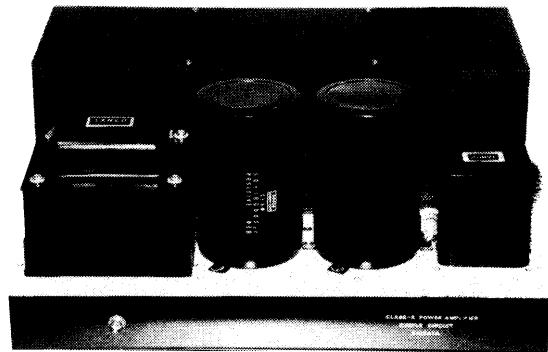


1段増幅終段無帰還

A級60W

高速パワーアンプ の製作

柴田由喜雄



1. はじめに

1段幅アンプにはその透明な音質に特徴があると思います。私が最近製作した1段増幅アンプは計6台あります。それらは、

- 1台目 パワー（初期型）
- 2台目 プリ（初期型、MJ第2回自作アンプコンテスト参加）
- 3台目 プリ（同改良型）
- 4台目 パワー（改良型、MJ第3回自作アンプコンテスト参加）
- 5台目 プリ（再改良型、機会があれば後日発表します）
- 6台目 パワー（再改良型、MJ第4回自作アンプコンテスト参加）

といったものです。なかでも4台目のパワーアンプと5台目のプリアンプは特に満足した音質が得られ、現在私のメイン装置として使っているところです。

1段増幅アンプ（図1）は「カスコード接続1段電圧増幅アンプ」と言うことができます。「カスコード接続」とは、初段FETにカスコード接続されているTrの出力電流が定電流負荷で反転されて、再びドライブ段のベース接地に実質カスコード

ド接続されることを意味します。そして「1段電圧増幅」とは、DC裸ゲイン A_{DC} が、

$$A_{DC} = g_m' \cdot r_o$$

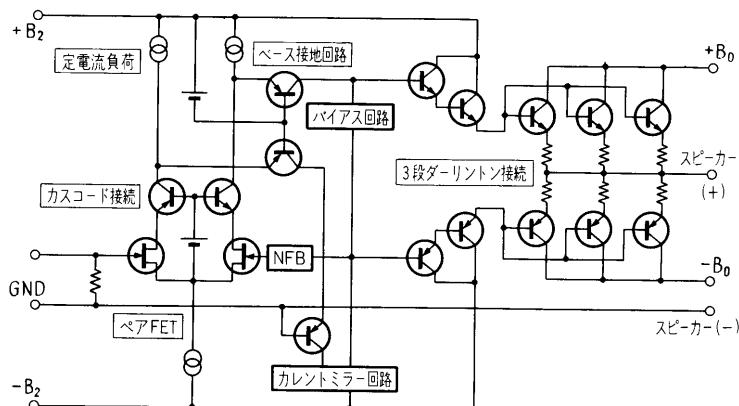
g_m' : 初段FET相互コンダクタンス
 r_o : ドライブ段の負荷インピーダンス

と表せるように、動作がシンプルなFET 1段幅となることを意味しています。

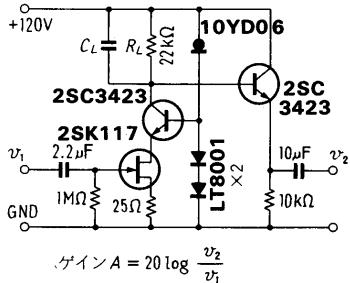
つまり、アンプシャシー内の動作信号電圧レベルが、マクロ的にみて入力電圧レベルと出力電圧レベル（=入力電圧 × アンプの増幅度）の2つしかないように、アンプの動作が極めてシンプルとなる特徴があります。

このシンプルな動作のおかげで、アンプの超高周波数域での処理がかなり分かりやすくなります。1段増幅アンプでは高域補償コンデンサーを入れる箇所が1つに限られます（後述の C_J ）。しかし逆に見れば、初段FETの選択（最適な相互コンダクタンス g_m の選択）さえ誤らなければ、設計が簡単になるというメリットが生まれます。

1段増幅アンプについては、すでにMJ '90年7月号（プリアンプ）およびMJ '91年2月号（パワーアンプ）で述べさせて頂きました。今回は、製作記事としては少し難しことも知れませんが、基礎的な部分に重点をおいて紹介させて頂きます。



[図1] 基本回路構成



[図 2] FET 1段増幅アンプ

2. 基本はソース接地 FET アンプ

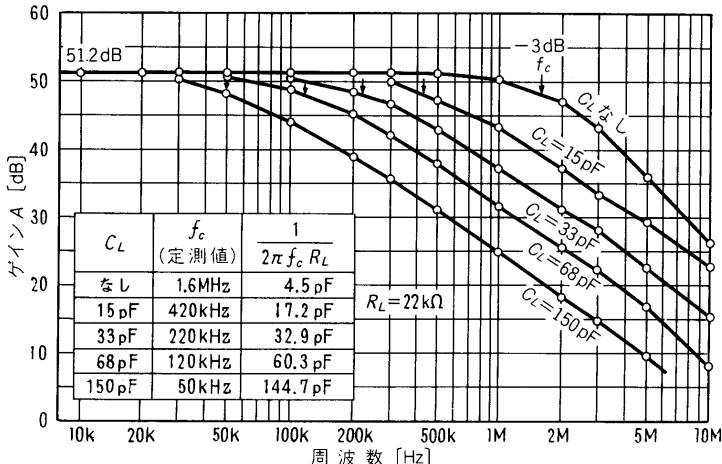
NFB をかけたアンプの最終特性は、NFB をかける前の裸特性、すなわちオープンループゲイン特性に大きく左右されます。オープンループゲインを詳細に調べることで、およそのアンプの素性を知ることができます。

まず、私がいろいろ実験した中で、本機の最終回路に最も近い回路（図 2）での基礎データを紹介します。

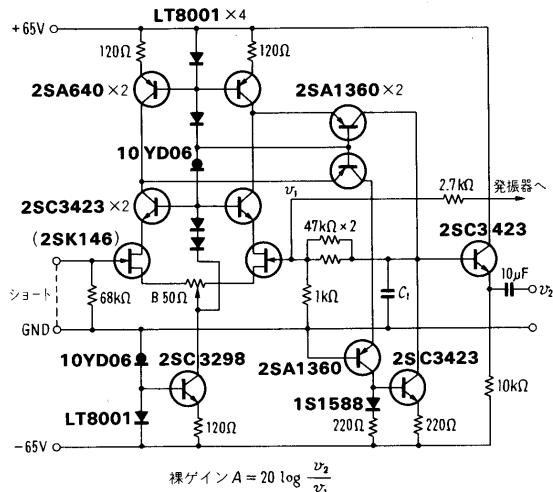
今更なんだと言われそうですが、ソース接地の FET 1段増幅がすべての基礎となります。重要なポイントです。FET は 2SK147 (2SK146 と同特性) です。FET のドレインには、実機での帰還容量 C_{rs} による f 特悪化や歪増大防止、そして FET のノイズと耐圧を考慮して、2SC3423 をカスコード接続しています。その後のエミッターフォロワーは、オシロのプローブの入力容量 (≈ 22 pF) の影響を避けるために入っています。

図 3 に、図 2 の負荷抵抗 R_L に幾種類かの小容量のコンデンサー C_L をバラったときの f 特の変化を示します。

C_L は超高周波数域での特性に直接効いてきます。ただしオシロから読みとったデータなので誤差はかなりあります。また、 $C_L > 15$ pF では、およそカットオフ周波数 f_c は次式



[図 3] 図 2 の周波数特性



[図 4] 本機の電圧増幅部実験回路

で表現できます。

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_L R_L}$$

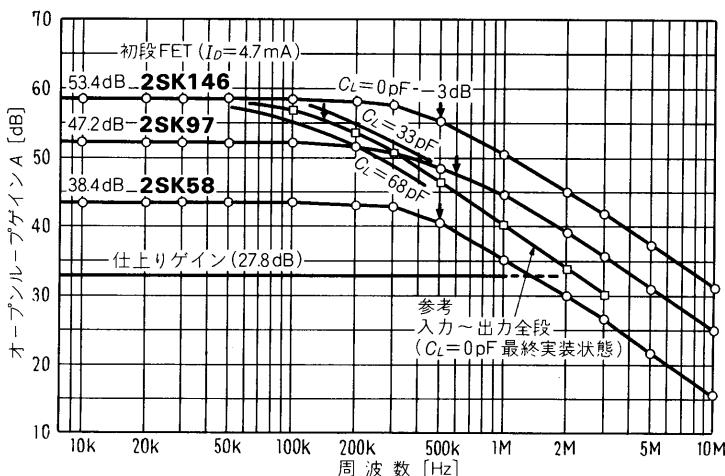
よってソース接地 FET を低インピーダンスで駆動し、出力を高インピーダンスで受けた場合の高域特性は負荷 R_L と容量 C_L の時定数が大きく関与しています。例えば、 $C_L = 40$ pF で $f_c = 140$ kHz となります。

通常の FET の等価回路にはありませんが、あえて T_r の場合のいわゆる遮断周波数 f_T に対比する周波数を図 3 から求めれば、数 10~100

MHz と推測され、かなり高いところにあります。ここに 1段増幅アンプの特徴の秘密があります。

次に、少し回路を進めて、本機の電圧増幅部のみ（図 4）のオープンループゲイン特性の測定結果を図 5 に示します。本機では終段を無帰還としています。この特性に終段の入力インダクタンス（ほぼキャパシタンス成分のみで代表できる）が負荷として加わった特性が最終のオープンループゲイン特性となります。

図 5 では、初段 FET を 3種類取



[図5] 図4のオープンループゲイン特性

り替えて測定し、2SK146について
は C_L も付加しています。

2SK146 $g_m = 40 \text{ mS}$
($I_D = 5 \text{ mA}$)

2SK97 $g_m = 6 \text{ mS}$
($I_D = 0.9 \text{ mA}$)

2SK58 $g_m = 2.7 \text{ mS}$
($I_D = 1 \text{ mA}$)

最終回路でのFETは2SK146です。
 $C_L = 0 \text{ pF}$ のときの f_c は 500kHz 近辺にあり、図3の1.6MHz に比べか
なり下がってきています。NFB回
路、差動アンプおよびカレントミラ
ー回路などが加わったのでやむを得
ないところでしょう。ただし、図3
と図5の C_L は単に外付けのコンデ
ンサーの容量であり、厳密にはTr
の C_{ob} などを含めた実質の容量と異
なります。

DC裸ゲインは2SK146の場合実測
53.4dBです。手持ちの規格表より
 $g_m = 38 \times 10^{-3} \text{ S}$ と求められます。し
たがって DC 裸ゲイン A_{DC} の計算
値は、

$$g_m' = \frac{g_m}{1 + h_m \cdot R_S}$$

$$= \frac{38 \times 10^{-3}}{1 + 38 \times 10^{-3} \times 25}$$

$$= 19.5 \times 10^{-3}$$

$$A_{DC} = g_m' R_L$$

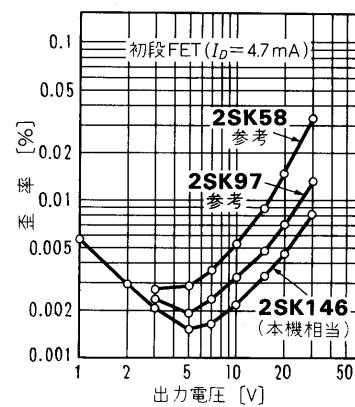
$$= 19.5 \times 10^{-3} \times 23.5 \times 10^2$$

$$= 53.2 \text{ dB}$$

と計算され、実測値ときわめてよく
一致します。

図5では、最終実装状態で測定し
たデータも重ねてあります。 f_c は
140kHz 近辺にあります。高域の安
定性の目安となるスタガービー n は、
この f_c とさらに高いところにある
第2のポール f_{c2} (おそらく $C_L = 0$
 pF にて 10MHz 付近にあり、 C_L の
増加とともに高い方にずれてゆく)
との比となります。

$$n = \frac{f_{c2}}{f_c}$$



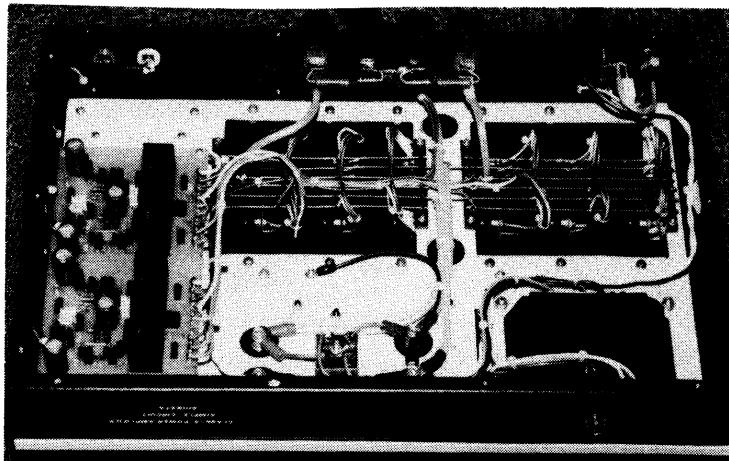
[図6] 図4の歪率特性

n は帰還量の 2 ~ 4 倍が適当と言
われています。

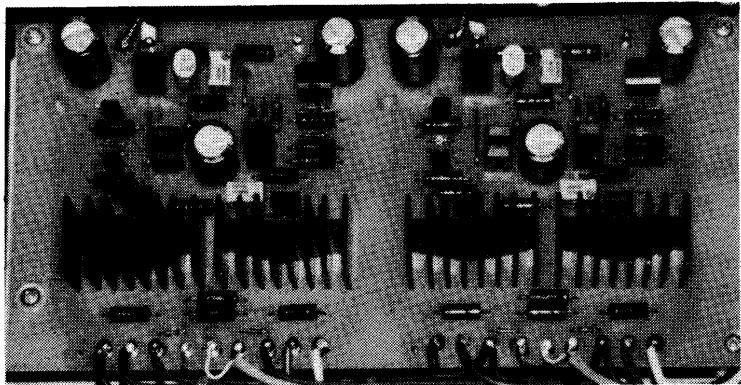
さらに図5より、最終実装状態の
終段の入力インピーダンスのキャバ
シタンス成分はおよそ 40pF と求め
られます。この値は後述のスルーレ
イドの値と関係します。

ひとつ、図5で興味深いことがあります。
FETを低 g_m の品種に取り
替えても、500kHzあたりの f_c は
まったく変わらず、DC裸ゲインの
み変わっている点です。図5の場合
も図3と同様に1段増幅アンプの
 f_c はFETそのものの特性によるの
ではなく、回路上のCR時定数によ
って定まつてくると考えられます。

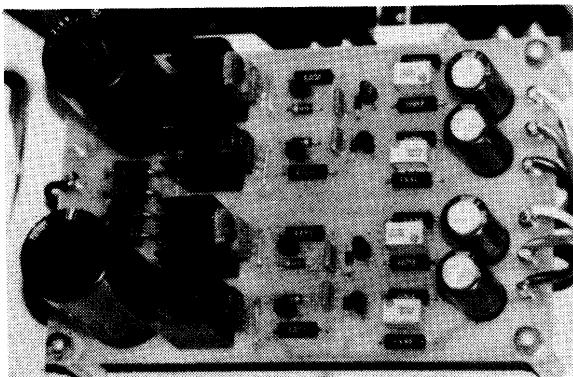
また、図5で仕上がりゲイン(本



シャシー裏の配線



電圧増幅部プリント基板



定電圧電源部
プリント基板

機では 27.8dB) の線を右に延長し、DC 裸ゲインの延長線と交わるあたりが仕上がりの周波数特性上限となります。電圧増幅部のみでは 8 MHz 程度に、最終回路では 2 MHz あたりにあることが分かります。

ここまで、周波数特性について見てきましたが、歪率のこともある程度考慮する必要があります。図 4 の回路の 1 kHz 歪率特性を図 6 に示します。当然のことですが、 g_m の小さい FET では NFB 量が少ないので歪率は大きくなります。 g_m の小さい FET では、FET の動作ドレイン電流 (I_D) 範囲は同じでも、ゲート～ソース間動作電圧 (V_{GS}) の変化範囲が大きくなるため、FET の非線形部分 ($V_{GS} \sim I_D$ 特性) に起因する歪が大きくなるのです。参考までに、歪率は出力の DC オフセット電圧を変えるとかなり変化します。

初段の差動 FET は歪打ち消し効果の最良点があります。

ところで、当初、初段 FET は前回製作時に好結果を得たワンチップデュアルで中程度な g_m の 2SK245 を使用する予定でした。しかし、本機の終段を無帰還としたアンプでは g_m の高い 2SK146 でも十分使えること分かり、2SK146 に変更した次第です。ただし、本機の仕上がりゲインを 20dB 程度まで下げる 2SK146 は使用できません。

3. 「高速」は潜在的の可能性

スルーレイトの値は、およそ 20 V/ μ s 以上とれていれば通常の音量ではまず音質に影響はありません。ましてや、スルーレイトの値の高さ自体を自慢してもなんら意味がないことだと思います。しかし、私はそ

れでもこのアンプの特徴に「高速」といった形容詞をつけました。それは、1 段増幅アンプでは、初段 FET の I_D を増やすことで、いとも簡単に高速にすることができると言いたかったのです。

通常スルーレイトは電圧増幅段につける高域補償用コンデンサーの容量、あるいはそのミラー効果によって生じる等価容量を駆動する能力に依存しています。電圧増幅段や入力段の電流値に応じてスルーレイトが決まります。

しかし、詳細は長くなりますので止めますが、多量の NFB で厚化粧したアンプでは、結果的にスルーレイトを抑えて高域の安定化を図る顧みになる場合が多く、とどのつまりは高域の安定性（スタガービ）の問題になることが多いのです。そしてこの高域の安定性の点で 1 段増幅アンプがきわめて有利となるのです。

本機のスルーレイト S.R. はほぼ次式で表せます。

$$S.R. = \frac{2I_D}{C_L}$$

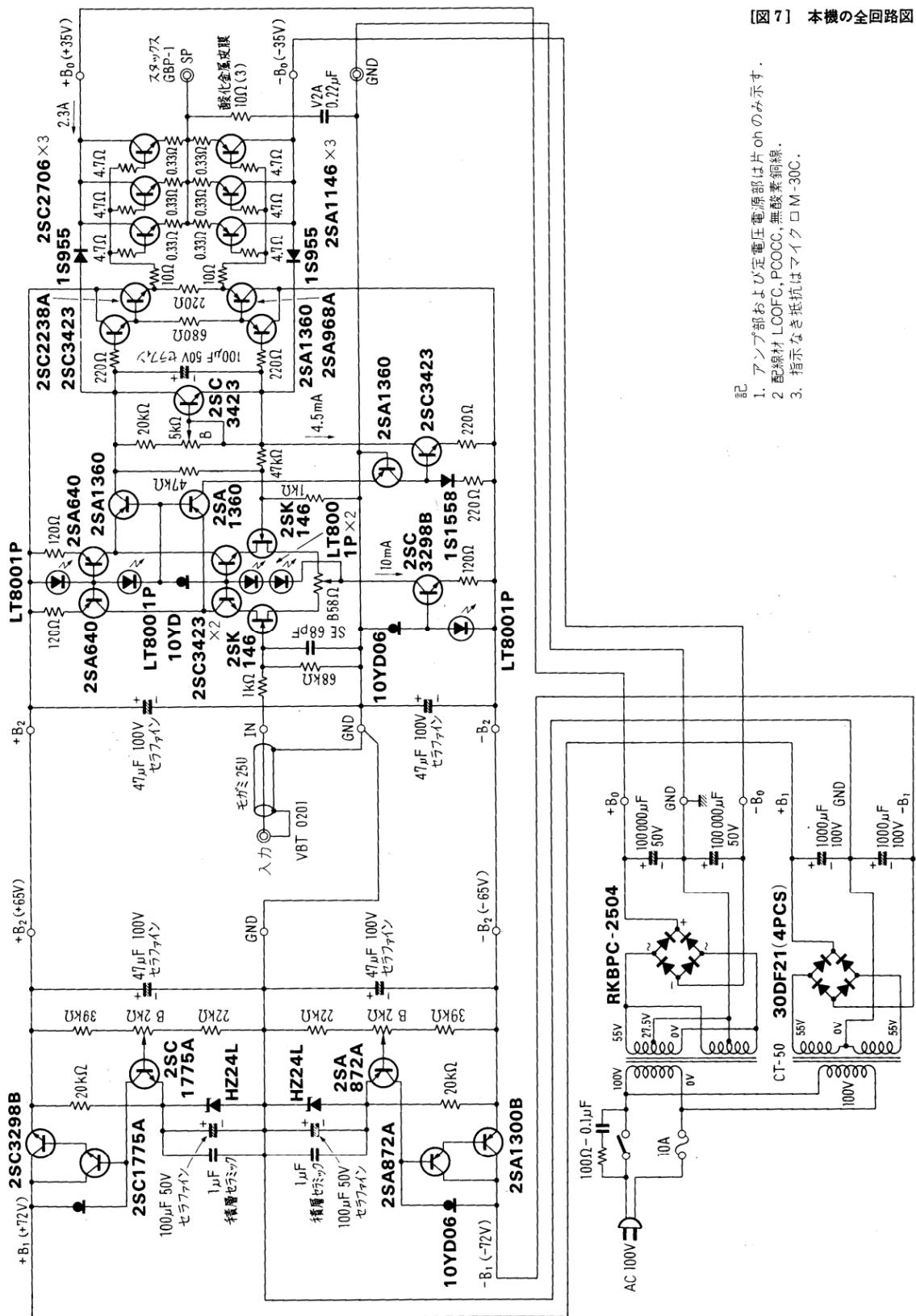
いま、前記の結果より $C_L = 40\text{pF}$ とすれば、 $I_D = 4.7\text{mA}$ ですので、 $S.R. = 235\text{V}/\mu\text{s}$ と算出されます。実測値は 200V/ μ s (電圧増幅段のみでは 400V/ μ s 以上) です。

4. 「重ね合わせの原理」の検証

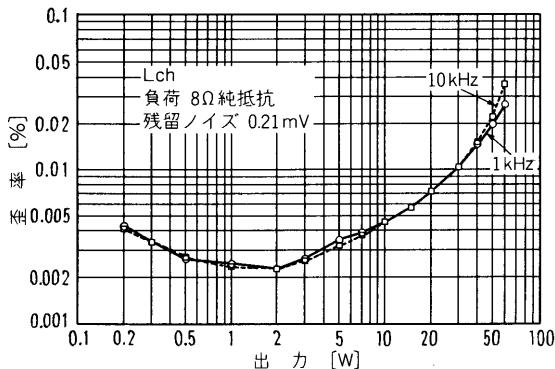
全回路図を図 7 に示します。ベースは前回製作のパワーアンプ (第3回自作アンプコンテスト参加) ですが、全て新規に作り直しました。変更した点は次のとおりです。

- 初段 FET を 2SK245 から 2SK146 に変更。 I_D を 2mA から 4.7mA に増加。(スルーレイトの向上)
- 終段 Tr を 2SC2522/2SA1072 から 2SC2706/2SA1146 に変更。(コンプレッション特性が揃え易かった)

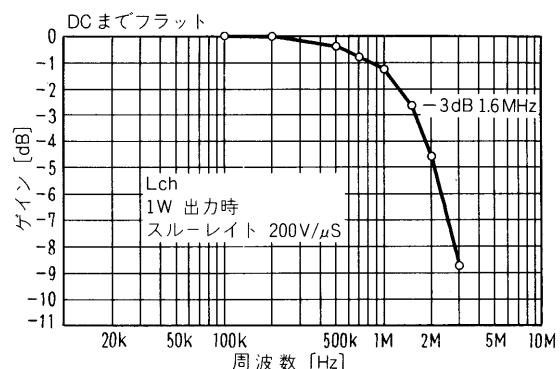
【図7】本機の全回路図



[図 8] 歪率特性



[図 9] 周波数特性



c) 出力からの NFB を廃止。ドライプ段からの NFB に変更。(高域の安定性の向上、ナチュラルな音質化)
これらの中で最も大きな変更はc)のNFB方法の変更です。そのあたりの背景を少し説明しておきます。

無帰還アンプは MJ 誌ではほとんど常識化しているのですが、私はこれまで、数字、特に歪率面に固執する癖があったようです。安定性さえ確保すれば結局は歪率の低い方を選択してしまっていたのです。

しかし、最近の第2次真空管ブーム(?)の中で、歪率のオーダーの違う真空管アンプの音に改めて接するにしたがい、パワーの差は歴然としているものの、小出力では0コンマ数%の歪率以下であればまったく問題ないと思うようになりました。

終段無帰還も実験的には何度も試みてはいたのですが、NFBアンプの音に慣れた私の好みから言いますと、やや荒っぽい音の傾向は否定しがたいところでした。

そこで、「透明感はあるもののやや荒々しいボリューム感不足」と評価を下した前作の1段増幅アンプを終段無帰還とすれば、いわゆる「ナチュラルな音」に仕上がるのではないかと期待して本機の製作となりました。

本機の終段無帰還は“音質の重ね

合わせの原理”を検証したいといった欲望にもとづいています。よく言われていますが、出力端子でのスピーカー逆起電力などの混入を防ぐためのものではありません。それは多分に配線技術にも依存します。回路上の問題は意外と小さく、根の深いものなのです。

NFB はドライプ段から 2 本の $47\text{k}\Omega$ ($23.5\text{k}\Omega$) によってなされています。これらの抵抗はドライプ能力 $4.7\text{mA} \times 2 = 9.4\text{mA}$ の約 $1/7$ を熱として浪費してしまいます。貴重な音楽信号の鮮度を維持するギリギリのところです。

そのほかの部分では、本機の電源はほぼそのまま前作を踏襲し、また音質を損なう恐れのある保護回路も一切省略しています。

使用部品は全回路図でお分かりのように一般に高音質と言われているものを多く使いました。

シャシー内の配線は内部写真を参考して下さい。

電圧増幅部は出力 Tr を除いてプリント基板で処理しています。

パワー Tr まわりの配線は、放熱器にエミッター挿入抵抗とベース挿入抵抗を載せた小型のプリント基板を取り付け、そこから端子台に張ったためのスズメッキ線群を経て、電源部およびプリント基板へと配線しています。

定電圧電源部もプリント基板で処理しています。

本機の配線において特に重要な部分は、

- a) 入力～出力の素直な GND 配線
- b) 放熱器に取り付けた温度補償用 Tr の配線 (シールド線)

c) 大電流部の低インピーダンス化などです。b) は GND 間の容量が前述 C_L の一部となりますので注意が必要です。

5. 終段部が 色濃く出た特性

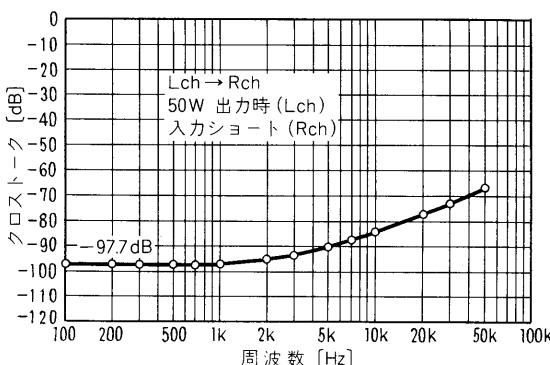
図 8～図 11 に、本機の諸特性を示します。

歪率特性およびダンピングファクターは終段部の特性そのものです。

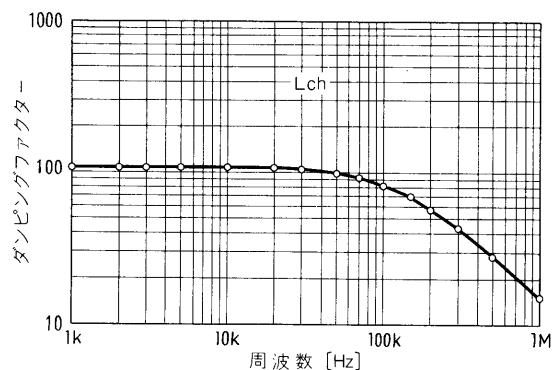
本機の周波数特性は 1.6MHz ときわめて広帯域ですが注意があります。それは実使用にあたって、不用意に超高周波数の過大入力が加わらないようにすることです。ビンジャックの抜き差しなどは必ず電源を OFF してから行います。今回はあえて省略しましたが、入力部に 300kHz 程度のローパスフィルター (例えば、 $3.3\text{k}\Omega + 150\text{pF}$) を入れておくと安全かもしれません。

写真 1, 2 に 10kHz 方形波応答を示します。

[図10] クロストーク特性



[図11] ダンピングファクターのf特



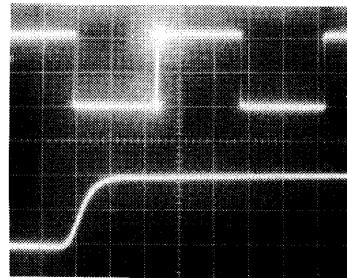
6. 本機の音質

本機の音質評価は友人の本田伸氏にお願いしました。氏には30曲にも及ぶ入念な試聴をして頂きました。ある面では厳しいお言葉でしたが、コメントをそのままご紹介します。

「本機の第一印象は、徹底した透明感にあると思われました。この種の透明感は高域のみならず、中・低域に対しても影響し、音楽のニュアンスに大きな変化をもたらします。今回で氏のパワーアンプを試聴させていただくのは2作目ですが、パワー・アンプでこれほど変わるんだなあと心感した次第です。」

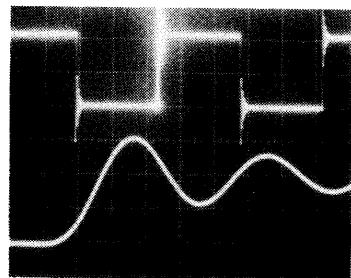
本機の全域にわたっての「明るさ」、「素直さ」は、まずは音楽を正しく、けれど味なく表現する上で大切なポイントで、疲労感なく多くのソースを楽しむことを可能としています。具体的には、伸びやかなソプラノ、きらびやかなチェンバロ、バス・バリトンの品位、ハープの余韻など評価に値すると感じました。

ただ、反面、こうした透明感の追求が生む短所も否めません。それは、音楽の「暖かみ」、「闇」、「気配」、「存在感」等のいわば「リアリティ」を決める要素の不足となって現れます。言うまでもなく、人が奏でる音楽を決してピュアな蒸留水ではありません。特性の見えないアンプ



[写真1] 方形波応答

10kHz 負荷 8Ω 純抵抗
X軸 上 20μS/DIV
下 0.2μS/DIV
Y軸 1V/DIV



[写真2] 方形波応答

10kHz 負荷 8Ω 純抵抗 + 0.1μF
X軸 上 20μS/DIV
下 0.2μS/DIV
Y軸 1V/DIV

が特定のソースでゾクッとするようなまめかしい音を出すという神秘的な体験をすることがあります。

私にとっても機会あるごとに経験を積んでいきたいと思っていますが、氏も Pure な路線をかなりつきつめられたようで、この路線からの脱却を次作に期待します。」

* 比較アンプ: U-BROS 3

7. おわりに

自作アンプコンテスト最終参加者の内で、石のアンプはほとんどが MOS-FET でした。バイポーラは私のみだったと思います。ここ1、2年の海外アンプの傾向をみると、第2次 MOS-FET ブーム(?)が訪れた感があります。

現在、1段増幅の総仕上げとして、

