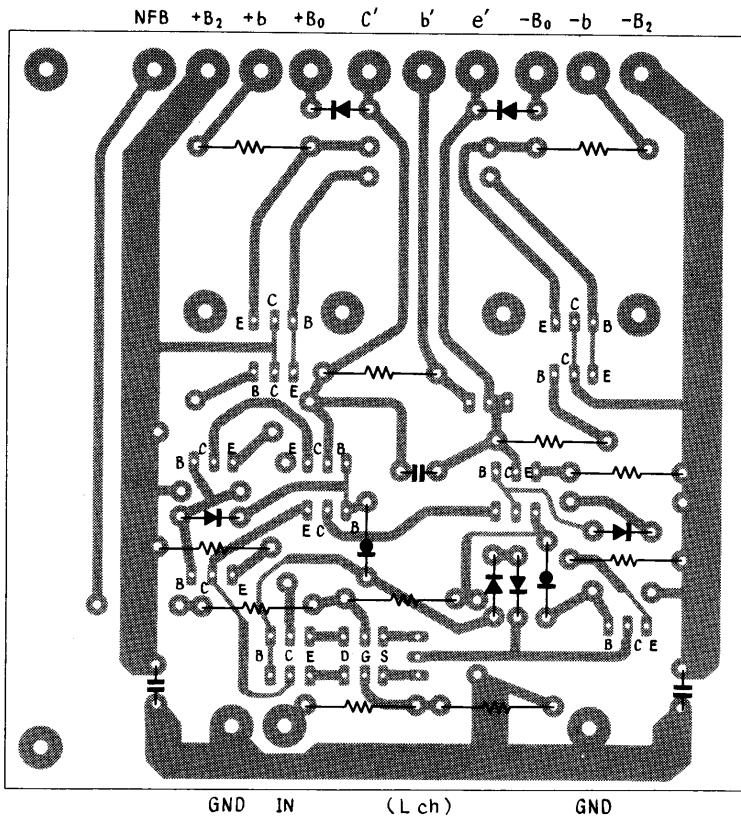
ドライブ段への電源供給は一般的な回路構成をとる定電圧電源から供給しています。回路は1段増幅プリアンプのものとほとんど同一で、抵抗値が一か所異なるのみです。

部品配置と配線

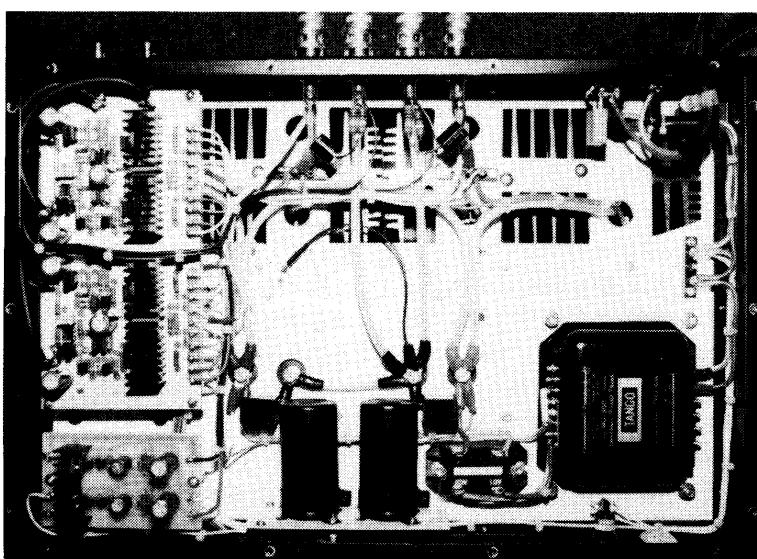
図5にシャシー(鈴蘭堂SL-20)上の部品配置を、図6にシャシー内の部品配置を示します。

大物部品の配置で留意した点は、AC100Vから順にトランス、整流器、コンデンサー、パワーTr、GND、スピーカー端子へと、大電流部分の配線が素直になっており、極力短く配線できるようにしたことです。

大電流回路の配線は日立電線LC



[図8] アンプ部プリントパターン (L chのみ、原寸)



OFC 同軸スピーカーケーブル SSX 101 の芯線を使用しました。このケーブルの端末での半田処理はかなりの工夫と神経を必要とします。とにかく芯数が多く、被覆を剥ぐ際に線のバラけを防ぐために細い銅線で縛った後、100W の半田ごてで被覆を水を含ませたティシューで冷却しながら作業しました。

小電流回路の配線はオーディオテクニカ PCOCC の AT6130~2 を使用しました。

図 7 にアース回りの配線を示します。
大電力関係の GND は +ケミコンの中点を基準とし、シャシーへのアースもその点からしています。

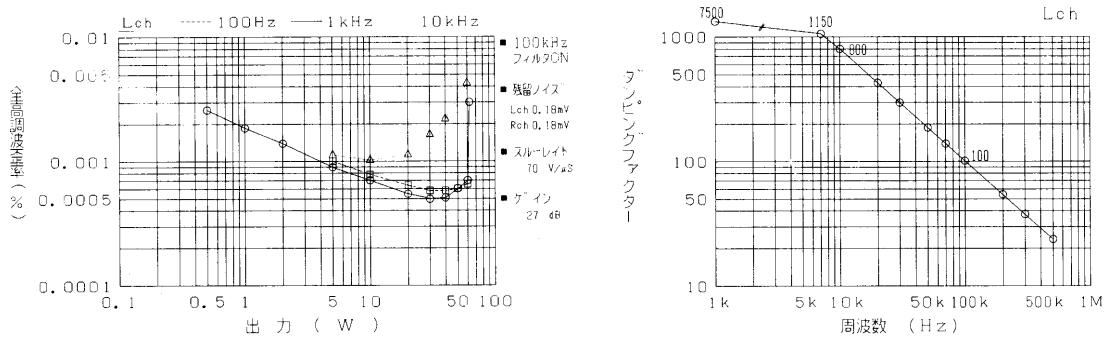
大電力部の GND はスピーカー端子 GND からプリント基板入力部 GND へ LR 別々に接続しています。スピーカー端子 GND を選んだのは、ケミコン中点とスピーカー GND の間での超高地電圧ドロップが無視できなかったことによります。

ただし、プリント基板の GND は LR が共通としてあるので、GND 配線のループが極小となるようにしてあります。

本機では前述のように、3段ダーリントン出力段の入力回りの GND に対する浮遊容量はオープンループ特性に影響します。したがって、プリント基板から放熱器にいたる温度補償回路の配線などは、ぐらつくことの無いようしっかりとバインディングしておかなければなりません。

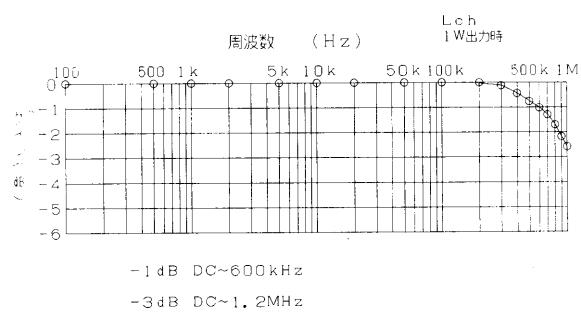
本機では大電流関係を「主」とし、小電流関係は「従」にまわっており、プリント基板も「従」として大電流関係を逃げる形でシャシー右端にレイアウトしています。

参考として、図 8 にプリント基板のパターンを示します。

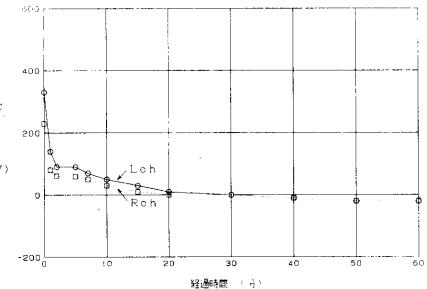


[図9] 歪率

[図10] 周波数特性

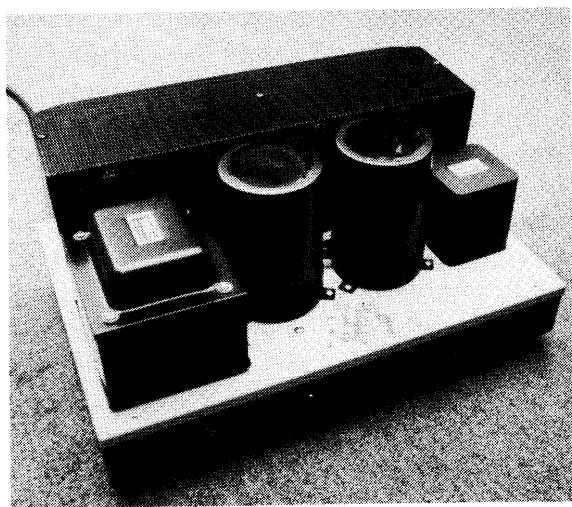


[図11] ダンピングファクター



[図13] DC ドリフト

[図12]
クロストーク

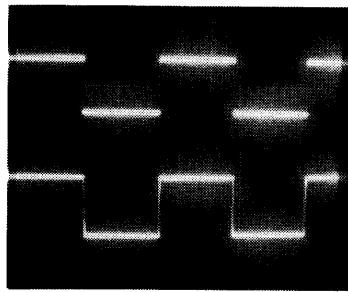


本機の特性

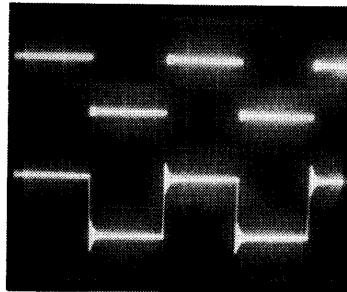
図9に歪率特性を示します。本機の歪率は、私がこれまでに製作した中ではどちらかと言うと良い方ではありませんが、勿論、これは最初から意図したことです。

図10に周波数特性を示します。 -3 dB が 1.2MHz と極めて広帯域となっています。スピーカー端子への配線を極太とし、スピーカー端子直前からNFBをとっていること、高域安定化コイルの省略が大きく寄与しています。ただ、本アンプを使用する際は、入力に 500kHz 程度のローパスフィルターを追加したほうが良いかもしれません。

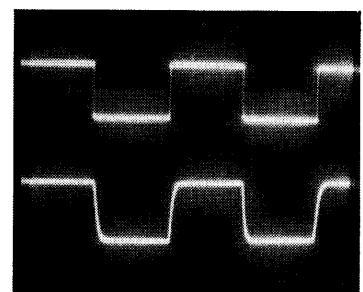
図11にダンピングファクター特性を示します。 1kHz にて 7000 といった常識はずれの値を得ています。この測定はスピーカー端子に外部パ



[写真1] 方形波応答(a) 10kHz, 8Ω



[写真2] 10kHz, 8Ω+0.1μF



[写真3] 100kHz, 8Ω

ワーアンプから電流を注入し、スピーカー端子での発生電圧を測定して求めたものです。この位の大きさになると当然のことですが、10cm程度の配線があると数100にまで低下します。

図12にクロストーク特性を示します。DC～10kHzにて67dBとれています。

図13にDCドリフト特性を示します。本機の場合、完全に安定化するまでに2段階の過程を経ています。第1段階はプリント基板上の半導体素子の温度変化によるもので、図13では0～5分の間に相当します。第2段階はパワーTr放熱器の温度変化(シャシー内温度上昇)によるもので、図13の5分～30分の間に相当します。

本機では、リレー接点での音質劣化を防ぐために、ミューティングや保護回路はつけていません。したがって、電源SW投入時にわずかですがポップノイズが出ます。約300mVの大きさです。

写真1に方形波応答波形を示します。(a) 10kHz, (b) 同, 0.1 μF付加時, (c) 100kHz

本機の音質

本機の音質評価は、プリアンプの場合と同じように、友人の本田伸氏に依頼しました。氏の愛用しているQUAD405パワーアンプとの相対比較です。その結果を表2にまとめま

帯域	ソース	評価
中域～高域	〈オペラ〉アイーダ	●きれい、透明感あり。天へぬけるようなトランペット。 ●テノール：圧倒的な迫力が少し欠如。 ●ソプラノ：良
	〈オケ〉Brahms. 4	●オケは何か妙によい。 ●チエロのミスもよく分解している。 ●金管の広がりまあまあ。
	〈吉原すみれ〉バーカッショーン ＊現代音楽45回転	●節度がある音。静寂の中の音。 ●どこからともなく来て、どこへとも知れず消える音—こういったきわどい表現がうまく出る。
	〈ジャズ〉マイナード・ファーガソン	●トランペット：ハインートまでよく出ている。
低域～高域	〈オペラ〉アイーダ	●合唱：高い分解能。ボリューム感やや不足。
	〈オケ〉Brahms. 4	●全体に節度のある音。 ●コントラバスの迫力に欠ける。
	〈オペラ〉シモン・ポッカネグラ	●バリトン、バスバリトンの荒々しさ表現不足。
	仏風オルガン	●きれい、新鮮、自然な立ち上がり。 ●古風なソースか新しいオルガンに聞こえる。
	バリトン ブルーノ・ラブラント	●男の色気、情念などけっこうでている。
	〈シャンソン〉ジュリエット・グレコ	●唇の動きを感じる。 ●張りのある語尾、すごみがやや不足。

[表2] 音質評価

した。期せずしてプリアンプの場合と非常に似た結果になりました。1段増幅アンプの特徴でしょう。特に、透明感のある高域は高い評価を頂きました。

しかし、本機を読者が測定器なしで直ちに製作することは、配線上の細かいノウハウがあるため、必ずしも推奨できません。

おわりに

本機は'89年の春に設計に取りかかり、'90年の春に製作を完了しました。すでに半年以上のヒアリングをしていますが、音質変化は全く発生していません。