



プリ・パワーアンプ間電流伝送、バッテリードライブ超シンプル最新プリアンプ

電流出カプリアンプ & 電流入カパワーアンプ

No. 218

MCカートリッジとイコライザーアンプ間の信号伝送に電流伝送を採用し、成功を収めた筆者の次の目標は、当然のことながらプリアンプとパワーアンプ間の電流伝送である。DCアンプは長い間差動増幅回路を基本構成としてきたが、電流伝送に適した回路は差動ではなくシングル増幅で、先に発表した真空管DCプリアンプでそれが示された。半導体を使用した本機では回路がいっそうシンプルなものとなり、ニッケル水素電池8本だけで動作可能という驚異的な構成となった。パワーアンプは電流入力型への改造方法を紹介する。



はじめに

すべての天体は地球を中心に回っているという天動説が常識の時代、ガリレオはすべての天体は太陽を中心に回るという地動説を唱えて投獄され、「それでも地球は回る」と呟いた。地球の表面は平面で、ひたすら直進すると境界に到達するというのが常識の時代、コロンブスは、地球は球体だと信じて、西に向かって航海した。必ず出発点に戻ることを確信して。

世間の常識は時代とともに変わってくる。常識を打ち破ってこそ、新たな世界は開けてくる。と、ガリレオもコロンブスも教えてくれた。

オーディオ界では、信号伝送は電圧伝送が長年にわたって世界の常識である。低インピーダンスの信号源から送られた電圧信号が高入力インピーダンスの受信側で受け取られるのが常識で、すべての機器がこの常識に沿って設計・製作され、使用されてきた。

電圧伝送の正反対の伝送方法が電

流伝送だ。高出力インピーダンスの信号源から、低入力インピーダンスの受信側に向かって電流信号を送り出す。電圧伝送が常識なのは、これがベストの方法だと信じられてきたからであり、電流伝送を実現し、比較実験をしようなどと考える人も挑戦する人も少なかった。このようなこと自体が不思議なのだ。

やってみても効果があるかどうか分からない、分からないからやる価値がない。常識人はこう考える。私のような非常識人はその逆だ。効果があるかどうか分からないからこそやる価値がある。誰かやってくれるのを待つだけの人生などまっぴらだ。思い立ったら即実行。アイデアが湧いたら、だめもとで即実験、この毎日だ。

カートリッジとプリアンプ間の信号伝送では、電流伝送方式が大成功した。このシンプルな方式で同じレコードから計り知れない音楽情報が開放される。この方式はシステム全体に多大な影響をもたらした。信号レベルの高さが幸いして、システム

全体を著しくシンプル化できるのだ。シンプル化の波は急速に広まり、増幅素子も周辺回路のパーツ数も激減する現象が相次いでいる。シンプル化は音楽情報密度の増大をもたらす。シンプル化を追求すると、必ずより多くの音楽的感動が得られるのだ。

今回は、プリアンプとパワーアンプ間の信号伝送に電流伝送方式を導入する。世間の常識に反する方式だからこそ試してみる価値がある。この音を知らずして、オーディオ人生を終わるわけにはいかない、と思う人はぜひトライして欲しい。特別に難しいことはしなくてもいい。アンプ自体にはほとんど手を加えずに、ほんのちょっとパーツを付け足したり、取り除いたりするだけで、電流伝送の音が聴ける。アンプの再調整は不要。簡単に改造でき、電圧伝送と電流伝送の比較実験ができる方法を紹介しよう。

今回はもうひとつ、啞然とするほどシンプルなバッテリードライブ半導体プリアンプが登場する。シンプ

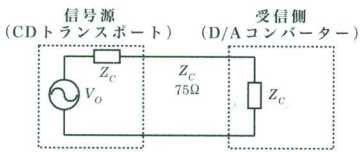


図1 インピーダンスマッチング

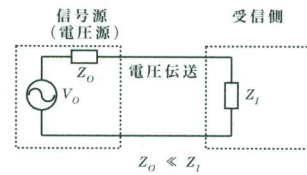


図2 電圧伝送

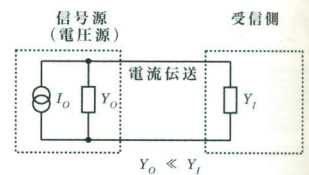


図3 電流伝送

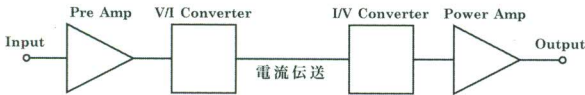


図4 プリアンプ・パワーアンプ間の電流伝送

ル化の波に乗って、多大な音楽情報を約束するプリアンプの公開だ。といっても実は前回の真空管プリアンプの延長上のアンプであり、よりシンプルで洗練されている。機能も豊富でハイクオリティ、超ローコスト。作れば必ず宝物になるだろう。

インピーダンスマッチング

ケーブルの特性インピーダンス Z_c とは、ケーブルの単位長さあたりのインダクタンス L と単位長さあたりの電気容量 C で決まるケーブル固有のインピーダンス (実は純抵抗) である。ケーブルの一端に Z_c を接続し、他端からケーブルを見たインピーダンスは、ケーブルの長さに関係なく Z_c になる。つまりどこからケーブルを切断しても、そこからケーブルを見たインピーダンスが Z_c になる。

CDトランスポートとD/Aコンバーター間の信号ケーブルには、 Z_c が 75Ω の同軸ケーブルが使われる。図1のようにトランスポートの出力インピーダンスが 75Ω 、D/Aコンバーターの入力インピーダンスも 75Ω でいずれもケーブルの Z_c である 75Ω に等しい。この条件では、信号源から送られた信号が受信側で反射されることがなく、波形が正確に伝達できる。これがインピーダンスマッチングの条件で、インピーダンスが合わないと受信側で信号波の反

射が起こり、入射波との干渉の結果、波形が乱れてしまう。インピーダンスマッチングの原理は通信系でよく使われており、テレビ信号の伝送にもこの原理が守られている。

電圧伝送

オーディオにおける信号伝送は電圧伝送が一般的で、長年にわたる世界の常識だ。これは図2のように、信号源の出力インピーダンス Z_0 が受信側の入力インピーダンス Z_i に比較してはるかに低い状態での伝送方式で、信号源は理想的な電圧源と Z_0 のシリーズ接続で表される。ケーブルの電圧は伝送する信号によって変化するが、 Z_i が Z_0 よりはるかに高いので、電流はきわめて少ない。電圧変化はケーブルの容量 C を充放電する。充放電電流は C と信号の周波数に比例するので、高域ほどケーブルによる信号ロスが大きくなる。

C はケーブルの外側導体の内径と内側導体の外形のほかに、絶縁物の誘電率によって決まる。 C による信号ロスはケーブルを電圧伝送で使う限り避けられない現象だ。ただしその現象がオーディオ帯域でどの程度なのか、正確には知られていない。

電流伝送

図3は電流伝送である。 Z_0 が Z_i に比較してはるかに高い状態での伝送方式で、言い換えると信号源の出

力アドミタンス Y_0 が、受信側の入力アドミタンス Y_i に比較してはるかに低い状態であり、信号源は理想的電流源と Y_0 のパラレル接続で表される。 Z_i が Z_0 に比較してきわめて小さいので電圧変化は極めて少なく、信号は電流信号として伝送する。だから C を充放電する電流もきわめて少ない。すなわちケーブルには避けられない C の影響をほとんど受けけない方式なのだ。

この伝送方式では信号電流は流れるので、ケーブルの L の影響を受けるはずだ。 L はケーブルの外側導体の内径と内側導体の外形のほかに、絶縁物の透磁率で決まる。この透磁率は鉄やニッケル、コバルトなどの強磁性体を使わない限り (もっともこれらは絶縁体ではない)、真空の透磁率に近い。だから信号電流のロスはほとんど考えなくてもいいだろう。

電流伝送は明らかにケーブルの影響を受けにくい方式である。しかもインピーダンスが低いので、外部からの誘導ノイズの影響も受けにくい。なぜこの伝送方式が一般に使われないのか不思議なくらいである。電流伝送がオーディオ帯域でどれほどの効果があるのか、世界中の多くは知らないだろう。それをあなたが実験で知ることができるのだ。

プリアンプ・パワーアンプ間の電流伝送

図4はプリアンプ・パワーアンプ間の電流伝送である。もし従来のシステムをそっくり使って実験するな

らば、プリアンプの直後に電圧電流変換器 (V/Iコンバーター) を入れ、パワーアンプの直前に電流電圧変換器 (I/Vコンバーター) を入れなければならない。なぜなら従来のプリアンプは出力インピーダンスの低い電圧源で、パワーアンプは入力インピーダンスが高く、両方とも電圧伝送に適するように作られているからだ。

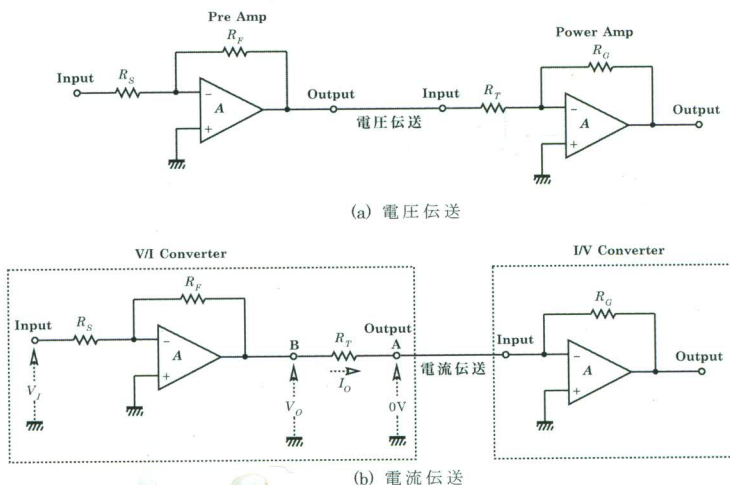
この状態で電圧伝送と比較実験すると、電流伝送が不利になる。信号経路に2台もコンバーターが入り、コンバーターが音に影響する限り、電流伝送の真価を發揮しにくいだろう。だから何も加えず、電流伝送を実現しなければならないのだ。はたしてそんなことができるのだろうか。

本機の電流伝送

では、図5で本機の電流伝送を見よう。まず (a) は電圧伝送だ。プリアンプは従来のプリアンプだが、パワーアンプは従来の非反転アンプではなく、反転アンプになっている。すなわち非反転入力グラウンドに落とし、反転入力に入力抵抗 R_T を通して入力電流を注入し、出力から帰還抵抗 R_G を通して反転入力に帰還電流を注入する。

反転アンプの電圧ゲイン A_V は R_G と R_T の比になる ($A_V = R_G / R_T$)。たとえば $R_T = 10k\Omega$ 、 $R_G = 100k\Omega$ にすると、 A_V は10倍 (20dB) になる。反転入力は超低インピーダンスなので、反転アンプの入力インピーダンスは R_T に等しく、 $10k\Omega$ と見てよい。この値は非反転アンプの入力インピーダンスに比較するとはるかに低い。プリアンプの出力インピーダンスに比べると十分に高いので、プリアンプ・パワーアンプ間は電圧伝送になる。

ここで R_T をパワーアンプから外



【図5】本機の電流伝送

し、プリアンプ出力に移動するとどうなるだろう。パワーアンプの反転入力端子の電圧はイマジナリーショート原理により、非反転入力端子の電圧、つまり0Vに等しい。超低インピーダンスで電流信号を受け取る入力端子になる。パワーアンプは電流信号を電圧信号に変換するI/Vコンバーターに化けてしまったのだ。

一方プリアンプはどうなるのだろう。出力端子に R_T が追加されただけだ。ところがこのたった1つの抵抗で、プリアンプがV/Iコンバーターに化けてしまうのだ。ただし条件がある。信号を超低インピーダンスで受け取るという条件だ。この状態なら図5の出力端子Aの電圧は常に0V。出力端子Bの電圧 V_O は負荷電流 (信号電流) I_O に比例して $V_O = R_T \times I_O$ のようになる。

ラインアンプも反転アンプであり、その電圧ゲイン A_W は帰還抵抗 R_F と入力抵抗 R_S の比率で決まる。

$$A_W = R_F / R_S$$

入力電圧を V_I とすれば、 V_O は $V_O = A_W \times V_I$ 、 $V_O = (R_F / R_S) \times V_I$ となる。この V_O が $R_T \times I_O$ に等しいため $(R_F / R_S) \times V_I = R_T \times I_O$ となり、 $I_O = R_F / (R_S \times R_T) \times V_I$ にな

る。

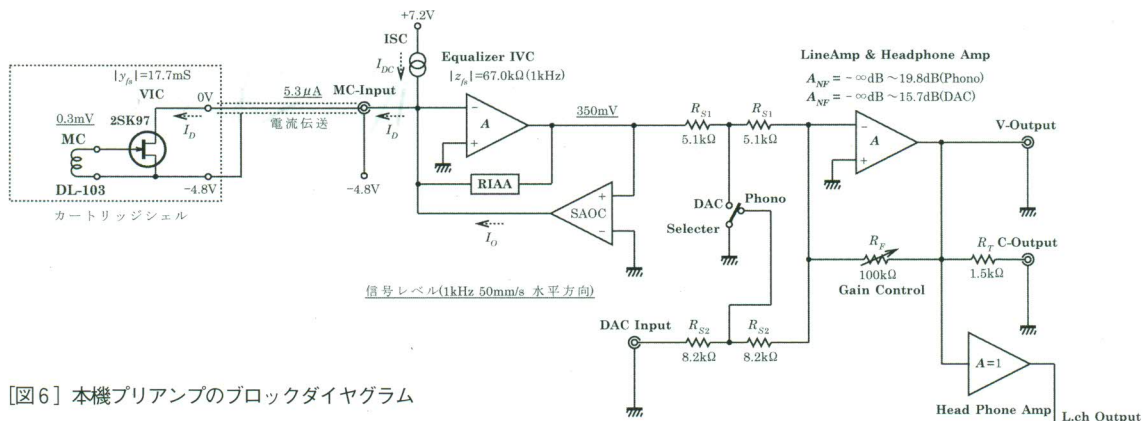
なんと I_O は V_I に比例する。これこそV/Iコンバーターではないか。 $R_F / (R_S \times R_T)$ は電圧電流変換率になる。本機では R_F にボリューム (100kΩ) を使うので、電圧電流変換率を連続的に変化できるV/Iコンバーターになる。

Aは電流出力端子、Bは電圧出力端子。2つの出力端子を持ったプリアンプができたのだ。電流出力端子はパワーアンプが電流入力型るとき、電圧出力端子はパワーアンプが電圧入力型るときと使いわける。

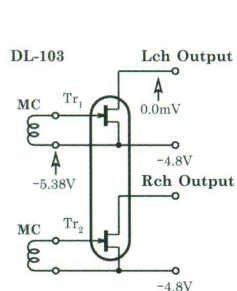
本機は独立したヘッドフォンアンプを内蔵しているので、3つの出力端子のある超多機能プリアンプになった。

本機プリアンプのブロックダイアグラム

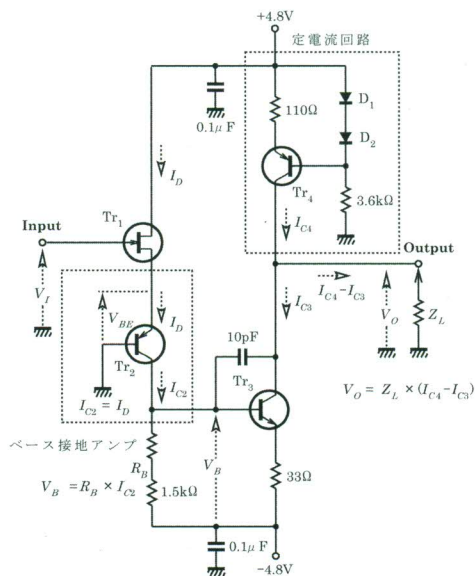
プリアンプとパワーアンプ間の電流伝送の実験をするには、前回のバッテリードライブ電流伝送プリアンプとバッテリードライブパワーアンプを改造するだけでいい。しかし本機は電流伝送プリアンプとして初めから設計したアンプなので、回路が極度にシンプルになり、音楽情報が増え、機能も増え、使い勝手もよく



【図6】本機プリアンプのブロックダイアグラム



【図7】カートリッジVIC



【図8】本機の基本回路

なった。そこで最新プリアンプを報告しよう。

図6は本機プリアンプのブロックダイアグラムである。カートリッジシェル内にFET (2SK97) を搭載してV/Iコンバーターとして機能させ、イコライザー-I/Vコンバーターで電流信号を電圧信号に変換し、RIAAイコライズをするところまでは前回と同様だ。

本機ではヘッドフォンアンプがラインアンプと独立し、電圧ゲインが1 (0dB) の電圧バッファーになった。ヘッドフォンアンプが独立するとラインアンプ設計の自由度が増

し、ラインアンプとして理想的な設計ができる。ヘッドフォンを使わないときはヘッドフォンアンプの電源をオフにすることで消費電流を節約できる。ヘッドフォンをまったく使わない人は、ヘッドフォンアンプを除いてもいい。さらにヘッドフォンアンプのないプリアンプの出力に、本ヘッドフォンアンプを追加するだけで、ヘッドフォンが使えるようになる。本ヘッドフォンアンプはきわめてシンプルな回路なので、1台作っておくと何かと便利である。

ラインアンプには電圧出力端子 (V-Output) と電流出力端子 (C-

Output) がある。回路自体はイコライザー-IVCと同じく超シンプルである。

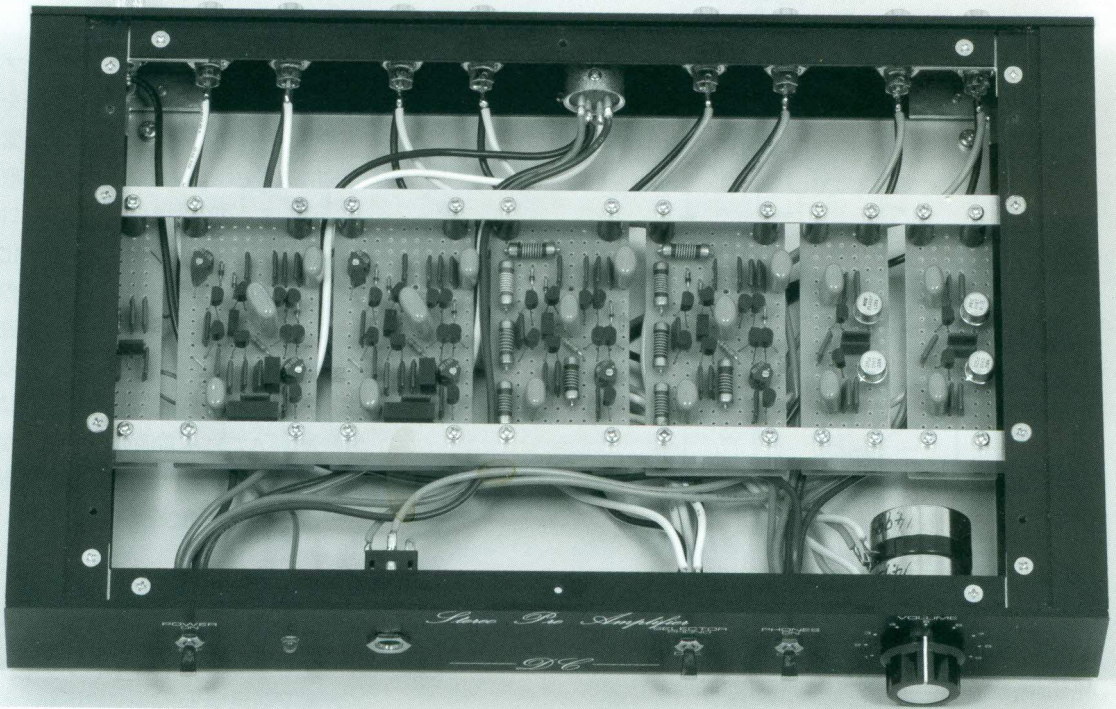
カートリッジVIC

図7はカートリッジVICである。カートリッジシェルの下面で、カートリッジ出力ピンとシェル入力ピン間にデュアルFET2SK97を1個だけ固定する。これ以外の素子はひとつ使わない。このFETがカートリッジの微小電圧信号を電流信号に変換して、プリアンプのイコライザー-IVCに送り出す。

カートリッジとプリアンプ間の信号ケーブルは、従来のアーム内部コードとアーム・プリアンプ間ケーブルがそのまま使える。つまり、信号ラインとFETの電源ラインが共用され、電源に信号が重畳している。イコライザー-IVCはSAOC (スーパー・オート・オフセット・コントロール) の働きで、信号成分を分離検出する。

本機の基本回路

図8はイコライザー-IVCとラインアンプに共通な基本回路である。真空管プリアンプの基本回路からさら



電流伝送方式のDCプリアンプを追求したら各ユニットアンプはシングル動作となり、基本回路は極端にシンプルになった。電源はニッケル水素電池8本による±4.8V。これでレコードとCDが聴け、ヘッドフォンも鳴らせる

に進化した回路であり、いっそう洗練されていることがわかるだろう。前回の差動アンプ+プッシュプルアンプの基本回路に比較して、著しくシンプル化されている。

初段 Tr_1 はFETのシングル動作である。そのドレイン電流 I_D をカレントミラーではなく、ベース接地アンプ Tr_2 で受け取り、そのコレクター電流 I_{C2} で2段階目エミッター接地アンプ Tr_3 をドライブする。ドライブ電圧 V_B は Tr_3 のベースと-電源間に接続された抵抗 R_B と I_{C2} の積になる。

$$V_B = R_B \times I_{C2}$$

ベース接地アンプは周波数特性が優れており、ほとんど1:1の比率で入力電流のエミッター電流 I_E を出力コレクター電流 I_{C2} に変換する。しかも低入力インピーダンスで高出力インピーダンスと、理想的な電流源の働きをする。

本機では Tr_2 のベースをグラウンド

に固定してあるので、 Tr_1 には Tr_2 のベース・エミッター電圧 V_{BE} だけのバイアス電圧がかかる。したがって Tr_1 の自己バイアス用ソース抵抗が不要になり、ソース抵抗による電流帰還がかからず、 Tr_1 のゲインが低下しない。

ドレイン側に入れるカレントミラーに比べて、電圧ロスがないので、+側の電源電圧を低くできる。本機では±4.8Vでプリアンプが動作する。

ベース接地アンプは Tr が1個だけで動作する。カレントミラーのようにダイオードや抵抗も必要ない。本機の場合、よいことづくめの回路なのだ。

Tr_3 はエミッター接地アンプで、大部分のゲインがこの Tr で確保される。その負荷が定電流回路 Tr_4 である。±4.8Vの電源電圧で動作できるのも、この定電流回路のおかげである。

定電流回路の出力インピーダンスは非常に高いので、実際の負荷インピーダンス Z_L はNFB素子のインピーダンス（イコライザー-IVCではRIAA素子、ラインアンプではゲインコントロールVR）になる。

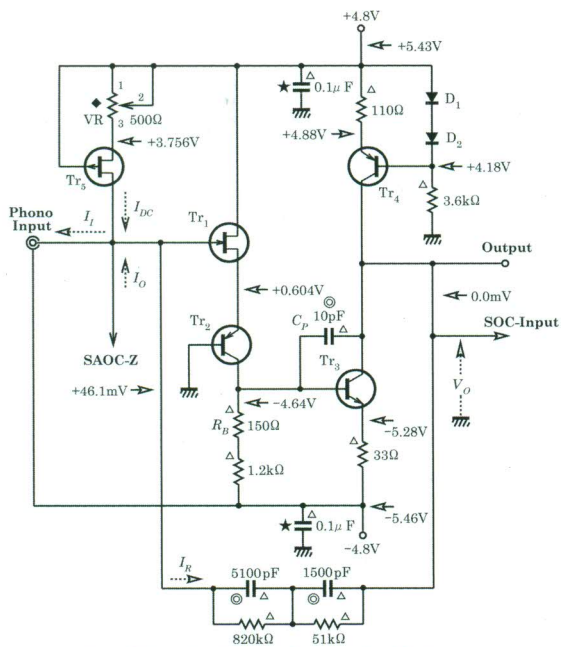
定電流回路をFETで構成するとFETと自己バイアス抵抗だけのシンプルな回路になる。しかし Tr で構成した回路に比較して動作電圧が高く、+側電源電圧を+7.2Vにしなければならない。図の定電流回路なら、わずか0.8Vの入力出力間電圧で動作するので、電源電圧を+4.8Vにできるのだ。

出力電圧 V_O は Z_L と、 Tr_4 のコレクター電流 I_{C4} と Tr_3 のコレクター電流 I_{C3} の差、 $(I_{C4} - I_{C3})$ の積で決まる。

$$V_O = Z_L \times (I_{C4} - I_{C3})$$

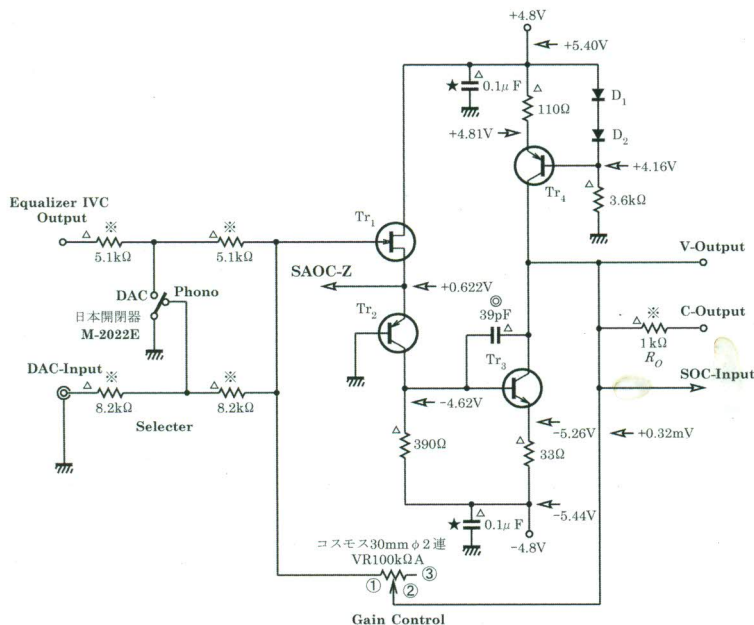
無信号時には $I_{C4} = I_{C3}$ にして V_O が0Vになるようにセットする。

基本回路は反転動作になることを



Tr₁: 2SK117BL, Tr₂, Tr₃: 2SA970, Tr₄: 2SC2240
 Tr₅: 2SJ103BL, D₁, D₂: 1S1588
 ◆: コバルTM-7P, ◎: 双信電機SE,
 ★: ニッセイ電機 積層フィルム APS

【図9】 イコライザ-IVC



Tr₁: 2SK117BL, Tr₂, Tr₃: 2SA970, Tr₄: 2SC2240
 D₁, D₂: 1S1588
 ◎: 双信電機SE, ※: スケルトン
 ★: ニッセイ電機 積層フィルム APS

【図10】 ラインアンプ

確認しておこう。今Tr₁の入力電圧V_Iが+側に増加したときを考えよう。するとI_Dが増加、I_{C2}も増加、

V_Bが増加してI_{C3}が増加、I_{C4}は一定なので、V_Oは-側に移動する。この変化はV_Iの変化の逆方向で、

(設計電圧値) 位相が反転する反転動作
 (実測電圧値) になる。

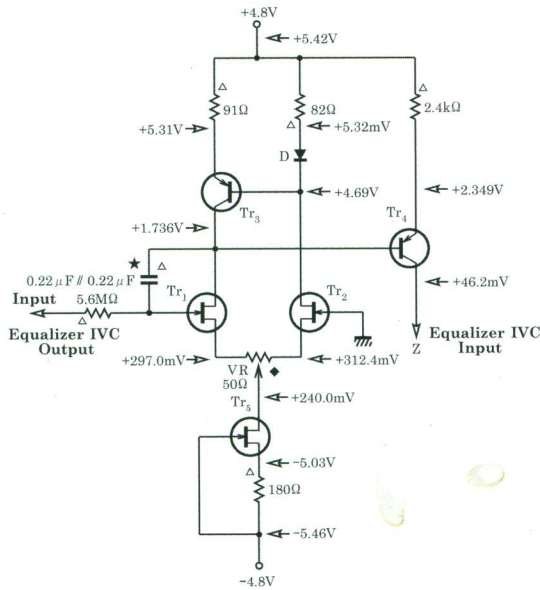
バッテリードライブアンプでは+電源と-電源の消費電流を等しくしたい。本機では初段は常にI_D=I_{C2}で+と-のバランスが取れている。2段目では無信号時には、I_{C3}=I_{C4}、信号時にはI_{C3}が変化するがその平均値はI_{C4}に等しいのでバランスが取れている。定電流回路のダイオードD₁とD₂に流れる電流は1mAである。だから1台につき1mAだけ+電源の消費電流が多いことになる。このくらいの電流差は特に問題にならないだろう。

イコライザ-IVC

図9はイコライザ-IVCである。基本アンプにRIAAイコライザ素子で帰還をかけ、電流電圧変換特性そのものをRIAAイコライザ特性にして、I/V変換とイコライザの働きを兼ねている。

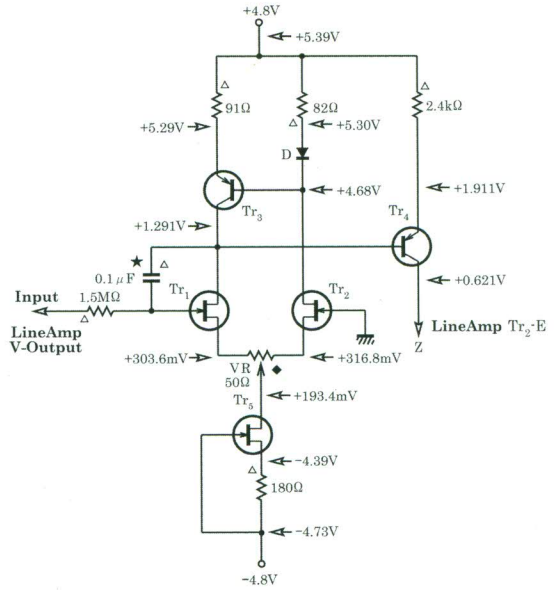
超抵インピーダンスの入力端子から、カートリッジVICのドレイン出力電流I_Iが流れ出て、I_{DSS}キャンセラーの電流I_{DC}とSAOCのコントロール電流I_Oが流れ込む。無信号時にはI_I=I_{DC}+I_OになるようにSAOCがI_Oをコントロールするので、RIAA帰還素子に流れる電流I_Rは0mAになり、出力電圧V_Oは0Vになる。I_{DC}はI_Iより1mA少なく設定されている。たとえばI_Iが5mAの場合は、I_{DC}=4mA、I_O=1mAになる。これらの電流は超低インピーダンスの入力点で合流するので、互いに干渉することはない。信号時にはI_Iが変化し、ほかの電流は信号によっては変わらないので、I_Iの変化分がRIAA帰還素子に流れて出力信号電圧を発生する。

位相補正はTr₃のコレクター・ベース間に入れたコンデンサーC_Pで、真空管アンプのようなシリーズ抵



Tr₁, Tr₂: 2SK170BL, Tr₃, Tr₄: 2SA970
 Tr₅: 2SK117BL, D: 1S1588
 ★: ニッセイ電機 積層フィルム APS
 ◆: コバルTM-7P, Tr₁とTr₂は熱結合

【図11 (a)】 イコライザ-IVC用SAOC



Tr₁, Tr₂: 2SK170BL, Tr₃, Tr₄: 2SA970
 Tr₅: 2SK117BL, D: 1S1588
 ★: ニッセイ電機 積層フィルム APS
 ◆: コバルTM-7P, Tr₁とTr₂は熱結合

【図11 (b)】 ラインアンプ用SAOC

抗は必要ない。ミラー効果を利用した位相補正なので、小さな容量で済んでいる。

ラインアンプ

図10はラインアンプである。これは単純な加算アンプである。イコライザ出力電圧とDAC出力電圧を加算するのだが、不要な信号をグラウンドに落として、必要な信号を選択する。これで信号経路にスイッチの接点が入らない状態で信号の選択ができる。

ラインアンプがイコライザ-IVCと違うところは、帰還素子がゲインコントロール用VRになっていることと、SAOCのコントロール電流 I_O の注入点だ。 I_O の注入点をイコライザ-IVCのようにTr₁のゲートにするわけにはいかない。VRをゼロにしてゲインをゼロに絞ったとき、 I_O までショートされて、コントロール機能を失うからだ。 I_O の注入点はTr₃のベースで良い。 I_O で V_B を変え

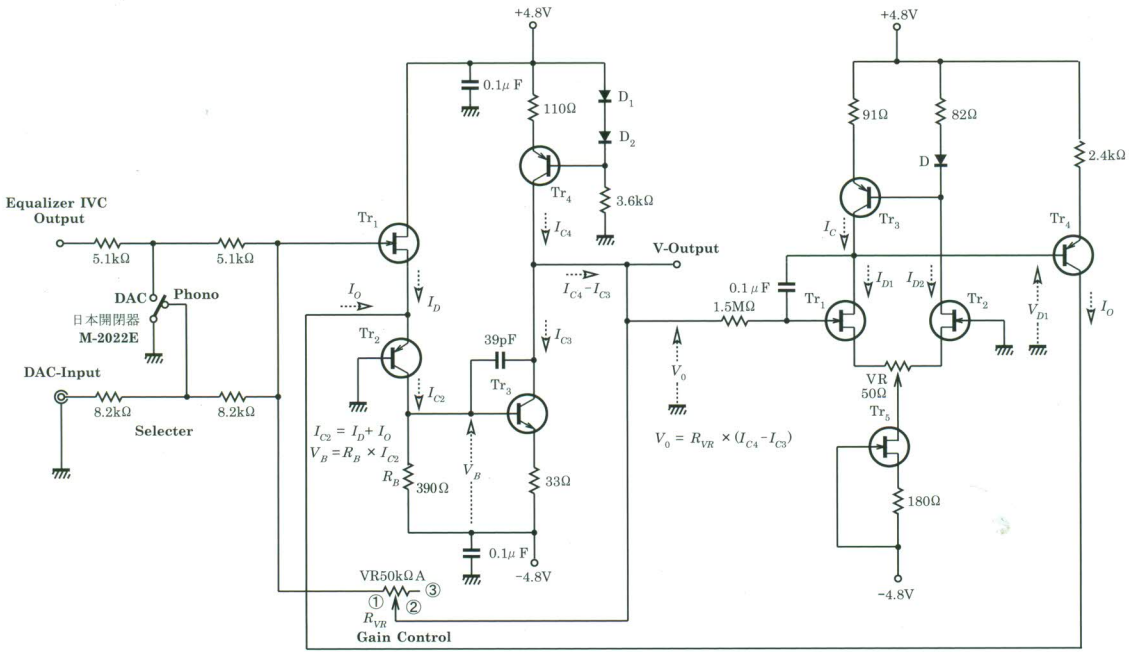
て I_{C3} をコントロールするのだ。

しかもっとおもしろい注入点はTr₂のエミッターである。ここはベース接地アンプの低インピーダンスの入力だ。電流を加算注入するにはもってこいの場所である。ここでTr₁の信号電流と I_O とが互いに干渉することなく加算できる。干渉しないということは非常に大事なことで、干渉すると信号が変形し、音に抑圧効果が現れる。

I_O の注入に対応して、 V_B を適正電圧にするために、 R_B を390Ωにしている。位相補正コンデンサーは39pFが最適値になる。

電圧出力端子にシリーズ抵抗 R_O を入れると電流出力端子になる。 R_O の値はいくつだろう。これが問題だ。なにしろ常識破りの方法なので、ゼロからのスタートだからやってみなければわからない。一応 R_O の上限と下限を理論的に決めて、後はひたすらヒアリングだ。初めは、電流伝送であるからには電流が多い

ほどいいだろうと考え、 R_O を150Ωにしてみた。しかし音に圧縮効果が現れ、演奏が圧縮された。 R_O を徐々に高くすると演奏に活気が出てくる。今度は出力インピーダンスを高くするなら R_O が大きいほうがいいと考え、3kΩ、10kΩと変えてみた。ところが R_O を高くしすぎると少々派手な音になって落ち着かない。ラインアンプの出力抵抗はプリアンプとパワーアンプ間電流伝送の動作を決める大事な抵抗だ。電流伝送の特徴を活かすには、出力電流を大きくし出力インピーダンスを高くしたい。ところが出力電流を大きくするには抵抗値を小さく、出力インピーダンスを高くするには抵抗値を大きくしたい。互いに相反する条件なので、最適抵抗値があるはずだ。これはヒアリングで決めるしかないが、何度もヒアリングを繰り返した結果、最も音楽が躍動的に鳴り、音がナチュラルなのは1kΩだった。簡単な実験なので、試してみるのも



〔図12〕ラインアンプ用 SAOCの動作原理

Tr₁: 2SK117BL, Tr₂, Tr₄: 2SA970, Tr₃: 2SC2240
D₁, D₂: 1S1588

Tr₁, Tr₂: 2SK170BL, Tr₃, Tr₄: 2SA970
Tr₅: 2SK117BL, D: 1S1588

いいだろう。

SAOC

図11 (a) はイコライザー-IVC用のSAOCであり、(b) はラインアンプ用である。差動アンプ (Tr₁, Tr₂) の出力電流をカレントミラー (D, Tr₃) で合成し、V/I変換Tr (Tr₄) でコントロール電流を出力する。これは半導体プリアンプと真空管プリアンプのイコライザー用SAOCと同一回路である。

イコライザー用とラインアンプ用では相違点が2つある。まず入力ローパスフィルターの抵抗値と容量値だが、イコライザー用は5.6MΩと0.22μFを2個パラレル接続で、ラインアンプは1.5MΩと0.1μFだ。イコライザー用の時定数がかかるに大きい。イコライザーはRIAA低域上昇特性である。この特性を確保するには、SAOCの効果が強いので、時定数を大きくする必要がある。

I₀の注入点も違う。イコライザー用ではIVCの入力 (Tr₁のゲート

であり、ラインアンプではTr₁のソース (Tr₂のエミッター) である。

ラインアンプに対するSAOCの注入方法は初めてなので、その動作原理を説明しよう。

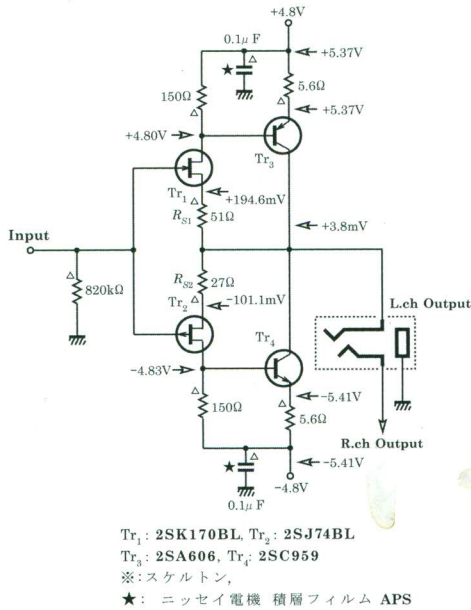
図12はラインアンプ用SAOCの動作原理である。今ラインアンプのオフセット電圧 (無信号時DC電圧) V₀が+側に移動した場合を考える。するとSAOCのTr₁のドレイン電流I_{D1}が増加、Tr₂のドレイン電流I_{D2}が減少する。カレントミラーTr₃のコレクター電流I_Cも減少するので、Tr₁のコレクター電圧V_{D1}は低くなる。すると出力段Tr₄のコレクター電流、すなわち制御電流I₀が増加する。

するとラインアンプのTr₃のドライブ電圧V_Bが増加し、Tr₃のコレクター電流I_{C3}が増加して、V₀が-方向に移動する。この変化は初めのV₀の変化を元に戻す働きをする。V₀が-側に移動した場合には逆の変化が起きて、V₀を元に戻す働きをする。

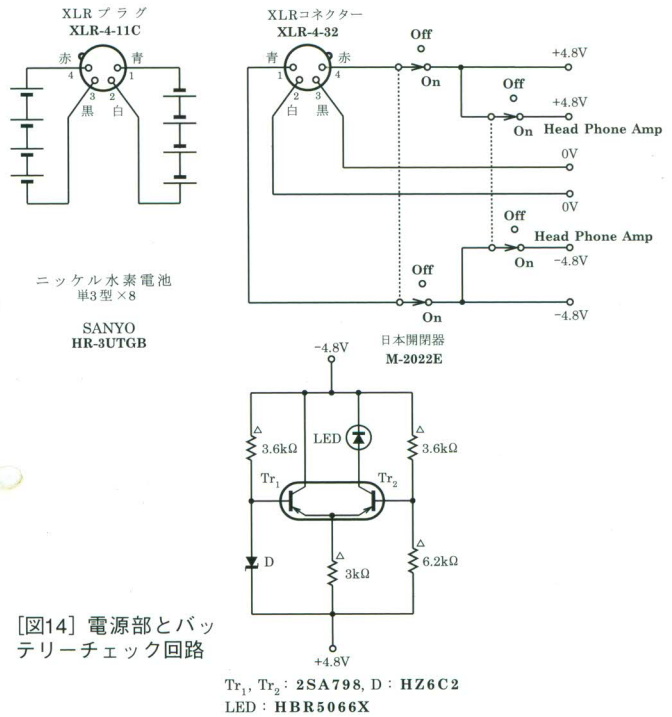
ヘッドフォンアンプ

図13はヘッドフォンアンプである。FET入力の高入力インピーダンス、ロー出力インピーダンスで、電圧ゲインが1のバッファーだが、なんとコンプリメンタリー素子の復活だ。初段は2SK170BLと2SJ74BLのコンプリメンタリー、2段目は2SA606と2SC959のコンプリメンタリーである。±4.8Vと低い電源電圧から最大限の出力電圧を取り出すために、出力段をエミッター接地のプッシュプル動作にする。さらに出力端子から初段のソースに100%の電圧帰還をかけて出力インピーダンスを低くしている。差動アンプを使う完全対称アンプでは、初段のドレイン負荷抵抗に1.2V以上の電圧が必要なので、+電源の利用率が低くなる。

コンプリメンタリー素子は、特性は必ずしもコンプリメンタリーではないのが気になるところである。特に2SJ74は帰還容量が大きいので、高域特性は2SK170とアンバランス



[図13] ヘッドフォンアンプ



[図14] 電源部とバッテリーチェック回路

になる。ところが、100%出力の電圧帰還のおかげで、なんら問題のない状態になった。出力段のアイドリング電流とオフセット電圧はソース抵抗 R_{S1} と R_{S2} で調整する。位相補正はまったく必要ない。

本機ではバッテリーの稼働時間を長くするため、ヘッドフォンを使用しないときは、ヘッドフォンアンプの電源をオフにする。動作中のヘッドフォンアンプは820kΩと高入力インピーダンスだが、電源オフ時には超低入力インピーダンスになり、信号源であるラインアンプに過剰な負荷効果を与える。このためラインアンプ出力電圧の歪率が増え、出力電圧波形が2V前後でクリップしてしまう。ヘッドフォンを使用しないときは、ヘッドフォンアンプの入力をラインアンプから切り離すのが正攻法だが、これでは信号経路にスイッチの接点が入る。そこで電源オフ時の負荷効果を軽減するために、10kΩのシリーズ抵抗を入力に入れた。これなら電源オフ時の負荷

インピーダンスは10kΩ強になるので、ヘッドフォンアンプに対する負荷効果も少なくなる。

電源部

図14は電源部である。電源電圧が±4.8Vになった以外は前回のプリアンプと同一回路である。電源スイッチが2個あるが、スイッチを2回通るのがヘッドフォンアンプ用電源である。

バッテリーチェックも電源電圧に合わせて抵抗値を変えた。+電源と-電源のトータル電圧をチェックする。+7.2V、-4.8Vの電源では充電器が1個の場合、3回に分けて充電していたが、±4.8V電源なら2回の充電で済む。

電流入力パワーアンプ

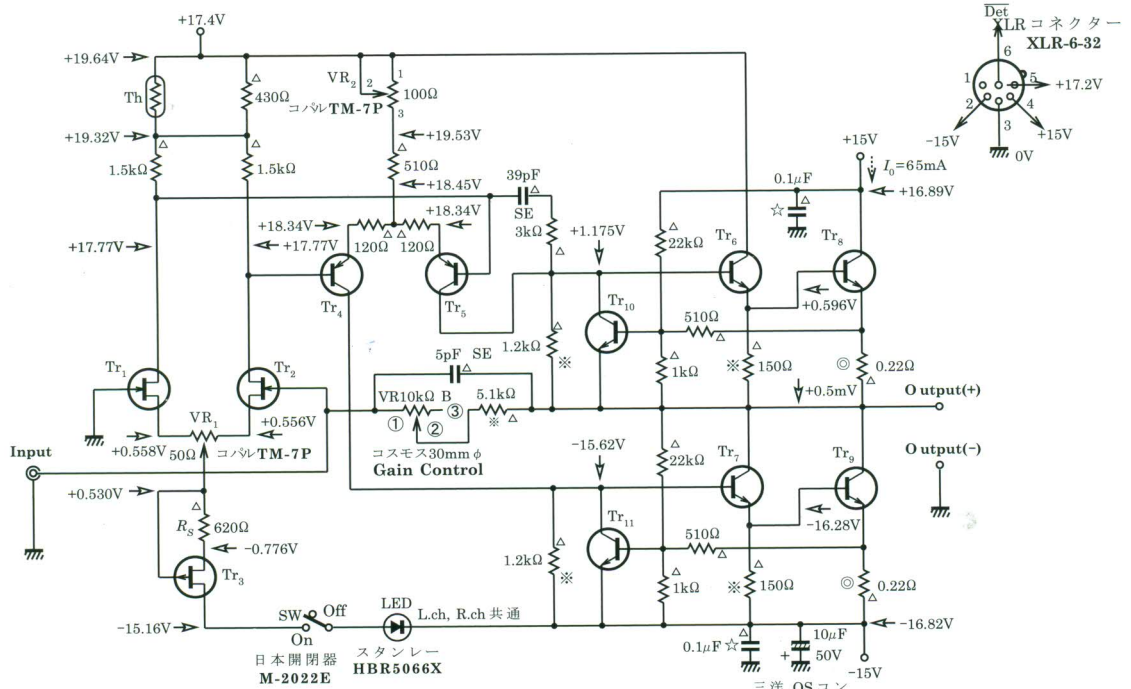
プリアンプ・パワーアンプ間電流伝送では、プリアンプとパワーアンプをセットで使用する。パワーアンプは超低入力インピーダンスで、電流入力のI/Vコンバーターとして動

作する。図15は電流入力パワーアンプである。バッテリードライブパワーアンプ(8Ω用)をほんの少し改造するだけで、電流入力タイプになる。変更点は、次の通り。

非反転入力(Tr_1 のゲート)をグランドに接続、ゲート・アース間抵抗820kΩは除去。反転入力(Tr_2 のゲート)に接続されていたNFB抵抗とゲインコントロールVRを図のように変更(VRは10kΩ、Bタイプ、シリーズ抵抗は10kΩ)。入力ピンジャックのホット側を反転入力に接続。コールド側をグランドに接続。信号ケーブルはダイエー電線20芯。ドライブTr(Tr_7)のコレクターの接続をグランドから出力ラインに移動。位相補正コンデンサーを330pFから510pFに交換する。

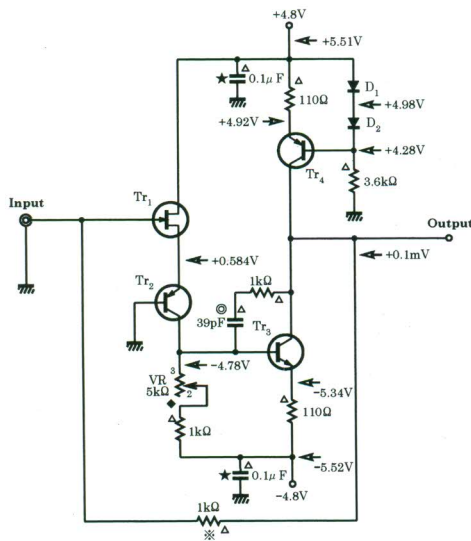
以上の変更だけでパワーアンプは電流電圧変換率の変化範囲が6dBのI/Vコンバーターになる。アンプのオフセット調整とアイドリング調整は不要である。

これらの変更をしないで、単純に



Tr₁, Tr₂: 2SK117BL, Tr₃: 2SJ103BL, Tr₄, Tr₅: 2SA606, Tr₆, Tr₇: 2SC1161
 Tr₈, Tr₉: 2SD218, 2SD188, 2SD388, 2N3055, Tr₁₀, Tr₁₁: 2SC2240, Th: 200D5A
 Tr₄とTr₅, ThとTr₈,は熱結合, Tr₈, Tr₉はサイドパネルに取り付ける
 ※:スケルトン, ◎:福島双羽MPC74, ☆:ニッセイ電機積層フィルム APS

【図15】電流入力パワーアンプ



Tr₁: 2SK117BL, Tr₂, Tr₄: 2SA970, Tr₃: 2SC2240
 D₁, D₂: 1S1588
 ◎: 双信電機SE, ※:スケルトン,
 ★: ニッセイ電機積層フィルム APS
 ◆: コバルTM-7P,

【図16】マルチアンプ用I/Vコンバーター

非反転入力をグランドに落とし、反転入力に信号を入れると、寄生発振

が起こるので、必ず上記のように変更する。

が起るので、必ず上記のように変更する。パワーアンプ入力とグラウンド間には、プリアンプ出力とパワーアンプ入力間のケーブルの容量が付加される。モガミ電線2497の1mあたりの容量は約70pFなので、5mでは350pFになる。そこで、IVC入力とグラウンド間に350pFのコンデンサーを接続し、100kHzの方形波応答が最もシャープで美しくなるような

位置補正を求めた。IVC型パワーアンプの場合は、従来の初段 (Tr₁, Tr₂) ドレイン間のステップ型位相補正では効果が少なく、図15のように、2段目差動アンプ (Tr₈) のコレクター・ベース間の位相補正 (3kΩと39pFのシリーズ) が効果的であった。

マルチアンプ用電流伝送

マルチアンプシステムでは、プリ

アンプとパワーアンプ間にチャンネルフィルターを入れる。フィルターのインピーダンスは10kΩである。だからフィルターをパワーアンプの直前に入れても、受信側のインピーダンスが10kΩになり、超低インピーダンスで信号を受け取るという電流伝送の原則が守られなくなる。だから現段階では、マルチアンプには電流伝送は使えない。

しかしがっかりすることはない。フィルターの直前にI/Vコンバーターを入れるだけで問題は解決する。図16はマルチアンプ用I/Vコンバーターである。ラインアンプと同一回路で、入力抵抗がなく、帰還抵抗は1kΩである。この抵抗とプリアンプの出力抵抗を合わせると、ゲインが-1の反転アンプと見ることもできる。

可変ゲインのラインアンプならSAOCは必要だが、マルチアンプ用IVCはプリアンプの出力抵抗1.5kΩを含めた電圧ゲインは1(0dB)である。このようなローゲインでは、SAOCがなくてもドリフトは実用範囲に入るだろう。

図16のように、ドリフトを少なくするためにTr₃のエミッター抵抗を110Ωと大きくした。SAOCがないのでオフセット調整が必要だ。Tr₃のベース回路のVR2kΩがオフセット調整VRである。この値を大きくするとTr₃のベース電圧が高くなり、I_Cが増えてオフセット電圧V₀がマイナス方向に移動する。

IVC入力とグランド間には、電流入力パワーアンプと同様に、プリアンプ出力とIVC入力間のケーブルの容量が接続されることになる。モガミ電線2497を7m使うとすれば490pFになるので、IVC入力とグランド間に510pFのコンデンサーを接続し、100kHzの方

波応答が最もシャープで美しくなるような位相補正を求めた結果、コンデンサー39pFにシリーズ抵抗1kΩを入れた状態になった。

I/Vコンバーターを入れると、この分信号経路にデバイスが増え、その上入力、出力用ピンジャックやケーブルが増えるので、はたして効果はあるのかと思つたが、実際には目の覚めるような鮮やかな音が出た。I/Vコンバーターのロスよりも、電流伝送の効果がはるかに大きいのだ。これならフィルターもパワーアンプもチャンネルバランスも何一つ変えずに、電流伝送が実現する。

電圧伝送か電流伝送かは、受信側の入力インピーダンスで決まる。最も簡単に電流伝送の音が聴きたければ、I/Vコンバーターをパワーアンプか、チャンネルフィルターの直前に入れる方法がよい。プリアンプには、出力端子に1kΩの出力抵抗を追加するだけでいい。この方法ならネットワークでマルチアンプでも、

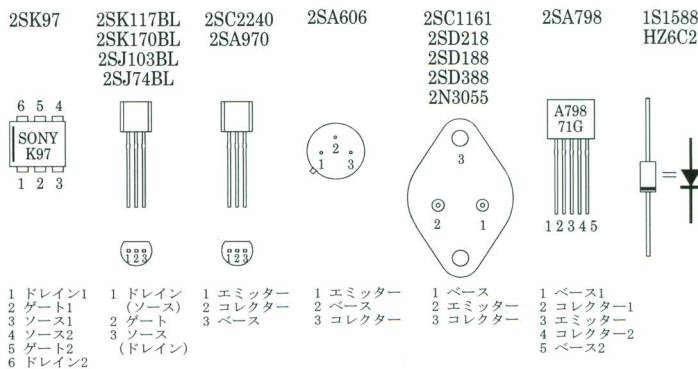
どのようなアンプでもノントラブルで適用できる。もちろん信号ケーブルは今まで使用したケーブルをそのまま使えばよい。

マルチアンプシステムで完全に電流伝送を実現するには、電流伝送用のチャンネルフィルターが必要になる。これも実験を進めて、成功したら発表しよう。電流伝送フィルターは従来の電圧伝送フィルターとはまったく異なる回路になり、大幅にシンプル化されるだろう。電圧伝送フィルターにはないメリットが予想されるので、完成が楽しみだ。それまではI/Vコンバーターを入れて聴こう。

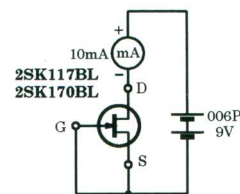
製作

半導体電極接続

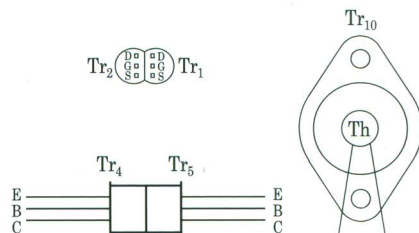
図17は半導体電極接続である。ジャンクションFETの2SK97、2SK117BL、2SK170BL、2SJ103BL、2SJ74はドレインとソースに互換性があるので、どちらの



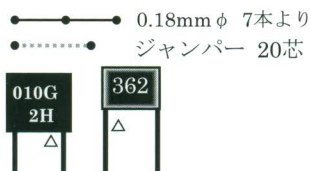
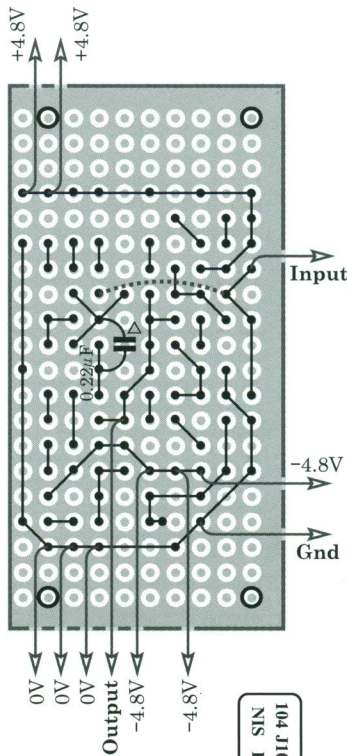
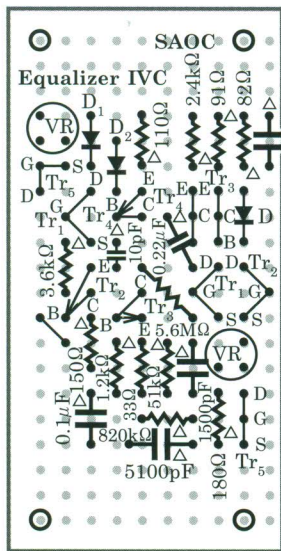
【図17】半導体の電極接続



【図18】FETのI_{dss}測定



【図19】熱結合



【図20】イコライザー-IVC基板

接続を使用してもよい。

FETの I_{DSS} 測定

本機プリアンプ部はすべてシングル動作で、差動アンプもプッシュプルアンプもない。だからベアマッチングの測定も必要ない。測定が必要なのは、イコライザーIVCとラインアンプ初段FETの2SK117BLと、SAOC差動アンプ用FETの2SK170BLだけだ。図18の測定回路で I_{DSS} （ゲート・ソース間電圧が0Vのときのドレイン電流）を測定し、この差が0.1mA以内のものをベアにして差動アンプに使う。

イコライザー-IVC、ラインプリアンプの初段FETも同様に I_{DSS} の測定をする。

イコライザー-IVCとラインアンプの2SK117BLには I_{DSS} が8mA以

上のものを使いたい。Tr₁にはTr₂の V_{BE} により、約0.6Vのバイアス電圧がかかっており、 I_{DSS} の小さいFETではドレイン電流がカットオフして動作できなくなるからだ。

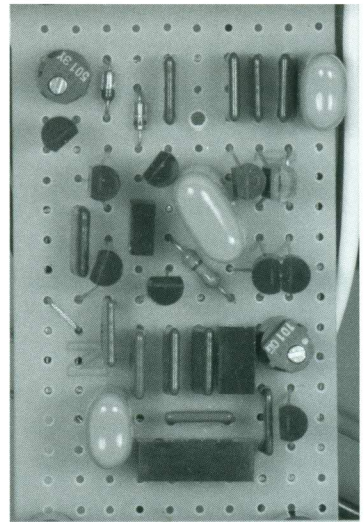
熱結合

プリアンプで熱結合が必要なのはSAOCの差動アンプ (Tr₁, Tr₂) だけである。図19のように、FETの平らな面を向かい合わせにして、速硬化性接着剤アラルダイトラピッドで接着する。

パワーアンプでは初段差動アンプ (Tr₁, Tr₂)、2段目差動アンプ (Tr₄, Tr₅)そして出力段Trとサーミスター (Tr₁₀, Th)の熱結合が必要だ。

基板

本プリアンプはすべての基板をアングルから吊り下げ、ケース底

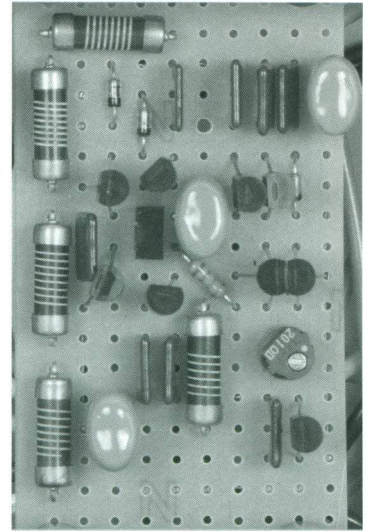
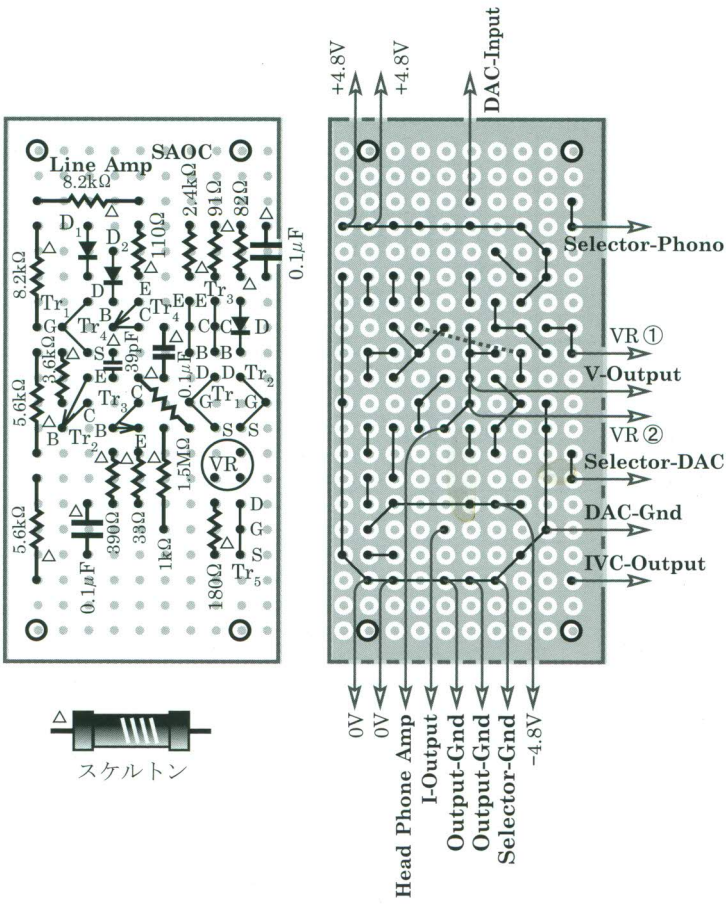


イコライザー-IVC基板は左側にイコライザー本体、右側にSAOCを組み込んでコンパクトにまとめられている

板は自由に取り外しができるので、配線、調整、改良が非常にやりやすい。作りやすいことは音の良さに直結する。なぜなら作りやすいアンプは美しくでき上がる。美しいアンプは音も美しい。

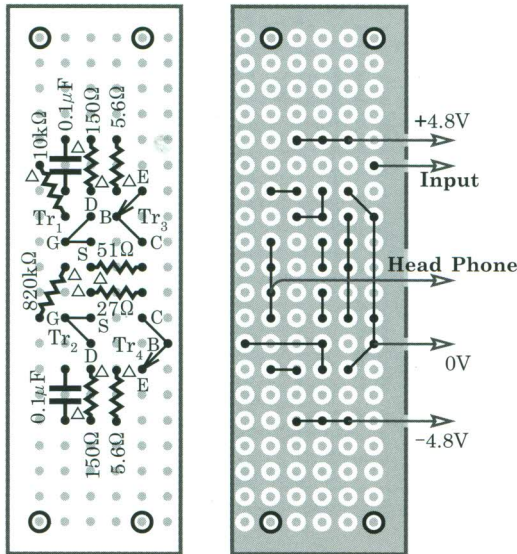
基板の縦寸法は統一しており、吊り下げ時にパーツがアングルの陰にならないように、基板の中心に回路を組み上げる。イコライザー-IVCとラインアンプは、入力部とNFB素子以外は同一回路であり、きわめてシンプルな基板なので、基板も作りやすくなっている。

各基板はサンハヤトのユニバーサル基板AT-1Sをカットして作るが、カットする前に周囲の側面にヤスリをかけて平らにし、角を丸くする。次に周囲に3.5mmの取り付け穴をあける。イコライザー-IVC基板とラインアンプ基板はAT-1Sを半分にカットする。カット面はヤスリでバリを取って平らに仕上げ、角を丸くする。ヘッドフォンアンプ基板はAT-1Sを両サイドから所定の寸法にカットし、バッテリーチェック基板は余りの

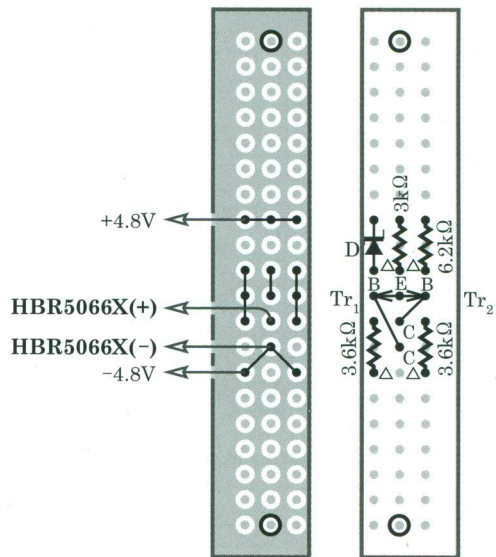


ラインアンプ基板はイコライザ-IVCと基本構成は同じだが、NFB回路と入出力抵抗が異なる

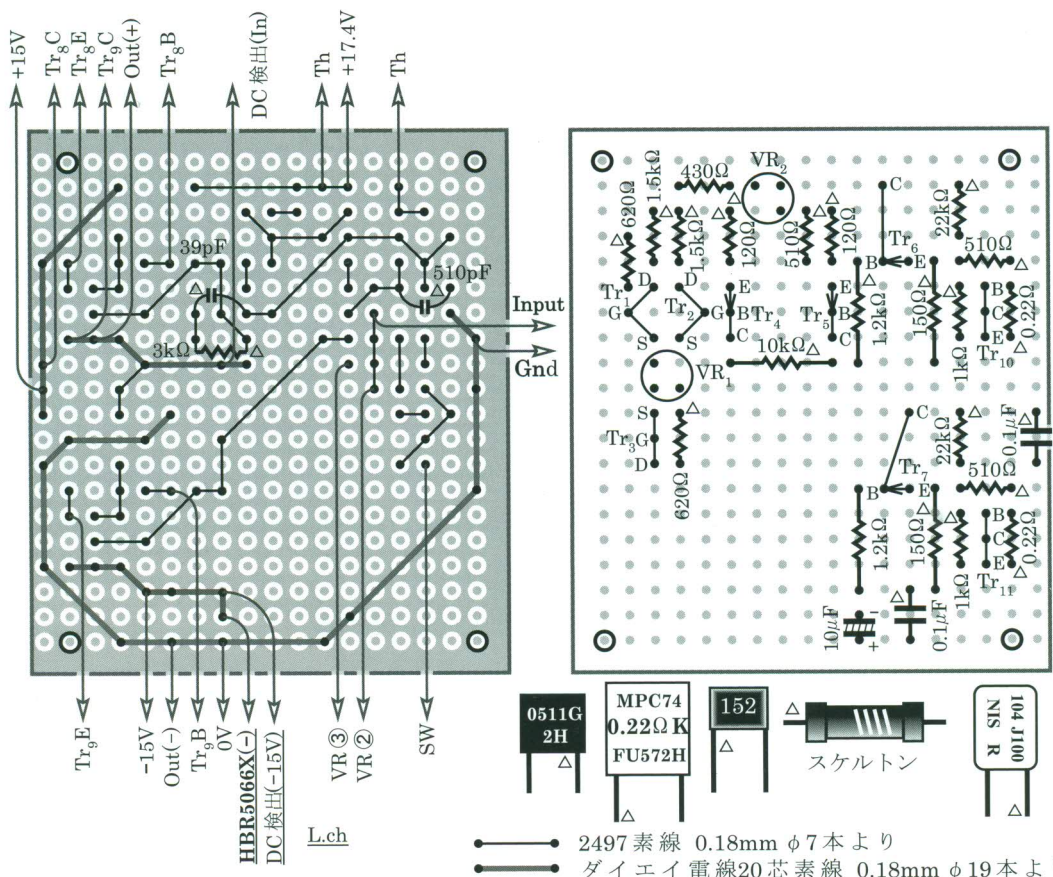
【図21】 ラインアンプ基板



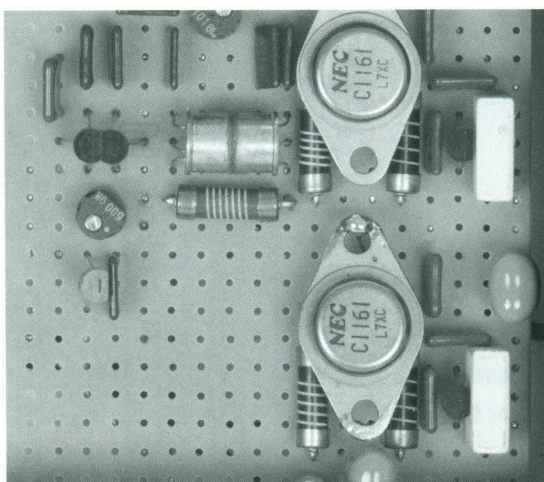
【図22】 ヘッドフォンアンプ基板



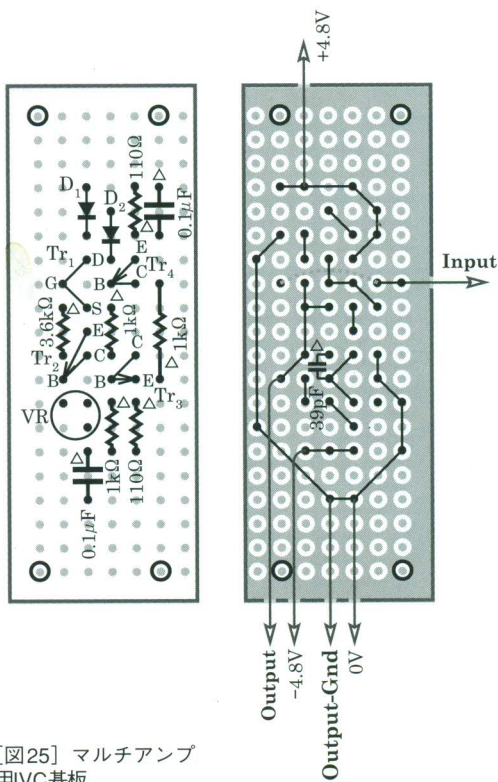
【図23】 バッテリーチェック基板



【図24】 8Ω用電流入力パワーアンプ基板



電流入力パワーアンプは既存のバッテリードライブパワーアンプを反転入力化したもの。初段周辺の抵抗器が2個取り除かれている



【図25】 マルチアンプ用IVC基板

基板を利用すればよい。

図20はイコライザーIVC基板である。この基板上にイコライザーIVCとイコライザー用SAOCを配置する。本機ではパーツの数が少ないので、ほとんどすべてのパーツを基板表側に配置できる。基板裏配置のパーツはイコライザーIVC用コンデンサー $0.22\mu\text{F}$ の1個だけである。IVC用コンデンサー ($0.22\mu\text{F}/0.22\mu\text{F}$)はスペースの関係で1個は表側、1個は裏側に配置する。このコンデンサーもフィリップス製のポリプロピレンコンデンサーを使えば、非常にコンパクトなので、 $0.47\mu\text{F}$ が1個だけですむ。

始めに基板上に抵抗を配置し、その高さを基準にしてFETやTrを配置する。ダイオード D_1 、 D_2 は基板に密着して配線してよい。Tr₃のベース抵抗 R_B は調整後に配置するので、まだ配置しないでおく。イコライザー素子の 5100pF はリード線の間隔が基板のピッチに合わないので、ランド間に1mmの孔をあけ、片方のリード線をこの孔に通す。

SAOCの出力ZとイコライザーIVC入力間の配線は基板裏側でジャンパー配線をする。配線にはダイエー電線20芯コードを使う。Tr₁のゲートには多数の配線が集まるので、互いに重ならないように配線する。

図21はラインアンプ基板である。アンプ部はイコライザーIVCとはほぼ同じだが、Tr₃のベース抵抗 390Ω は調整後に配置する。SAOCの出力ZとTr₁のソース間の配線は基板裏側でのジャンパー配線である。

図22はヘッドフォンアンプ基板である。Tr₁、Tr₂のソース抵抗 R_{S1} 、 R_{S2} は調整後に配置するので、ま

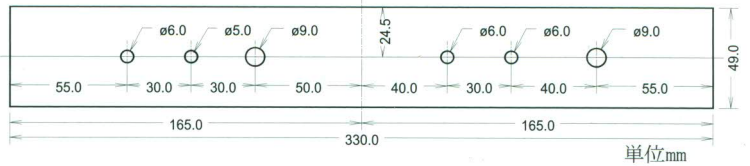


図26] フロントパネル

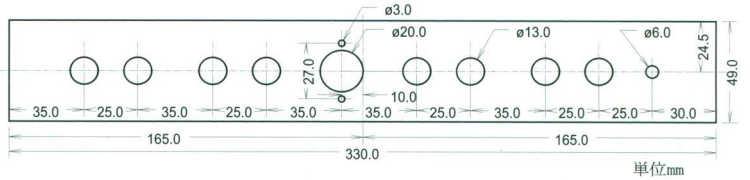


図27] リアパネル

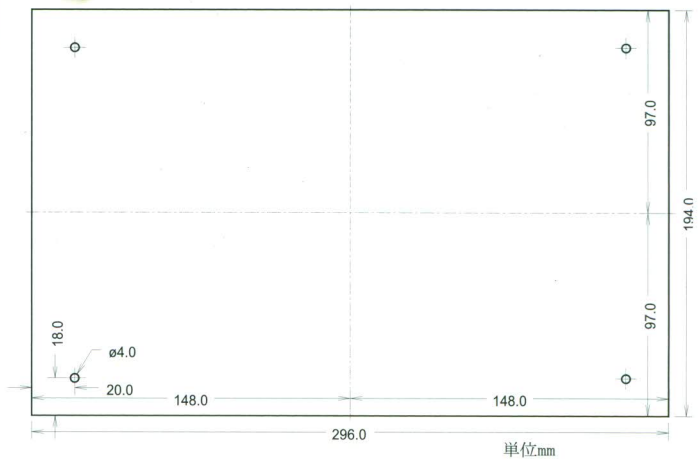


図28] 底板

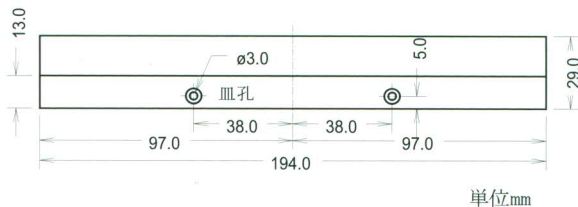


図29] フレーム

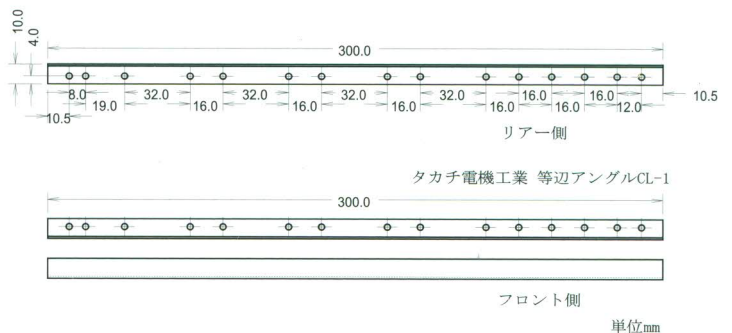
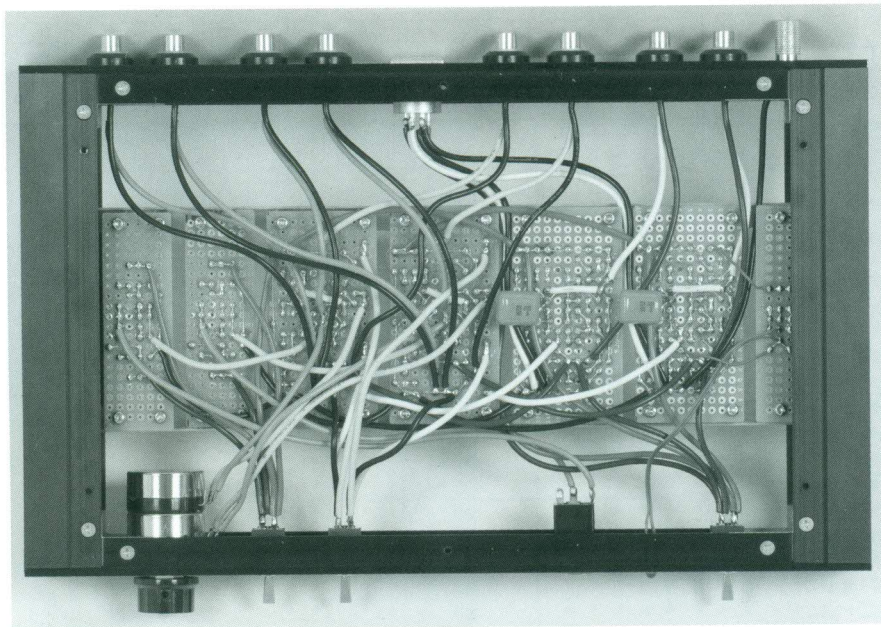
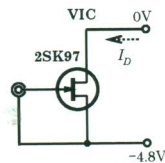


図30] 基板吊り下げ用アングル



基板はアングルから吊り下げられているので、底板を取り外せば配線があらわになる。電源および信号の配線材はすべてダイエイ電線20芯を使用する。イコライザーIVCの裏側にはSAOCのローパスフィルター用フィルムコンデンサーを取り付けている



〔図31〕調整用VIC

だ配置しない。

図23はバッテリーチェック基板である。デュアルTr (2SA798)がないときは2個の2SA970で代用できる。熱結合の必要はない。

図26は8Ω用電流入力パワーアンプ基板である。バッテリードライブパワーアンプ (8Ω用)の基板を改造する。パーツが少なくなり、よりシンプルになった。

ゲインコントロールVVRは10kΩに替えている。入力ピンジャックと基板間のケーブルは20芯コードに替わった。モガミ電線2497に比べるとはるかに配線しやすい。20芯コードにも明快な音の良さがある。

図25はマルチアンプ用IVC基板である。SAOCがなくなったので基板がさらにコンパクトになった。NFB抵抗1.5kΩとTr₁のゲート間の配線は基板裏側でジャンパー配線 (20芯)する。

この基板はバッテリーチェックとともにコンパクトなケースに組み込み、チャンネルフィルターの直前に置いて使用する。チャンネル

フィルターもパワーアンプも一つ変更の必要がない。

ネットワーク方式でもパワーアンプの直前にIVCを接続するだけで、パワーアンプには一切手を加えず、プリアンプ出力に抵抗1kΩをシリーズに入れるだけで、プリアンプとパワーアンプ間の電流伝送が実現する。電圧伝送対電流伝送の比較実験をぜひやって欲しい。ケーブルが長さ2m程度でも音に差が出るだろう。

ケース加工

本機プリアンプのケースにはタカチ電機製作所のOS49-33-20BXを使う。図26はフロントパネル、図27はリアパネルである。フロントパネルのスイッチは左から順に電源SW、セレクターSW、ヘッドフォンアンプSWである。ヘッドフォンを全く使わない場合にはヘッドフォンSWは不要だ。リアパネルには、フォノ入力ピンジャック、DAC入力ピンジャック、電源XLRコネクター、電圧出力ピンジャック、電流出力ピンジャックと

並ぶ。

前回のプリアンプから本機に改造する場合には、出力ピンジャックはどちらか一方の出力を出しておく。出力の切り換えは出力ラインの配線箇所だけだ。電圧出力が必要なのは、電流伝送への移行期間だけである。電流伝送の音を聴いたら電圧伝送に戻るとはまずないだろう。

図29は底板である。底板にはゴム脚だけを固定する。図31のフレームには、アングル固定用のφ3mm皿穴を2個あける。皿孔用ドリルがないときは、φ6mmで皿加工をするとよい。図30はアングルである。ヘッドフォンアンプを使わない場合には、基板間隔を広げてゆったり配置するとよい。

配線方法

プリアンプの配線と調整を効率よく確実にを行うために、次の手順で作業を進める。フロント・リアパネルにパーツを固定し、ケースを組み立て、ビスをしっかりとめる。配線時には天板と底板を外し、



下側のフレームも外しておく。

アングルを固定する前に、電源用XLRコネクタから電源コードを引き出す。コネクタのピンに予備ハンダをし、0VラインはL.ch, R.ch用に2本より合わせて、予備ハンダをしてからコネクタに配線する。±4.8Vラインは各1本でよい。次にアングルをフレームに固定、サポートをアングルに固定、すべての基板をサポートに固定する。

配線コードは電源ラインも信号ラインもすべてダイエー電線20芯コードである。コード表面の印刷で“DAIEI”の“D”をホット側にする。ホット側とは電源側や信号源側のことだ。電源ラインの配線は、L.chとR.chに分けて配線する。まずコネクタからの0VラインをイコライザーIVCの各基板に配線する。ここからラインアンプ基板、ヘッドフォンアンプ基板へと渡り配線する。

次にコネクタからの+4.8Vラインと-4.8Vラインを電源SWに配線する。電源SWと基板間の配線のために、2本のコードをより合わせて、予備ハンダをしてからSWに配線する。コードの他端をイコライザーIVC基板の+4.8Vライン、-4.8Vラインに配線し、これらからラインアンプ基板の+4.8Vライン、-4.8Vラインに渡り配線する。L.chの+4.8Vライン、-4.8Vラインからヘッドフォン電源SWに配線し、また2本より合わせたコードをSWから各ヘッドフォン基板に配線する。

これで電源ラインをすべて配線したので、この状態で各基板の調整をする。

調整方法

最初はイコライザーIVCの調整

だ。IVC基板と入力ピンジャック間の配線を20芯コードとする。ホット側は Tr_1 のゲート、コールド側は-4.8Vである。Phono Inputをオープンにする。 Tr_5 のドレインと Tr_1 のゲート間の配線を外す。さらにSAOCの出力Zと Tr_1 のゲート間の配線も外す。この状態ではイコライザーIVCはゲインが1の単純な反転アンプになるので、オフセット調整に適する状態になる。

R_B の代わりに半固定VR5kΩの1, 2番ピンを Tr_2 のコレクターと-4.8V電源間に、基板裏側で配線する。出力DC電圧(オフセット電圧) V_0 を測り、 V_0 が0VになるようにVRを調整する。VRを外して抵抗値を測り、この値に近い値の抵抗を基板に配線する。ちょうどよい抵抗値がないときは2個シリーズ接続にする。 I_{DSS} によって、必ずしも図9のように1.2kΩ+150Ωになるとは限らない。 Tr_5 のドレインの配線とSAOCの配線を元通り Tr_1 のゲートにする。

カートリッジシェルにFETを配線済みのアームケーブル、または図33の調整用VICの入力ピンジャックにショートプラグを入れ、出力ピンプラグをPhono Inputに接続する。電源をオン。SAOCの Tr_4 のエミッターとグランド間電圧を測り、この電圧が+2.4VになるようにイコライザーIVCのVRを調整する。最後に V_0 が0VになるようにSAOCのVRを調整する。 V_0 は±1mV以内に追い込むことができる。

ラインアンプの調整前に信号ラインの配線をする。イコライザーIVCアンプ出力とラインアンプ入力抵抗5.1kΩ, DAC入力ピンジャックとラインアンプ入力抵抗8.2kΩ, DACの入力Gndライン, セレクターSWと入力抵抗間, 出力ピンジ

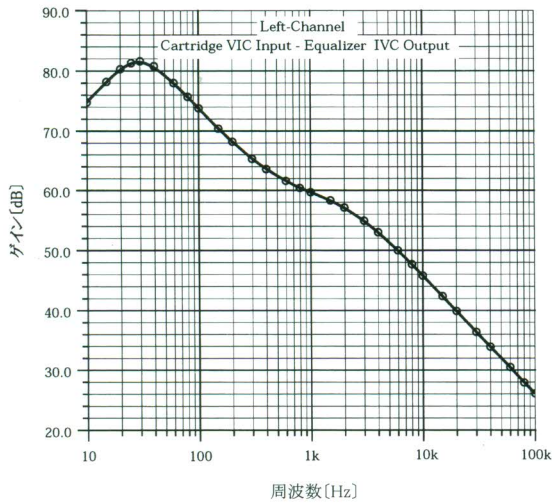
ャックと基板間の配線をする。ゲインコントロールVRと基板間の配線をする。

ゲインVRをmaxに、セレクターSWをDACにして、DAC入力ピンジャックにショートプラグを入れる。SAOCのVRをセンターにセットする。 R_B の代わりにVR5kΩを基板裏に配線する。SAOCの Tr_4 のエミッターとグランド間の電圧を測り、この値が2.4VになるようにVR5kΩを調整する。VRを外して、抵抗値を測り、この値に近い抵抗を基板に配線する。イコライザーIVCほどシビアではないので、抵抗は1個で十分だ。この状態で V_0 を測る。 V_0 が0VになるようにSAOCのVRを調整する。

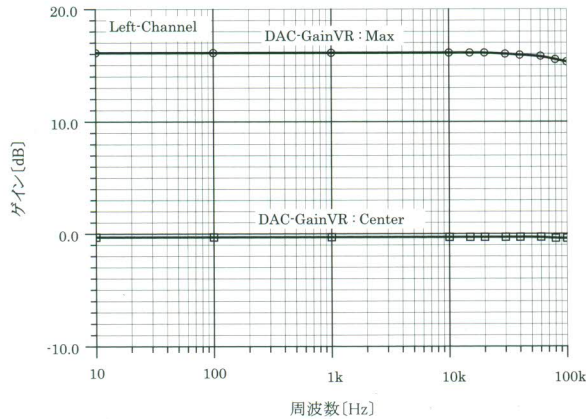
ヘッドフォンアンプの調整前に、ラインアンプ出力とヘッドフォンアンプ入力間の配線、ヘッドフォンアンプ出力とヘッドフォンジャック間の配線をする。

ヘッドフォンアンプの調整は今までのアンプとようすが違う。ヘッドフォンアンプはプッシュプルアンプなので、 V_0 のほかに出力段アイドリング電流 I_0 の調整も必要だ。 I_0 は Tr_3 または Tr_4 のエミッター抵抗5.6Ωの端子電圧を測って判断する。端子電圧が56mVなら I_0 は10mA流れている。

R_{S1} , R_{S2} の代わりに、半固定VR100Ωの1, 2番ピン間の抵抗値を50Ωにセットして基板裏側に配線する。ヘッドフォンアンプ電源SWをオン。 V_0 が0V, I_0 が5~10mA(端子電圧は28~56mV)になるように2つのVRを交互に調整する。VRを外して抵抗値を測り、この値に近い値の抵抗を基板表側に配線する。ヘッドフォンアンプはゲインが1なので、調整はシビアにしなくてもよいだろう。



【図32】 イコライザー-IVCのゲイン周波数特性



【図34】 ラインアンプのゲイン周波数特性

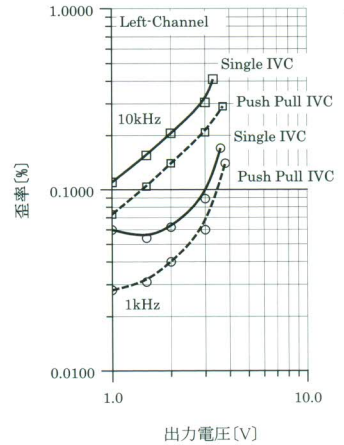
パワーアンプでは、 Tr_1 のゲート配線と Tr_2 のゲート配線、NFB抵抗とゲインコントロールVRの交換だけで、アンプ自体は再調整の必要はない (Tr_7 のコレクターは0Vラインから出力ラインに移動したが、電圧値は0Vで変わらない)。マルチアンプ用IVCの調整は次のようにする。 Tr_1 のゲートとグランド間に抵抗 $1.5k\Omega$ を基板裏に仮配線する。この状態ではゲインが1の反転アンプになる。電源をオンにして V_0 を測定する。 V_0 が0VになるようにVRを調整する。初めの調整では V_0 は長時間かかっ

て+側に移動してから安定する。いったん電源をオフ、少々時間をおいて電源をオンする。2度目以降は短時間で V_0 が安定する。

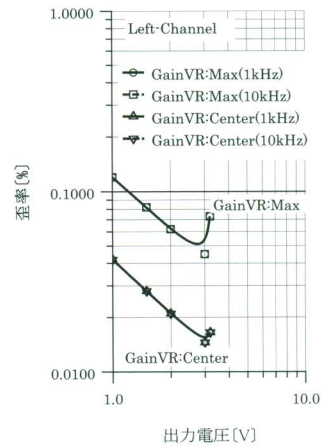
本機の特性

本プリアンプは全段シングル動作の超シンプルアンプである。前回の完全対称アンプ(差動アンプ+プッシュプル出力段)のプリアンプに比較して、特性上不利な点が多いが、それが実際にどのように現れてくるのか興味深いところである。

【図32】はイコライザー-IVCのゲイ

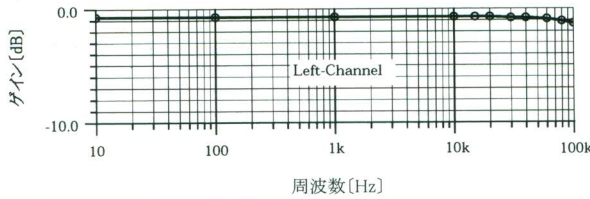


【図33】 イコライザー-IVCの出力電圧対歪率特性

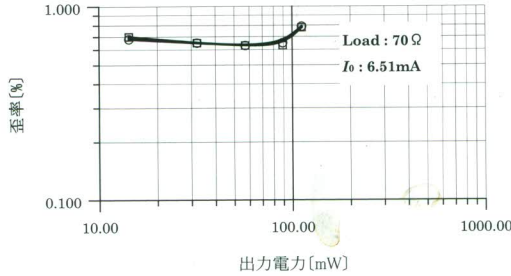


【図35】 ラインアンプの出力電圧対歪率特性

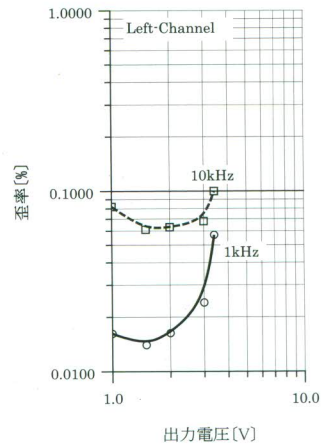
ン周波数特性である。イコライザー自体はIVCなので、【図33】の調整用VICをイコライザー-IVCに接続したときの、VIC入力からIVC出力までの総合特性、つまり実際の使用状態と同じ状態の特性である。1kHzのゲインは59.7dBと超ハイゲインで、電圧伝送プリアンプのイコライザーアンプよりも出力レベルが20dBほど高い。イコライザー素子にシリーズ抵抗がないので、30Hzから100kHzまで正確なRIAAイコライザー特性になっている。この特性ではシングルアンプとプッシュプルアンプの差は全



[図36] ヘッドフォンアンプの周波数特性



[図37] ヘッドフォンアンプの出力電力対歪率特性



[図38] マルチアンプ用IVCの出力電圧対歪率特性

く出ない。

図33はイコライザ-IVCの出力電圧対歪率特性 (Single IVC) である。比較のために、完全対称型プッシュプルアンプの特性 (Push Pull IVC) も記入してある。本シングルアンプは素子数が完全対称型の半分以下にもかかわらず、歪率特性の差はわずかであり、十分な低歪率特性と言える。シングルアンプでも定電流負荷では低歪率特性が得られる。これは大きな収穫だ。

図34はラインアンプのゲイン周波数特性である。DAC入力からV-OUTまでの電圧ゲインの周波数特性である。ゲインVRがmax位置では、16.1dB、center位置では-0.3dBでいずれもフラットな特性だ。本ラインアンプは現代の低能率スピーカーにも対応するように、ゲインを高めを設定してある。ホーンスピーカーのように高能率システムの場合にはゲインVRを50kΩにして、ゲインを6dB低めにしたほうが使いやすいただろう。

図35はラインアンプの出力電圧



本機は実験用に電圧出力と電流出力の両方の端子を備えているが、実際に製作する場合は電流出力だけでよい

対歪率特性である。ゲインVRのmax位置とcenter位置での特性だが、いずれも出力電圧に反比例して歪率が低下する特性で、単純に出力電圧に対するノイズを測っているだけの特性である。つまり歪みは検出されないほど少ない特性である。

図36はヘッドフォンアンプのゲイン周波数特性である。負荷インピーダンスが70Ωのときの電圧ゲインの周波数特性である。電圧ゲインが-0.7dBの単純なバッファであることがわかる。

図37はヘッドフォンアンプの出力電力対歪率特性である。ヘッドフォンアンプはパワーアンプなので、出力は電圧ではなく電力で評価する。本機はわずか6.51mAの I_0 でも実用的な歪率特性になっている

る。もちろん I_0 を増やせば歪率は少なくなるが、音を聴く限りこれで十分である。バッテリードライブアンプでは、消費電流の少なさも大事な条件になる。

図38はマルチアンプ用IVCの出力電圧対歪率特性である。入りにシリーズ抵抗1.5kΩを接続して、ゲインが1の反転アンプとして動作させた特性で、実際の使用状態と同じ状態の特性になる。1kHzと10kHzの特性に差が出ているが、いずれも超低歪率特性だ。

本機の音

本方式の音はネットワークシステムとマルチアンプシステムの両方で評価する必要がある。いずれも音が出た瞬間から音楽に引き込まれ、聴き惚れてしまい、冷静に

音を判断するのが非常に難しい。それほどものすごい音楽表現力なのだ。

第一印象はすべての音がきわめて自然なことだ。しかも一音一音の实在感が強く、説得力の強い音が迫ってくる。芯の強い基音と音色の決め手になる倍音が鮮やかに展開する。楽音のコントラストや変化が浮き彫りになる。

とにかくすべての音が美しい。優しい音はもとより、どんなに激しい音でも芸術的な美しさに溢れており、不協和音でさえ心地良さを秘めている。

ソロの音はもちろんで、ハーモニーの音が厚く深く響き、音楽的充実感が実に大きい。ハイドンやシューベルトの弦楽四重奏では音が混じり合い、融合し合い、空間に溶け込んでくる。弦の軽やかさ、しなやかさは特別で、ピチカートのアタックと余韻もこのうえなく美しい。きわめて柔らかい音だが

芯が強く、アタックが強く、トレモロやビブラート、ピチカートの表情はいっそう豊かになった。

かすかなささやきから強い意志の音まで、表現力の幅がさらに広がり、プロコフィエフ「交響曲第4番」では曲想の変化と意外性がいっそうおもしろくなった。

不気味な音と晴れやかな音、ささやく音と激しく燃える音のコントラストがさらに強くなった。ダイナミックレンジがいっそう広がり、クレッシェンド、デクレッシェンドの差が拡大し、音楽が一回り大きくなる。

コントラファゴット、チューバ、コントラバス、ティンパニ、バスドラムの動きが実におもしろく、音楽の幅をいっそう広くする。これらが融合した瞬発力は圧巻だ。

パルス音に対するレスポンスも超高速になり、ショスタコーヴィチ「交響曲第15番」第1楽章では、次々に現れては消えるパーカッシ

ョンがスリル満点のメロディーを歌っている。ブラスの破裂音はダイレクトに切り込んでくる。

音色の変化が実に明快で、ストラヴィンスキー「春の祭典」では、冒頭の入替わり立ち替わり出現する木管とミュート付きトランペットのフレーズには、ゾクゾクするほど興奮する。空間構築力がさらに大きくなり、すべての音が三次元空間に現れる。

永年追求してきた電圧伝送では、これ以上の音を求めるのが困難なほどのところまできている。この音の延長上の音を目標にして、この音に追いつき追い越し、引き離そうと考へて、実行したのがよかったようだ。全再生系の電流伝送化を完結するには、マルチアンプシステムの電流伝送を構築しなければならない。

まだまだ茨の道は続きそうだが、完結する日は必ずくるだろう。