

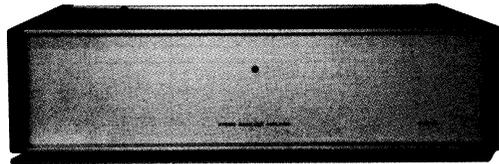
初段差動増幅+終段カソードフォロワー構成EQアンプ, MCヘッドアンプ搭載

# MT管ハイブリッド イコライザーアンプ [設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



MT管を適用した最初のハイブリッドアンプは、1段増幅回路構成のマイクアンプであった。その後、サブミニチュア管を使用したハイブリッドアンプを製作してきた。本機の狙いは、サブミニチュア管からMT管に戻して、一般の真空管アンプに近く、よりシンプルな回路のイコライザーアンプにしてみようとする試み。初段の真空管は6DJ8を採用し、終段は、E288CCのカソードフォロワーとした。本機は「直流増幅的」なアンプなので、DCバランス補正回路を設けている。MC用ヘッドアンプも搭載。



## はじめに

トランジスタの性能と真空管のノスタルジックな感覚を合理的に融合しようとする試みがハイブリッドアンプの製作主目的である。そして、ハイブリッドアンプでは、トランジスタなど小さな部品を多用するためにプリント基板を使用することが多い。それゆえ、ハイブリッドアンプに使用する真空管もプリント基板に直接ハンダ付けできるサブミニチュア管が適していると思われる。

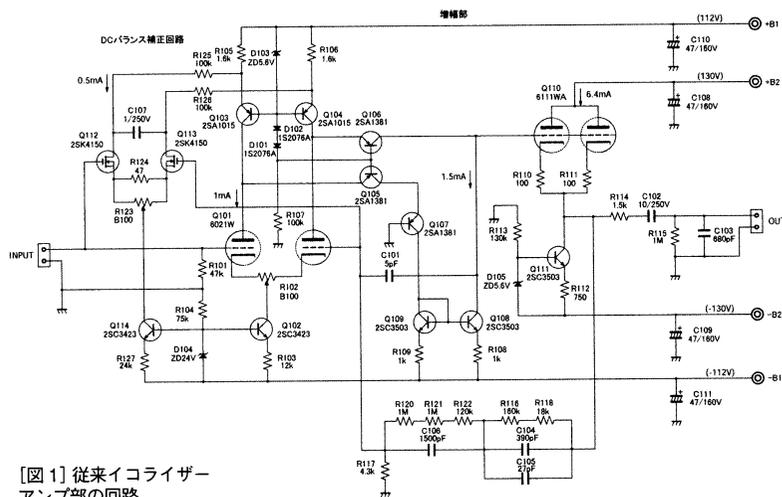
サブミニチュア管はMT管に比べると非常に小さいので、一見すると、頼りないおもちゃのようなものに映るかもしれない。実際、筆者もハイブリッドア

ンプ初期の試作実験段階では、限られた品種ではあるが、しっかりとした感じのあるMT管を使用していた。そして、1段増幅回路構成のマイクアンプにMT管を適用したのが最初であった(本誌2001年7月号)。

しかし、その後1段増幅回路構成の初段を真空管差動増幅にしたアンプでは、プリント基板にコン

パクトに収まるサブミニチュア管を用いて、いくつかのハイブリッドアンプを製作してきた。

サブミニチュア管を採用したのは、適材適所の思想でサブミニチュア管をうまく使えば、その小ささの割には性能的に優れていて、MT管とまったく遜色なく使えることを実験的に確認していたことによる。



[図1] 従来イコライザーアンプ部の回路



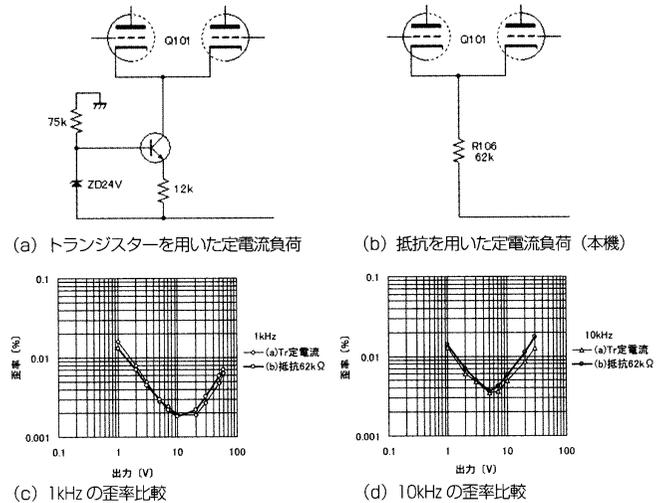
ることによる、直流増幅的な本機では、初段真空管2ユニットのグリッド電圧差が信号電圧とともにゲイン倍（直流ゲイン約500倍）されて出力オフセット電圧（図2、P点電圧の0Vからのずれ）として現れるので、そのグリッド電圧差は小さいほうがよい。特に、2ユニットの特性差を経過時間変化としてみると、経験的なことではあるが、初期選別時の特性差が小さい真空管は、その後の実使用時でも特性差の時間変化が小さいようである。

### 初段定電流回路の簡素化

従来アンプでは、初段にトランジスターを用いた定電流回路を用いていた。初段差動増幅の合計電流を一定にするトランジスター（図1、Q<sub>102</sub>）と初段負荷電流を設定するトランジスター（図1、Q<sub>103</sub>およびQ<sub>104</sub>）である。これらのトランジスターは、抵抗器で置き換えることができるであろう。

それぞれ、本機ではR<sub>106</sub>（62k $\Omega$ ）、R<sub>102</sub>（1.93k $\Omega$ ）、R<sub>103</sub>（1.6k $\Omega$ ）+R<sub>104</sub>（半固定抵抗500 $\Omega$ ）としている。いずれも、近似的に定電流源として作用する。昔のアンプ回路を想起すれば、「置き換える」というよりは、「抵抗器に戻す」といったほうが適当かもしれない。

図3に、初段差動増幅合計電流



【図3】初段差動増幅合計電流設定回路の歪率比較（実験回路）

設定にトランジスターを用いた場合と、抵抗R<sub>106</sub>とした場合の歪率比較を示す。測定は本機の最終回路（図2）に近い該当する部分のみを変更した実験回路（ブラック配線、出力負荷100k $\Omega$ 、以下の「実験回路」も同じ）で行った。

出力電圧が大きいとき（1kHzで20V以上、10kHzで7V以上）に、トランジスターを用いた定電流回路のほうがわずかに歪率が低いと認められるものの、特別気になるような差ではないと思われる。

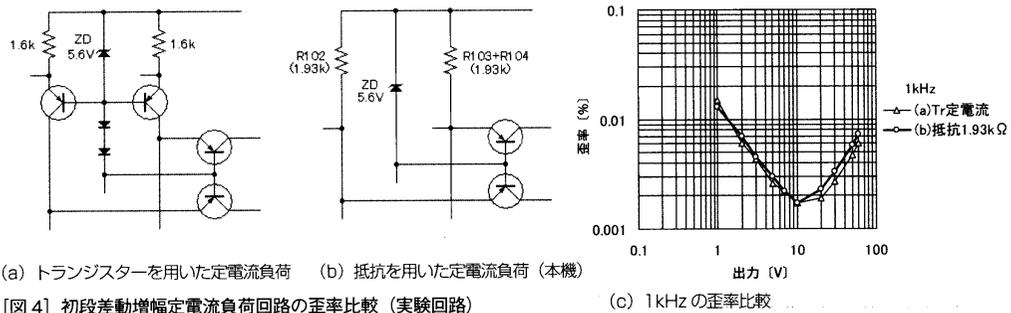
図4にトランジスターを用いた初段負荷の場合と、抵抗R<sub>102</sub>およびR<sub>103</sub>+R<sub>104</sub>とした場合の歪率比較を示す。図3と同様、気

なるような差ではないと思われる。

### 出力オフセット電圧調整方法

初段真空管には内部2ユニットの特性のバラツキ（特性差）があり、実際に入手したMT管でも、内部2ユニットの特性差が非常に大きい真空管が散見された。残念ではあるが、真空管のバラツキは運に任せるしかない。サブミニチュア管でもかなりの特性バラツキがあったが、MT管でも同程度あるいはそれ以上の特性バラツキがあるようだ。

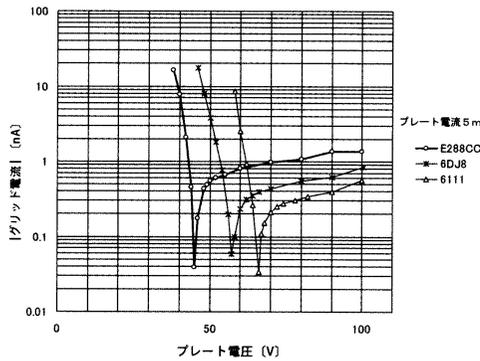
初段真空管カソードに設ける出力オフセット電圧調整（たとえ



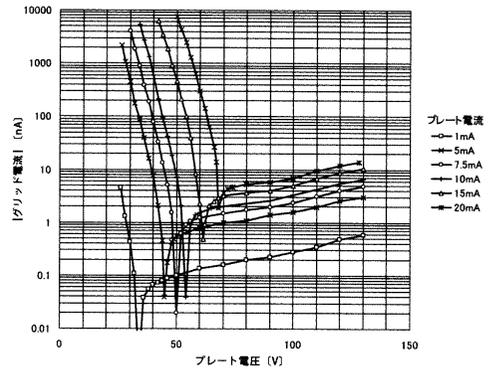
(a) トランジスターを用いた定電流負荷 (b) 抵抗を用いた定電流負荷（本機）

【図4】初段差動増幅定電流負荷回路の歪率比較（実験回路）

(c) 1kHzの歪率比較



【図5】グリッド電流の比較



【図6】E288CCのグリッド電流

ば、図1の $R_{102}$ )を大きな抵抗値の半固定抵抗で行うと実質 $g_m$ が低下するので、本機では半固定抵抗 $R_{104}$ を設けてオフセット電圧を調整することにした。

この方法によって、出力オフセット電圧を相当な範囲で調整できる。ただし、この調整方法では抵抗 $R_{102}$ と $R_{103}+R_{104}$ に流れる電流が異なるので、調整後の初段真空管2ユニットのプレート電流が相違してくる。前者と後者の併用も可能である。

出力オフセット電圧調整は出力オフセット電圧(図2のP点電圧)のプラス、マイナスに応じて、抵抗 $R_{103}$ の値を増減しながら、微調整を半固定抵抗 $R_{104}$ で行う。

### 終段カソードフォロワー (1/2 E288CC)

従来アンプと同様に、終段をカソードフォロワーとした。従来アンプでは、真空管にサブミニチュア管6111WA(図1,  $Q_{110}$ )の2ユニットをパラに接続して用いていたが、本機では終段真空管に1/2 E288CC( $Q_{105}$ , シーメンス)を用いた。E288CCは、前記6DJ8と外観を較べると少し高さが高く、その分プレート電極の面積も広く見える。E288CCは少し

大柄な電圧増幅管で、かなりプレート電流が流せそうな真空管である。

図5に、いくつかの真空管のグリッド電流測定結果を示す。測定は、グリッド～GND間に入れた抵抗50M $\Omega$ ～500M $\Omega$ の両端をON/OFFしてカソード電圧の変化を測定し、その変化より近似的にグリッド電流を求める方法で行った。グリッド電流の大きさを見やすくするために、縦軸にグリッド電流の絶対値をとって片対数グラフにプロットしている。なお、縦軸をリニアスケールにすると、グリッド電流は0nA付近でも単調に変化している。

図5からE288CCは、測定した3種の中ではグリッド電流最小ポイントが最も低いプレート電圧であることがわかる。低いプレート電圧までグリッド電流が少ないことは、大きな出力電圧までグリッド電流の急増が抑えられ、前記 $r_c$ の高入力インピーダンスが維持できることを意味している。

さらにE288CCについて、詳細にグリッド電流を測定した結果を図6に示す。動作点に近いプレート電流7.5mAのカーブを辿っていくと、プレート電圧50Vにてグリッド電流最小ポイントがあ

り、プレート電圧が50Vから下がるにつれグリッド電流が急激に増大する。

ここで、オープンループゲイン特性から動作時の初段真空管の $g_m$ 、前記 $r_c$ を求め、ある歪率を想定したときのグリッド電流許容値と最大出力電圧を推測してみる。

図7にオープンループゲイン測定例を示す。測定は、前記実験回路で行った。本機のオープンループゲイン(太線)は、周波数0.1～0.2kHzから徐々に下がる1次の減衰特性となる。前記 $r_c$ の基準ポイントとなるQ点(図2)とGND間に外部抵抗 $R_c$ (10M $\Omega$ , 1M $\Omega$ , 100k $\Omega$ )を付けてみると、 $R_c$ の値が小さくなるにつれ、1次減衰の遮断周波数が上がり、オープンループゲインが下がる傾向になる。

ここで、DC領域とみなせる周波数0.05kHz、 $R_c=100k\Omega$ 時のオープンループゲイン $A_{100k\Omega}=45dB$ (185倍)から、 $A_{100k\Omega} \approx g_m \cdot R_c$ の関係より、初段真空管の $g_m=185\text{倍}/100k\Omega=1.85mS$ が近似的に求められる。

そして、周波数0.05kHzにおける本機のオープンループゲイン $A=94dB$ ( $5 \times 10^4$ 倍)から、 $A \approx g_m \cdot r_c$ の関係より、DC領域の $r_c=5 \times 10^4\text{倍}/1.85mS=28M\Omega$

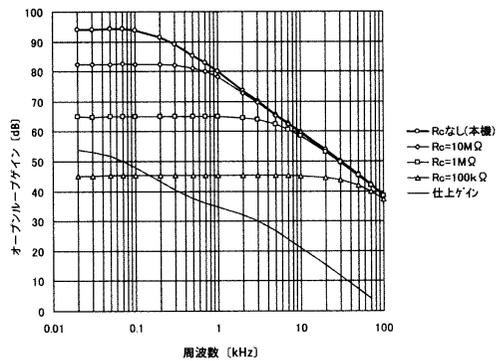
が得られる。DC領域の $r_c$ は、きわめて高い抵抗値である。1kHzにおけるオープンループゲインは80dB ( $1 \times 10^4$ 倍)であるので、1kHzにおける $r_c$ は5.4M $\Omega$ になる。

いま、出力電圧70V<sub>rms</sub>時にグリッド電流変化が0.01%の歪率(クリップ歪み)を発生させる場合を想定する。図7に合わせて、プロットした仕上がりゲインより1kHzにおける負帰還量はおよそ46dB(200倍)である。よって、元の歪率(2%)が負帰還量にしたがって反比例的に下がったと仮定すると、上記 $r_c=5.4\text{M}\Omega$ より、許容グリッド電流変化は70V<sub>rms</sub>  $\times$  0.01%  $\times$  200倍 / 5.4M $\Omega = 260$  nA<sub>rms</sub>(片振幅370nA)と概算される。

グリッド電流があっても、それが一定値であれば歪率への影響はないが、低プレート電圧条件に対応して、グリッド電流が急激に大きく変化(増大)すると歪率に影響すると考えられる。図6において、この条件はプレート電流が7.5mAのカーブにおいて、許容グリッド電流変化を370nAとすると、プレート電圧がおおよそ36V以下に低下した場合と読み取れる。よって、アンプの負荷電流を無視すれば、+側B<sub>2</sub>電源電圧=137Vであるので、出力電圧+側のクリップ歪みが生じない出力電圧は137V-36V=101V(片振幅)以下であり、そのときの1kHz出力実効電圧値は71V<sub>rms</sub>以下と推測される。

### 終段定電流負荷 (2/2 E288CC)

終段カソードフォロワーの負荷は、駆動能力の高い定電流負荷がよいであろう。従来アンプ(図



〔図7〕 オープンループゲイン(実験回路)

1)ではトランジスタを用いた定電流負荷を用いていた。しかし、本機では定電流回路にE288CCの他方のユニット(2/2)を用い、少し工夫をした定電流回路にしている。

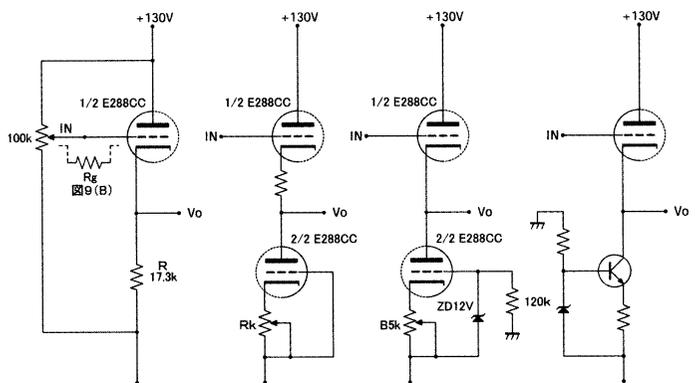
図8に、いくつかの終段カソードフォロワー負荷方式を示す。図9(a)は、図8中の100k $\Omega$ 可変抵抗器を用いてカソード出力電圧 $V_o$ を変化させ、そのときのプレート電流変化を測定したものである。

図8(a)は、単に抵抗負荷(17.3k $\Omega$ )とした方式である。抵抗負荷では、出力電圧下降側の駆動電流はその抵抗負荷を介して作用するので、容量性負荷があるときには電圧下降時におけるスルーレ

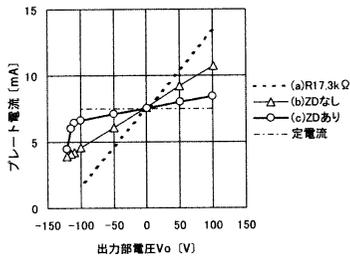
ートの悪化をもたらす場合がある。電圧上昇時は、カソードフォロワーで問題なく駆動できる。

また、出力電圧が+側に上がったときは、プレート電流の増加は抵抗負荷でも消費され、終段カソードフォロワーのプレート電流を無用に増大させ、その結果、グリッド電流急増による出力電圧+側のクリップ歪みが発生しやすくなる。参考として、グリッドに抵抗 $R_g$ を入れたときの入出力電圧の関係を図9(b)に示す。

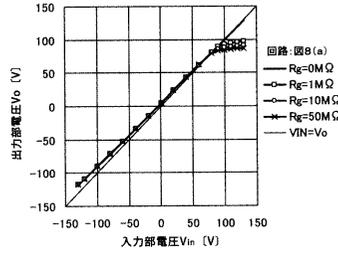
図8(b)は、カソードに入れた抵抗 $R_k$ のみで定電流を得る方式で、一般的な方式でもある。図9(a)の(b)(ツェナーダイオード(ZD)なし)からわかるように、ある程度の定電流性があるが、内



(a) 抵抗負荷 (b) 定電流負荷(1) (c) 定電流負荷(2) (d) 定電流負荷(3)  
〔図8〕 終段カソードフォロワー負荷の方式



(a) 負荷方式とプレート電流変化



(b) 入出力特性 (参考)

【図9】 終段カソードフォロワー負荷方式 (図8) の特性比較

部抵抗 $r_p$ の影響を強く受ける。

最も定電流性が良いのは、従来アンプで採用した図8 (d) のツェナーダイオードZDとトランジスターを用いた方式であり、ほぼ完全な定電流特性が得られる。出力波形下降時の駆動能力は、定電流回路設定電流値まで増大される。

本機では、図8 (d) をアレンジした図8 (c) の方式としている。用いるツェナーダイオードの電圧が0V (ZDなし) のときは、図8 (b) と同じであり、ツェナーダイオードに電圧を持たせるにつれて定電流性が改善される。図9 (a) の○印の「(c) ZDあり」は、本機の最終回路と同じ12Vのツェナーダイオードを用いた場合の測定例であり、トランジスターを用いた定電流回路特性にかなり近付いている。ツェナーダイオードの電

圧を大きくすると定電流性が改善されるが、-側 $B_2$ 電源 (図8) では-130V) で電圧ロスが発生する。その電圧ロスを+側におけるグリッド電流増加に基づく電圧ロスと同程度にするのがよいであろう。

以上の変更によって、イコライザアンプ部のトランジスター使用個数は、従来アンプの9個から、I-V変換用 $Q_{102} \sim Q_{104}$ の3個のみに激減し、非常にすっきりとした回路となった。

## 本機の回路構成

本機の全体回路構成を図10に示す。本機では、イコライザアンプ (図2) の前にMCヘッドアンプを設けた。図11にMCヘッドアンプの回路を示す。初段差動増幅用FET  $Q_{201}$ 、 $Q_{202}$ に、高

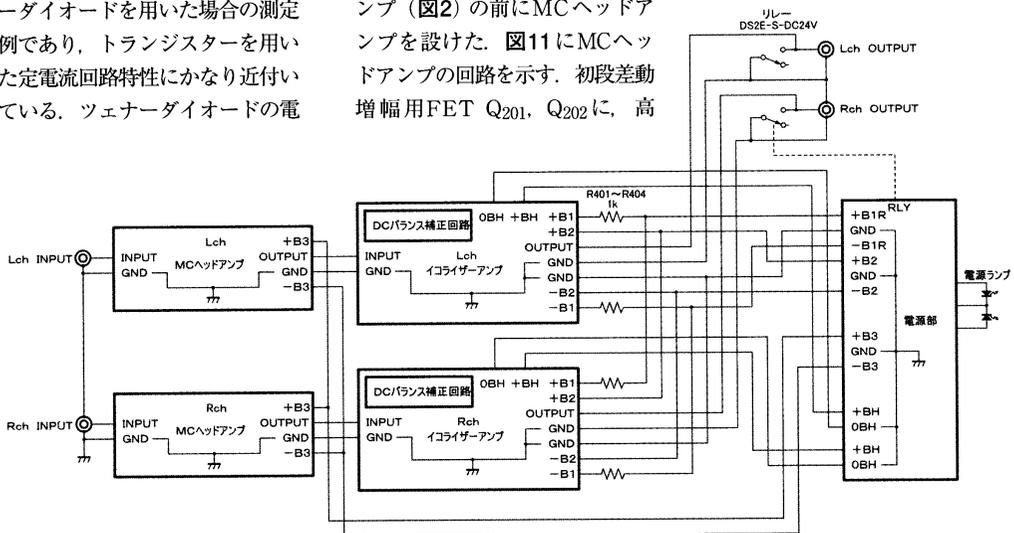
$g_m$ の2SK369を用いた1段増幅アンプである。

初段FETの電流は、 $g_m$ がより大きな動作点とするために、やや多目の2mAとしている。残留ノイズが増大するのを避けるために、 $Q_{201}$ 、 $Q_{202}$ のソースに入れた半固定抵抗 $R_{202}$  ( $B10\Omega$ ) や $R_{203}$  ( $5.6\Omega$ 、プリント基板裏付け) を低い抵抗値にしている。そのため $Q_{201}$ 、 $Q_{202}$ は、 $I_{DSS}$ を厳しく選別してペアとしている。負帰還用抵抗 ( $R_{210}$ 、 $R_{211}$ ) も低い抵抗値としている。

終段にはMOS-FETコンプリメンタリ- $Q_{207}$  (2SK216)、 $Q_{208}$  (2SJ79) を用いて、終段の入力インピーダンスを高め、裸ゲインが大きくなるようにしている。

イコライザアンプの最大出力電圧に合わせて、MCヘッドアンプ最大出力電圧を8V程度 (後述) としている。電源電圧は $\pm 15V$ で、ゲインは30dB (30倍) とした。

イコライザアンプには、DCバランス補正回路 (図12) を設けている。前記のように、「直流増



【図10】 全体の回路構成

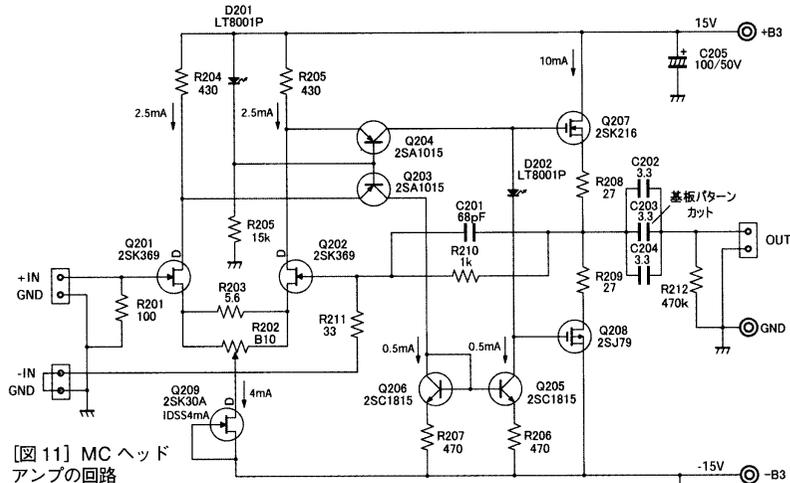
# MT管ハイブリッドイコライザーアンプ

幅的」なハイブリッドイコライザーアンプであるので、DCバランス補正回路がないと出力オフセット電圧(動作点)の変動が大きくなる。

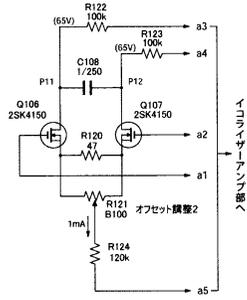
DCバランス補正回路は、MOS-FET (2SK4150) 差動増幅による比較的簡易な回路としている。DCバランス補正回路のバランス出力電流は、イコライザーアンプ初段の負荷抵抗(略定電流負荷)部に注入される。2SK4150の $g_m$ が実測12mS(ドレイン電流0.5mA)、初段真空管の $g_m$ が、前記導出1.85mS(プレート電流1mA)であるので、2SK4150差動増幅によるオフセットがないとすれば、真空管のグリッド電圧差変動に基づく出力オフセット電圧変動はおよそ $1.85mS / (1.85mS + 12mS) = 1/7$ に減少する。

図13に電源部回路を示す。電源部は比較的簡素な構成であり、従来アンプの電源とほとんど同じである。イコライザーアンプ部(図2)では、終段にてグリッド電流増加による電圧ロスおよび終段定電流負荷による電圧ロスが発生するので、終段に供給する電源電圧 $\pm B_2$  ( $\pm 137V$ )はドライブ段となるI/V変換部の電源電圧 $\pm B_1$  (およそ $\pm 114V$ )より高くしている。真空管ヒーターおよびMCヘッドアンプへの電源供給はICレギュレーターを用いている。

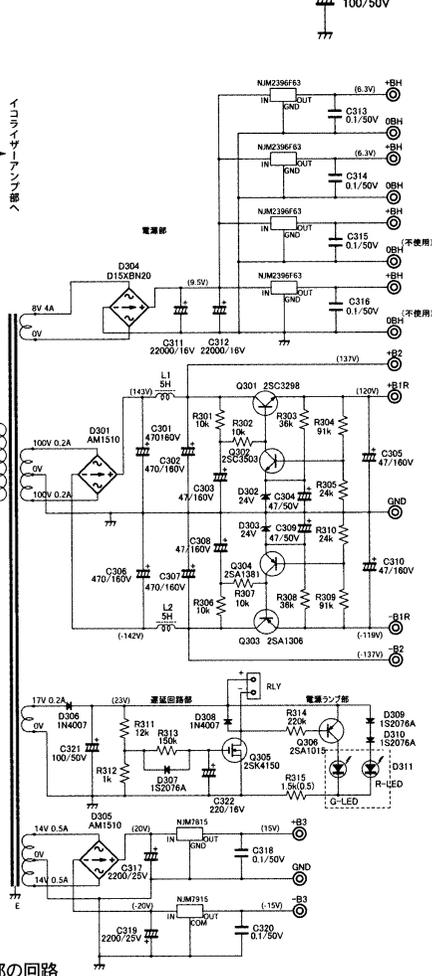
次号では、製作と測定結果について解説する。



【図11】MCヘッドアンプの回路



【図12】DCバランス補正回路



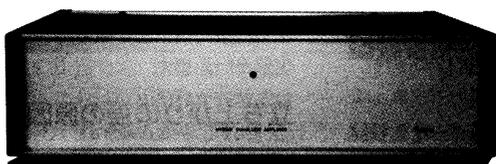
【図13】電源部の回路



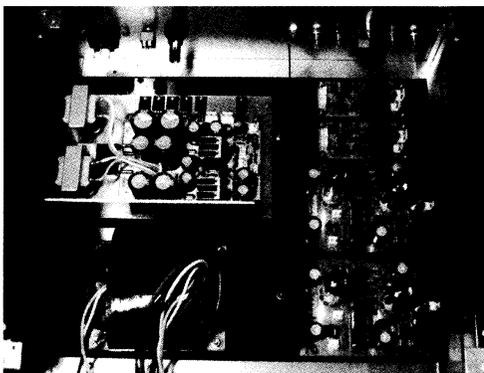
初段差動増幅+終段カソードフォロワー構成EQアンプ, MCヘッドアンプ搭載

## MT管ハイブリッド イコライザーアンプ [製作編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



当初は、MT管を採用したハイブリッドアンプを製作していたが、最近ではサブミニチュア管を使用したアンプを製作している。前号では、サブミニチュア管からMT管に戻して、一般の真空管アンプに近い、よりシンプルなイコライザーアンプの設計について述べた。本号では、実際の製作、特性、従来アンプとの比較試聴について解説する。



[写真1] タカチ電機工業のケースWS99-37-33Sに各基板や電源トランス、入出力端子などを取り付けた、配線前のようす

### 製作

#### (1) 筐体の加工

筐体には、タカチ電機工業 WS99-37-33S を用いた。筐体内左方のおよそ3/5のスペースに電源部を配置し、右方前方から右方後方へ向かって、Lch および Rch のイコライザーアンプ部プリント基板、Lch および Rch の MC ヘッドアンプ部プリント基板を配置

前号では、MT管を使用したハイブリッドイコライザーアンプについて、各種特性データを示して設計の解説をした。本号では、アンプ基板の製作や振動防止を施した基板取り付け、DCカット用コンデンサーの加工などを解説。イコライザーアンプのクリップ出力電圧は71Vと高く、MMカートリッジに対しては過剰とも言える許容入力を得た。周波数特性、歪率とも良好である。本機の音質は、Tr式MCヘッドアンプ+従来アンプとの比較試聴では、ともに十分満足できるものとなった。

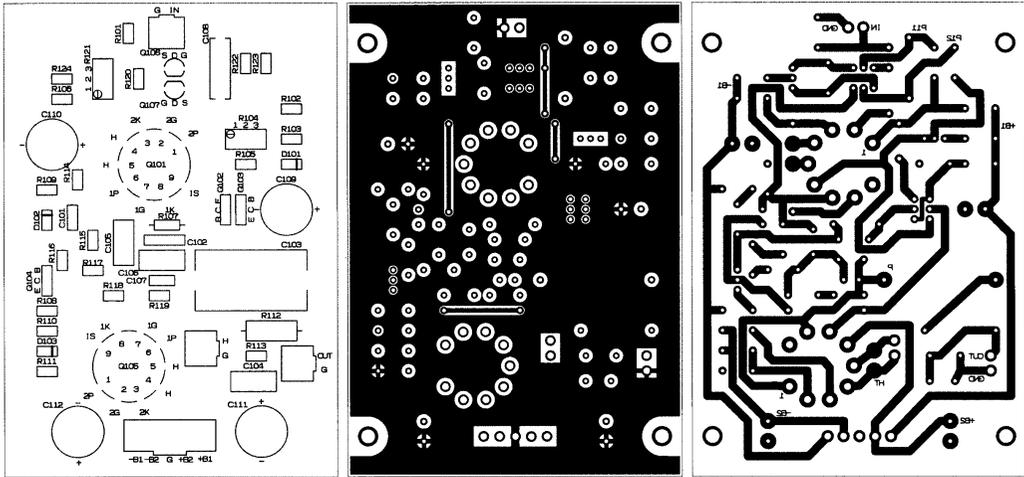
した(写真1)。左方の電源部と右方のアンプ部の間はt1鋼板製のシールド板で仕切っている(写真2)。

筐体内は若干発熱する。WS99-37-33Sの天板には、すでに通風孔があげられているが、底板には通風孔がないので追加加工をする。電源部とイコライザー基板の下方あたりにφ8mmの通風孔を適宜数加工する。特に、DCバランス補正回路のペアFET Q106とQ107は、周囲の温度変動による



[写真2] 電源部とMCヘッドアンプ、イコライザーアンプ基板と間には、t1鋼板製シールド板で仕切っている

## MT管ハイブリッドイコライザーアンプ



(a) 部品配置

(b) 表面パターン

(c) 裏面パターン

【図14】イコライザーアンプ部プリント基板(表面より見る、60%縮小)

オフセットを発生しやすいので留意する必要がある。

筐体背面パネルには、左方から100V電源インレット孔、電源スイッチ孔、ヒューズホルダー孔、GND端子孔、入出力RCAジャック孔を追加する(137ページ写真16参照)。

WS99-37-33Sの前面/背面パネルは、サッシ差し込み式のアルミ板なので、追加工などには便利であるが、組み上がったときにかなりガタつく。特に、背面パ

ネルと底板とはビスなどを使ってGNDを電氣的にしっかり結合しておくとう安心である。

また、前面/背面パネルを叩くと不快なびびり音があるので、気になるときは動作を確認して、完成した時点で接着剤などによってパネルを固定するとよいであろう。

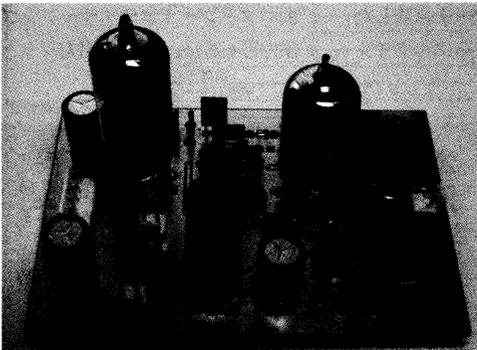
前面パネルは電源ランプ(LED)のみである。本機を使用するには音量調整用のプリアンプが別途必要であるので、100V電源はそのプリアンプから連動させて供

給する。それゆえ、電源スイッチは背面に配置した。

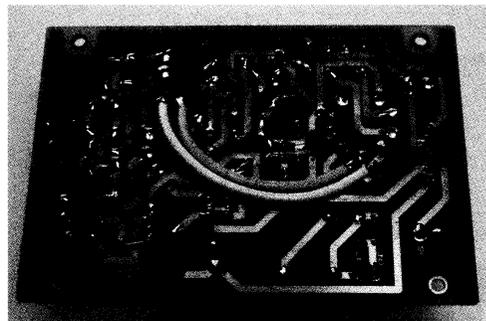
### (2) プリント基板

図14(前号より連番)に、イコライザーアンプ部のプリント基板パターンを示す。表面をGND面とし、裏面を配線としたベタアースの両面基板としている。おおむね、図14の上方から下方へ向かって入出力とし、右方から左方に向かって+側から-側としている。真空管は、プリント基板用ソケットを用いて取り付ける。

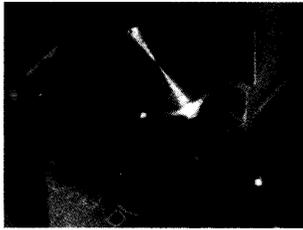
筆者の場合、従来、ベタアース



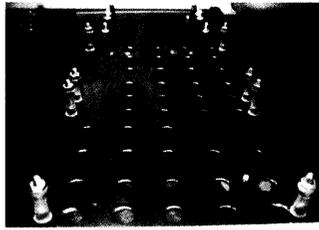
【写真3】イコライザーアンプ基板の表側。従来、表面はベタアース方式としていたが、今回は裏面パターンのGNDポイントをスルーホールによって直近の表面にのみ接続している



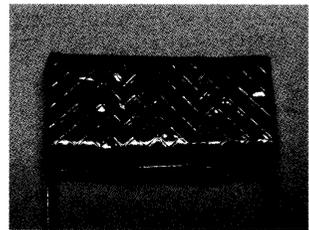
【写真4】イコライザーアンプ基板の裏側



[写真5] DCバランス補正回路のPEA FETには、熱結合Cuキャップを取り付けている



[写真6] イコライザーアンプ基板は、シリコンチューブ製の柔軟な基板サポートで支持



[写真9] MCヘッドアンプのDCカット用出力コンデンサーは、3.3μFを3つ並列に接続して銅箔で覆う

方式プリント基板の表面(写真3)は単なるシールドとして用いることが多かったが、本機のイコライザーアンプ部プリント基板では、裏面パターン面(写真4)のGNDポイントを、信号あるいは電源などの区別なく、スルーホールによってすべて直近の表面にのみに接続している。それによるものかどうか定かではないが、本機では従来の高域補償コンデンサーC101(5pF)(前号図1)が不要になり、イコライザーアンプ部では高域補償が主目的の小容量コンデンサーがなくなった。

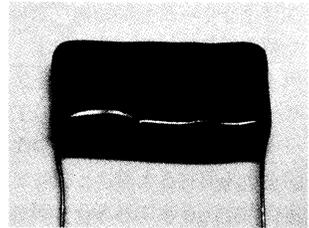
DCバランス補正回路のPEA FET Q106とQ107には無酸素銅削り出しの熱結合Cuキャップを取り付けている(写真5)。Q106とQ107を瞬間接着剤で貼り合わせ、Cuキャップ内にエポキシ樹脂を充填・封入している。Cuキャップを取り付けることで、出力オフセット電圧の細かな変動が緩

和される。

イコライザーアンプ部プリント基板は、底板に立てたシリコンチューブ製の柔軟なプリント基板サポートで支持している(写真6)。これによってプリント基板が防振される。

MCヘッドアンプのプリント基板(写真7、8)のパターン図は割愛するが、従来アンプのヘッドフォンアンプ用プリント基板を流用している。MCヘッドアンプでは、終段MOS-FETのドレイン損失は150mW程度であるので、ヘッドフォンアンプで設けた小型放熱器は必要なく、その空いたスペースにDCカット用出力コンデンサーC202～C204(3.3μF)を配置している(前号図11)。コンデンサーの追加に伴って、一部裏面パターンをカットしている。

DCカット用出力コンデンサーは3個のコンデンサーを接着した後、銅箔で覆い、さらにエポキシ

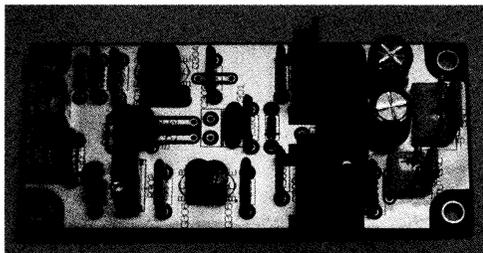


[写真10] 銅箔の上に、さらにエポキシ樹脂で固めたDCカット用出力コンデンサー

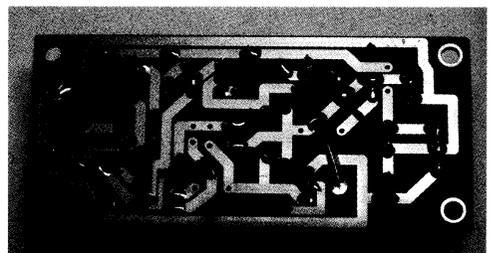
樹脂で固めている(写真9、10)。

### (3) 配線

筐体へのGND接続は、MCヘッドアンプのRCA入力ジャック部で行っている。GND配線はその後、MCヘッドアンプの入力部GND～MCヘッドアンプ部プリント基板裏面パターン～MCヘッドアンプ出力GND～イコライザーアンプ入力部GND～イコライザーアンプ部プリント基板表面パターン～イコライザーアンプ出力部GND～RCA出力ジャック



[写真7] MCヘッドアンプ基板の表側。右側の四角い大きな部品は、加工したDCカット用の出力コンデンサー



[写真8] MCヘッドアンプ基板の裏側。基板は、従来のヘッドフォンアンプ用の基板を流用

## MT管ハイブリッドイコライザーアンプ

[表1] 主な部品表

使用箇所	部品	記号	型番・値	個数	メーカー	備考	
イコライザーアンプ部	抵抗	R101他	RP-24C	42	ニッコンム		
		R104	B500Ω	2	—	25回転ポテンシオメーター	
		R121	B100Ω	2	—	25回転ポテンシオメーター	
		R110	110kΩ(1)	2	KOA		
		R112	1.5kΩ(3)	2	KOA		
		コンデンサー	C102	0.01μF/400V	2	—	フィルム
			C103	10μF/250V	2	パナソニック	フィルム
			C104	680pF	2	—	デッドマイカ
			C105	1500pF	2	—	デッドマイカ
			C106	390pF	2	—	デッドマイカ
			C107	27pF	2	—	デッドマイカ
	C113		10pF	2	—	デッドマイカ	
	C108		1μF/250V	2	—	フィルム	
	C109-C112		47μF/160V	8	—	電解コンデンサー	
	真空管	Q101	6DJ8	2	シルバニア	双3極管	
		Q105	E288CC	2	ジーメンス	双3極管	
	トランジスター	Q102,Q103	2SA1381	4	サンヨー		
		Q104	2SC3503	2	サンヨー		
		Q106,Q107	2SK4150	4	ルネサス		
	ダイオード	D101	5.6V	2	—	ツェナー	
		D102	1S2076A	2	—		
		D103	12V	2	—	ツェナー	
	Cuキャップ	—	—	2	—	注文製作品	
	プリント基板	—	—	2	—	注文製作品	
	真空管ソケット	—	F9P-MTA	4	フォルテシモ		
	プリント基板サポート	—	—	8	自作		
	MCヘッドアンプ部	抵抗	R201他	RP-24C	24	ニッコンム	
			R202	B10Ω	2	—	25回転ポテンシオメーター
		コンデンサー	C201	88pF	2	—	デッドマイカ
			C204~206	3.3μF/50V	6	ニッセイ	フィルム
			C207,C208	100μF/50V	4	—	電解コンデンサー
			トランジスター	Q201,Q202	2SK369	4	東芝
		Q203,Q204		2SA1015	4	東芝	
Q205,Q206		2SC1815		4	東芝		
Q207		2SK216		2	日立		
Q208		2SJ79		2	日立		
Q209		2SK30A		2	東芝		
ダイオード		D201,D202		LT8001P	4	—	赤色LED
プリント基板		—	—	2	—	注文製作品	
電源部		抵抗	R301他	RP-24C	15	ニッコンム	
		コンデンサー	C301,C302,C306,C307	470μF/160V	4	—	電解コンデンサー
			C303,C305,C308,C310	47μF/160V	4	—	電解コンデンサー
			C304,C309	47μF/50V	2	—	電解コンデンサー
			C311,C312	22000μF/16V	2	—	電解コンデンサー
			C313-C318	0.1μF/50V	4(2)	—	積層フィルム
			C317,C319	2200μF/25V	2	—	電解コンデンサー
	C318,C320		0.1μF/50V	2	—	積層フィルム	
	C321		100μF/50V	1	—		
	C322		220μF/16V	1	—		
	トランジスター		Q301	2SC3298	1	東芝	
			Q302	2SC3503	1	サンヨー	
		Q303	2SA1306	1	東芝		
		Q304	2SA1381	1	サンヨー		
		Q305	2SK4150	1	ルネサス		
		Q306	2SA1015	1	東芝		
		ダイオード	D301,D305	AM1510	2	—	ブリッジ
	D302,D303		24V	2	—	ツェナー	
	D304		D15XBN20	1	—	ブリッジ	
	D306,D308		1N4007	2	—		
	D307,D309,D310	1S2076A	3	—			
	レギュレーターIC	—	NJM2396F63	4(2)	JRC		
		—	NJM7815	1	JRC		
		—	NJM7915	1	JRC		
	電源ランプ	D311	—	1	—	2色LED(赤/緑)	
	小型放熱器	—	20×20×25mm	2	—		
	チョークコイル	—	5H50mA	2	春日無線変圧器		
	筐体シャーシ	—	WS99-37-33S	1	タカチ電機工業		
	トランス	—	R-コア	1	—	注文製作品	
	電源スイッチ	—	6A125V	1	ミヤマ電機		
	ヒューズホルダー	—	10A250V	1	サトーパーツ		
	入出力端子	—	7552	4	ミガミ電線	RCA	
	100Vインレット	—	3P	1	—		
シールド銅板	—	t1 250×85	1	—			

(サンヨーは、現パナソニック)

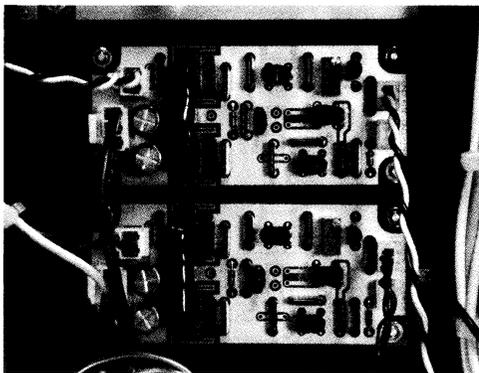
クとつながっている。電源部プリント基板のGNDは、イコライザーアンプ部プリント基板±B<sub>1</sub>のGNDのみでつながっている。

LchとRchの±B<sub>1R</sub>(±B<sub>1</sub>)

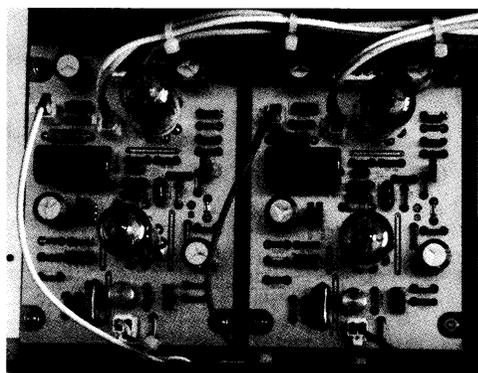
および±B<sub>2</sub>は、イコライザーアンプ部プリント基板コネクターから電源部プリント基板に至る配線途中で合わせ、電源部プリント基板でのコネクターが1セットとな

るようにしている。

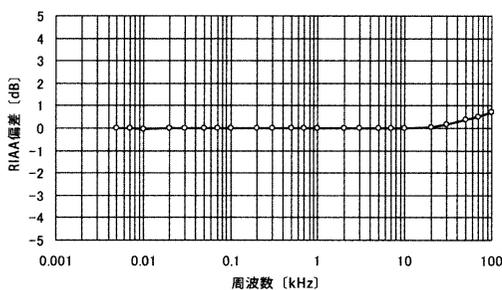
真空管ヒーター配線は、イコライザーアンプ部プリント基板裏側で、初段用真空管ヒーターと終段真空管ヒーターを線材で接続し、



[写真11] 自作のDCカット用出力コンデンサーを搭載したMCヘッドアンプ基板配線の様子



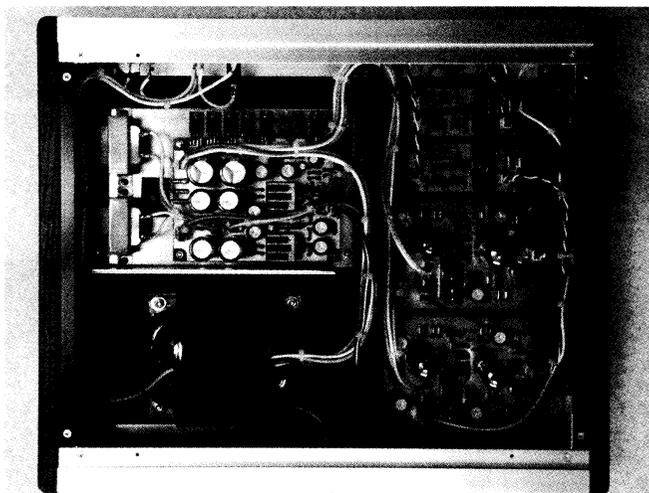
[写真12] MT管6DJ8とE288CCを搭載したイコライザーアンプ基板配線の様子



[図15] イコライザーアンプのRIAA偏差

LchとRchそれぞれのヒーター配線が電源部プリント基板に至っている。電源部プリント基板のヒ

ーター用コネクタは4つあるが、そのうちの2つのコネクタを使用する。



[写真13] イコライザーアンプ、MCヘッドアンプ基板、電源基板、電源トランスなどのケース内部配線の様子

本機では、MCヘッドアンプの入力インピーダンスを100Ω(抵抗器)としており、また、出力も負帰還によってかなり低いインピーダンスになっている。したがって、MCヘッドアンプの入出力部に誘導ハムなどノイズの混入は少ないと思われるので、その入出力にあえてシールド線を用いる必要性は低い。本機では、無酸素銅線(PCOCC)を適宜撚って配線している。

MCヘッドアンプの入力とイコライザーアンプの入力はコネクタを使用しており、MMカートリッジに対応する必要があるときは、別途用意する継ぎ足しコネクタによってMCヘッドアンプをパスして、RCA入力端子から直接イコライザーアンプに入力する。

電源ON時ミュート用リレーをリアパネルのRCA出力ジャック近傍に取り付けている。使用した基板は、自作プリント基板の余剰スペースを用いて作っておいいたランド孔なし基板である。

主な使用部品を表1に示す。

#### (4) 調整

出力オフセット電圧(前号図

## MT管ハイブリッドイコライザーアンプ

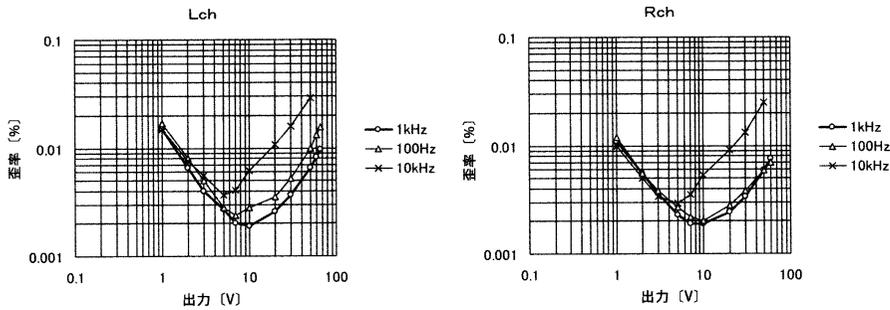


図16] イコライザーアンプの歪率特性 (Lch, Rch)

2. P点電圧)の調整を行う。まず、DCバランス補正回路のコンデンサーC<sub>108</sub>(前号図12)の両端を短絡して、DCバランス補正回路を動作させない状態で、半固定抵抗R<sub>104</sub>(前号図2)によって出力オフセット電圧を0V付近に調整する。次に、短絡を外して、DCバランス補正回路を動作させて、半固定抵抗R<sub>121</sub>(前号図12)によって、もう一度出力オフセット電圧を0V付近に調整する。

Q<sub>106</sub>とQ<sub>107</sub>のV<sub>GS</sub>がある程度揃っていれば半固定抵抗R<sub>121</sub>は中点位置にしておけばよく、その場合は半固定抵抗R<sub>104</sub>によって調整し直す。

調整後、数日～1週間程度通电して、適宜、出力オフセット電圧を半固定抵抗R<sub>104</sub>によって調整し直す。安定したと感じた時点で調整を終える。

### 本機の特性

図15にイコライザーアンプ部のRIAA偏差を示す。測定は逆RIAA素子を経た発振器出力をイコライザーアンプ部プリント基板入力に入れて、筐体のRCA出力端子で測定した。RIAA偏差が20kHzあたりから少し上昇するが、ほぼ問題ないRIAA偏差であろう。

最終的なRIAA偏差調整にお

いて、DCバランス補正回路は超低域での裸ゲインを増大させるので、低域、特に数10Hz以下の周波数においてイコライザー素子の負帰還量を十分に確保でき、RIAA偏差微調整を非常に楽にする。

図16にイコライザーアンプ部の歪率特性を示す。測定は発振器出力をイコライザーアンプ部プリント基板入力に入れて、筐体のRCA出力端子で測定した。アンプ負荷は100kΩとしている。歪率は100kHzのLPFを通して

出力電圧5V以下において、出力電圧の低下とともに歪率が増加するのは残留ノイズの影響である。測定において、ランダムなノイズ変動によって歪率は大きく変動する。図16の歪率は基本性能として妥当な値をプロットしている。Lchに比べ、Rchのノイズ変動が少なかったため、Rchのほうが本当の実力に近い数値であろう。

Lch, Rch いずれも、1kHzの歪み波形に+側クリップ波形が出現する出力電圧は71Vであった。前記許容グリッド電流変化から推測した値(71V)と一致している。1kHzの許容入力電圧はおよそ1.2Vときわめて大きく、通常のMMカートリッジに対しては過剰とも言える許容入力かもし

れない。MCヘッドアンプのゲインを30dBから、さらに40～50dB程度まで増大することもできるであろう。

本機は、従来アンプのサブミニチュア管をMT管に置き換えたイコライザーアンプの姉妹機であるが、逆に、MT管とサブミニチュア管の電極を合わせる変換ソケット(写真14)を作成して、本機のプリント基板にサブミニチュア管を取り付けてみた。プレート電流の許容値を考慮して、終段のツェナーダイオードD<sub>103</sub>(12V)を5.6Vに代えて(重ねて取り付けた)、終段プレート電流を6mAに下げている。そのほかは、まったく回路変更の必要はなかった。

用いたサブミニチュア管は初段がフィリップス ECG 6021W、終段がシルバニア 6111WA であ

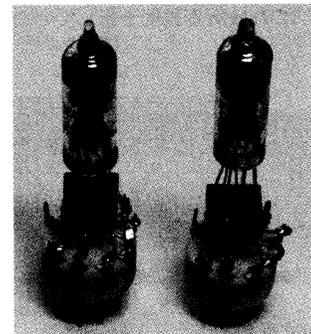
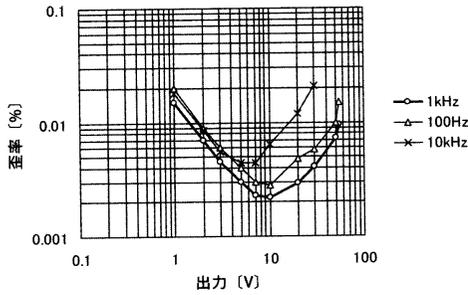
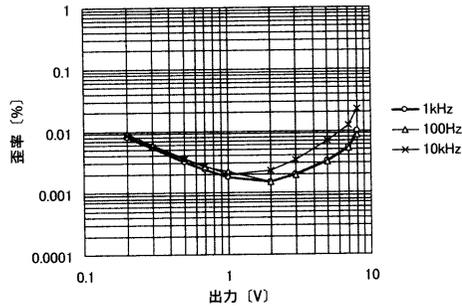


写真14] MT管とサブミニチュア管の電極を合わせた自作変換ソケット



【図17】サブミニチュア管に入れ替えた場合の歪率特性



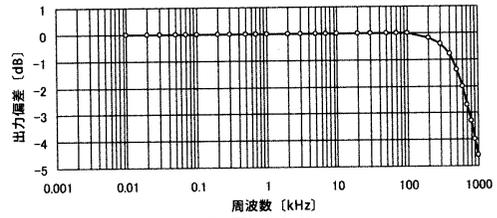
【図19】MCヘッドアンプの歪率特性

る。

図17に、その場合の歪率特性を示す。図16と図17を比較すると、MT管のほうが少し良いように見える。サブミニチュア管とした場合はクリップ時出力電圧が55V(1kHz)であり、E288CCの場合よりも10数V低い。電源電圧を考慮すると、従来アンプよりも少し低いようだ。ただ、最大出力電圧以外は大きく変わらない。これはある程度予想していた

ことでもあり、E288CCがかなりプレート電流の流せそうな真空管であることと、サブミニチュア管を勢い不利な状態で使用している点を思えば、サブミニチュア管とて侮れない存在であることには間違いなであろう。うまく使えばサブミニチュア管は使いやすく、安定した基本性能を得やすいケースも多いと思われる。

図18にMCヘッドアンプ部の周波数特性を示す。測定は、プリ

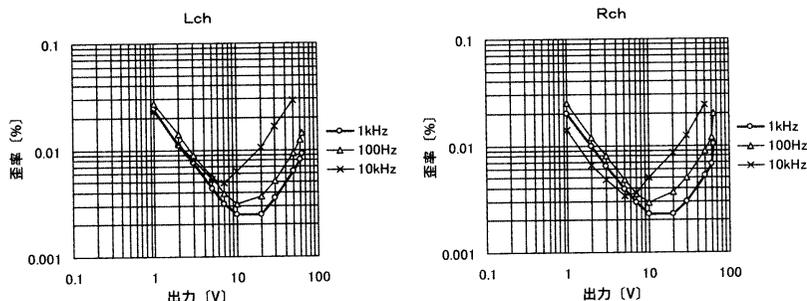


【図18】MCヘッドアンプの周波数特性

ント基板単体で行った。MCヘッドアンプ単体での高域再生限界周波数は、およそ750kHz(-3dB)である。やや広すぎる感じがあるが、現時点では問題はおきていないのでこのままとする。

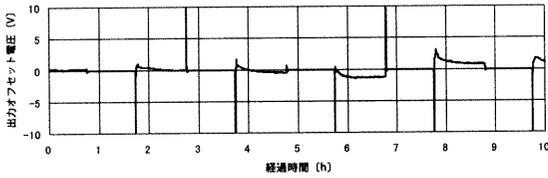
図19に、MCヘッドアンプ部の歪率特性を示す。測定は、プリント基板単体で行った。歪率は、100kHzのLPFを通していている。初段に高 $g_m$ のFETを用いたので、残留ノイズがかなり少ない(低出力電圧時の歪率参照)。歪率は周波数に対する変化も少なく、クリッピング出力はいずれの周波数においてもおよそ8Vである。

図20に、MCヘッドアンプとイコライザーアンプを組み合わせさせた場合の総合歪率特性を示す。測定は、筐体の入出力RCA端子間で行った。歪率は100kHzのLPFを通していている。図16と比べると、低出力電圧時にはMCヘッドアンプの残留ノイズが加



【図20】総合歪率特性 (Lch, Rch)

## MT管ハイブリッドイコライザーアンプ



[図21] 出力オフセット電圧の推移例

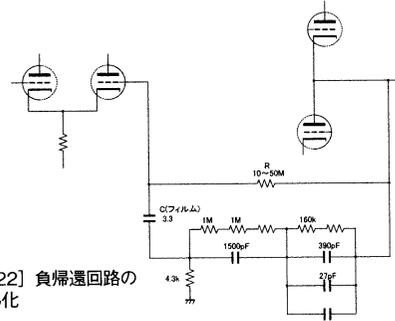
わった分、歪率が若干大きくなるが、出力電圧10V以上ではほとんど同程度の歪率である。量的には、まったく問題ない特性に仕上がった。

図21に、イコライザーアンプ部の出力オフセット電圧（前号図2、P点の電圧）の時間的推移例を示す。経過時間10時間程度で最大±2V程度の変動が生じている。動作点変動として許容できるレベルであろう。

### 終わりに

本機の音質は、トランジスタ式MCヘッドアンプ+従来アンプとの比較試聴ではほとんどその差異が感じられなかった。あえて特別なコメントは必要なく、ともに十分に満足できる音質であった。

本機の製作の狙いは、表面的ではあるものの、一般の真空管アンプに近い簡素なハイブリッドイ



[図22] 負帰還回路の簡易化

コライザーアンプの実現にあった。それは、ある程度達成できたと思っている。アンプ部基本回路（図2）を、これ以上簡素化するのは不可能であろう。

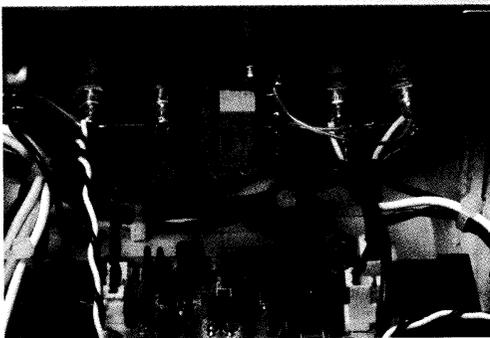
さらに簡素化のために、イコライザー素子のR114（図2、4.3kΩ）に直列に電解コンデンサー（100～1000μF）を入れてDC成分の帰還を多くする回路とすれば、アンプ基本回路構成を維持したままDCバランス補正回路の省略と無調整化ができる。ただ、信号の通る重要な部分に電解コンデンサーを使用することには抵抗がある。

そこで、最近は見かけなくなった図22のような良質なフィルムコンデンサーCを用いた負帰還回路とすれば、もう少し現実味を

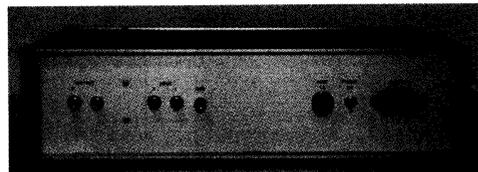
帯びた簡素な回路になる。図22の回路を用いれば、DCバランス補正回路も不要になる。

筆者もDCバランス補正回路を動作させない場合の回路実験は、その回路で行うことがしばしばある。現時点で製作の予定はないが、直流増幅にこだわらず、簡素化という面のみを重視すれば、図22の回路も有用な1つの方法であるかもしれない。

前記のように、本機の6DJ8やE288CCをサブミニチュア管に変更した場合の歪率について述べた。そして、本機の終段のE288CCは6DJ8に差し替えることもできる。その場合、抵抗R110の抵抗値とツェナーダイオードD103の電圧を調整して、プレート電流を6～7mAにする必要がある。そのほかの変更は必要ない。最大出力電圧などはサブミニチュア管とE288CCの間ぐらいの特性になる。



[写真15] 入出力端子の間には、電源ON時ミュートング用のリレーを取り付けている



[写真16] 左から、入出力RCA端子、GND端子、ヒューズ、電源スイッチ、ACインレット。入力端子は1組であるが、MMカートリッジ使用のときは、別途用意してある継ぎ足しコネクターで、MCヘッドアンプをパスして対応している