

管球式プリアンプ製作

Ayumi's Lab.

2002年12月5日

Updated 2003年12月16日

目次

1	コンセプト	1
2	イコライザー	2
3	ラインアンプ	4
4	電源	8
5	製作	9
6	測定	10
6.1	フォノイコライザー	10
6.2	ラインアンプ	12

1 コンセプト

2001年12月に衝動買いしてしまったオーディオ専科 Professor 4 を活用するためにプリアンプが必要になったが、市場には廉価なプリアンプがほとんどない状態であったため、始めはパッシブブリでよいかとも考えた。LPの再生を考えると、フォノイコライザーも必要だし、小型スピーカーを使用しているためトーンコントロールも付けたいということで、これらを単体製品でまかなうことも検討したが、いっそのこと、真空管で作ってしまえということになった。

現代の低インピーダンスにマッチした管球式プリアンプの製作例を探したが、手持ちの文献では長 真弓氏のものしか見つからなかったため、それをベースに構成を検討する。イコライザーは、S/N比を稼げるようNF型とする。トーンコントロールは特殊なボリュームを必要としないCR型とし、デフィートスイッチを付ける。Rec. outは、オフにすることができるようにし、ダビングも可能とする。また、ここに接続される機器の入力インピーダンスは、10k Ω 程度までを十分にドライブできるようにする。Line outには、主に管球式のメインアンプを接続する予定のため、47k Ω 程度をドライブできるようにする。

2 イコライザ

長氏は、最近 3 例の NF 型イコライザを発表している。「真空管アンプ製作自由自在」に 6267-12AU7 によるもの [2, p. 28] と、12AX7-1/2 12AU7 によるもの [2, p. 39] の 2 例、MJ 2002 年 6 月号のプリメインアンプの 12AX7-1/2 12AU7 によるもの [4] がある。ロシア製の 6267 の評判がよくないので、入手性にすぐれた 12AX7 を使うことにする。12AX7 はギターアンプには必須のデバイスなので、今後も十分な供給が見込めるだろう。

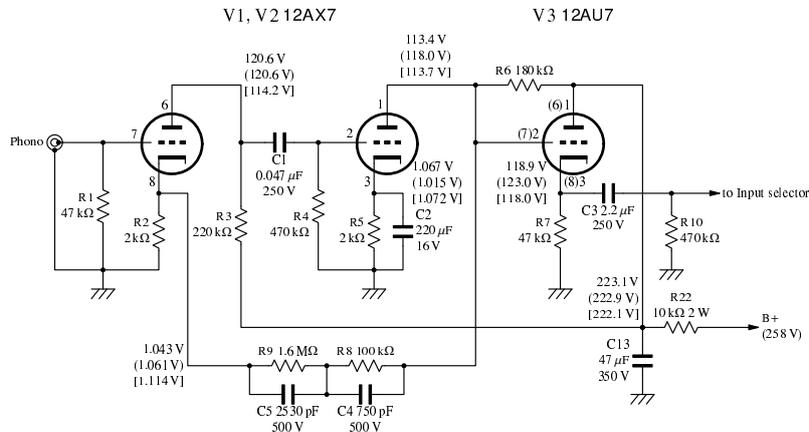


図 1: イコライザ回路図

図 1 にイコライザの回路図を示す。図中の電圧は、L ch. のもので、R ch. は丸カッコで、SPICE によるシミュレーションのものは、角カッコで囲んである。C5 は 2200 pF と 330 pF の並列とし、R9 には入手可能な値として 1.6 M Ω を選んだ。その他の定数は、一般に入手可能な値としている。C1 はデカップリングコンデンサの容量不足で超低域が不安定にならないように、小さ目の値を選んでいる。Marantz 7 などは、さらに小さな 0.015 μ F を使用している。

ゲインの目標を 36 dB (63 倍) とするため、V1a のカソード抵抗 R2 を低くし、低域の NFB が不足しないよう裸ゲインを稼ぐため、R6 を高めの 180 k Ω としているが、イコライザ素子のインピーダンスが低いため、思ったような効果が得られないかも知れない。

初段の動作点は、 $E_{p0} = 113$ V, $E_{g0} = -1.11$ V, $I_{p0} = 0.49$ mA で、三定数は、 $\mu = 97$, $r_p = 81$ k Ω , $g_m = 1200$ μ S であるから、ゲイン A_1 は、

$$A_1 = 97 \frac{150}{81 + (1 + 97) \times 2 + 150} \approx 34 \quad (1)$$

となる。図 2 にイコライザ初段のロードラインを示す。

2 段目の動作点は、 $E_{p0} = 113$ V, $E_{g0} = -1.07$ V, $I_{p0} = 0.54$ mA で、三定数は、 $\mu = 97$, $r_p = 78$ k Ω , $g_m = 1240$ μ S であり、1 kHz における交流負荷抵抗は (算出過程を省略するが) 73 - 41j k Ω であるので、ゲイン A_2 は、

$$A_2 = 97 \frac{73 - 41j}{78 + 73 - 41j} \approx 50.3 - 12.7j \quad (2)$$

となる。図 3 にイコライザ 2 段目のロードラインを示す。実際の交流負荷は容量性を含むので、ロードラインは楕円になる。

これより、オープンゲイン A は

$$A = A_1 A_2 = 34 \cdot (50.3 - 12.7j) \approx 1710 - 432j \quad (3)$$

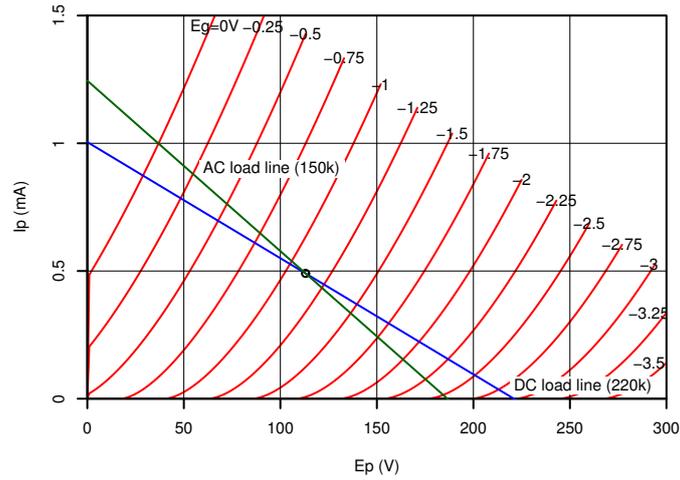


図 2: イコライザー初段のロードライン

1 kHz における帰還率 β は ,

$$\beta = \frac{2}{2 + 84.3 - 101j} = 0.00978 + 0.01145j \quad (4)$$

より , クローズドループゲイン A_f は ,

$$A_f = \left| \frac{A}{1 + A\beta} \right| = |42.9 - 48.1j| = 64.4 \quad (5)$$

となる .

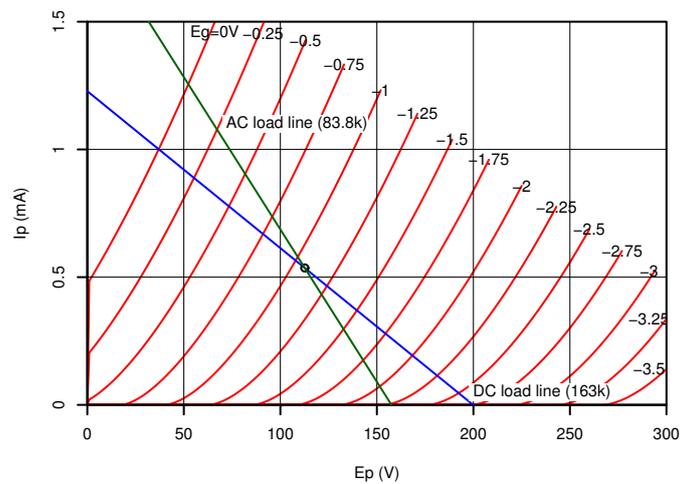


図 3: イコライザー 2 段目のロードライン

カソードフォロワ段の動作点は , $E_{p0} = 104.1\text{V}$, $E_{g0} = -4.26\text{V}$, $I_{p0} = 2.51\text{mA}$ で , 三定数は , $\mu = 16.7$, $r_p = 12.5\text{k}\Omega$, $g_m = 1340\mu\text{S}$ であり , イコライザーの負荷抵抗を $47\text{k}\Omega$ とすると , 交流負

荷抵抗は 22.4 kΩ であるので，ゲイン A は，

$$A = 16.7 \frac{22.4}{(1 + 16.7)22.4 + 12.5} = 0.915 \quad (6)$$

出力インピーダンスは，

$$Z_o = \frac{12.5}{1 + 16.7} // 47 // 470 = 0.695 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad (7)$$

となる．図 4 にカソードフォロワのロードラインを示す．

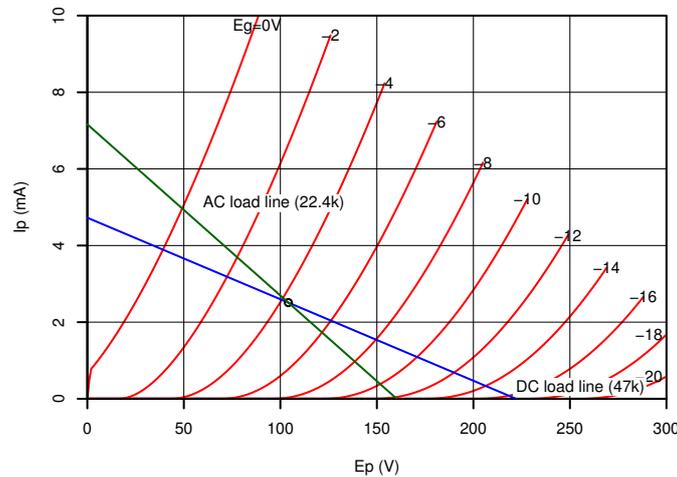


図 4: カソードフォロワのロードライン

図 5 はシミュレーションによるイコライザの周波数特性であり，図 6 は RIAA 偏差である．ゲインは， $R_L = 47 \text{ k}\Omega$ 時に 58.4 倍 (35.3 dB)， $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 時に 55.4 倍 (34.9 dB) で，目標の 36 dB をわずかに下回った． C_3 に $2.2 \mu\text{F}$ という大きな値を使用したことにより， $10 \text{ k}\Omega$ という重い負荷を与えても，20 Hz で -0.5 dB の偏差に収まることが期待される．

図 7 は，デカップリングコンデンサから電源を供給した場合の RIAA 偏差である．超低域の電源インピーダンスが高くなったことにより位相が進み，正帰還がかかりはじめていることがわかる．これ以上 C_1 を増やすと，超低域にピークを生じてしまう．

3 ラインアンプ

長氏のプリメイン [4] では，CR 型のトーンコントロールを採用している．CR 型では，一般に挿入損失が 20 dB ほどあるので，ラインアンプのゲインを 20 dB とすると，トータルで 40 dB のゲインが必要である．

当初，CR 型トーンコントロールの前後に 12AU7 による SRPP 回路を持つつもりであったが，球数が増える割には出力インピーダンスがそれほど低くならない (数 kΩ 程度) こと，周波数特性がなかなか素直にならないこと，デフィートするよい方法がないことなどから，検討の対象を NF 型に切り替えた．

オリジナルの Bax 型は，高音用に中点タップ付きの VR が必要である．[1] によれば，中点タップ付きの VR を使わなくても，3 番端子 (ブースト側) を高抵抗でアースしてグリッドの浮きを押さえればよいとのことである．それならばいっそうのこと LUX 型にすれば，CR が減るし，デフィー

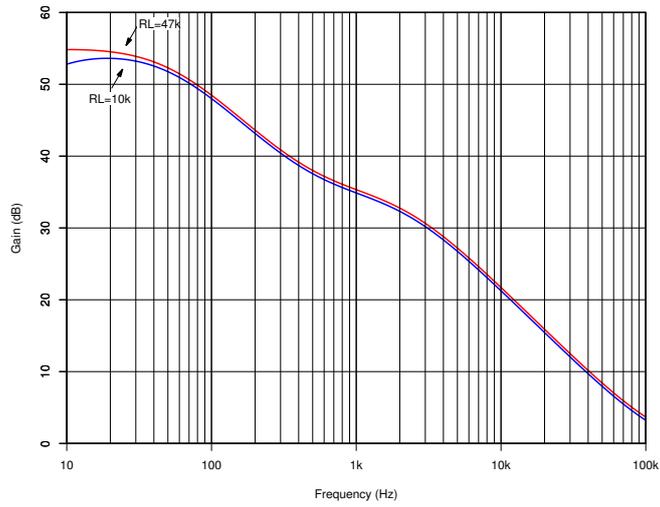


図 5: イコライザーの周波数特性 (シミュレーション)

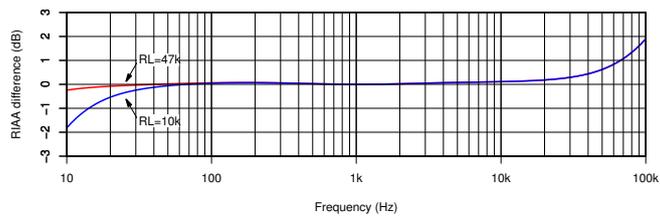


図 6: イコライザーの RIAA 偏差 (シミュレーション)

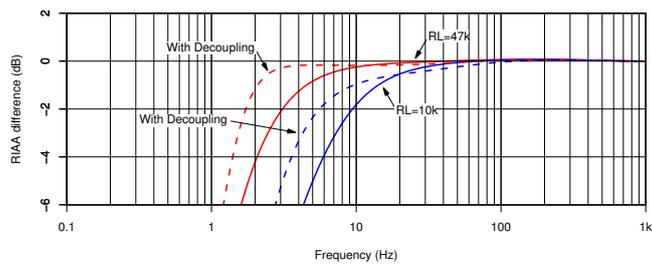


図 7: イコライザーの RIAA 偏差 (シミュレーション, デカップリングあり)

ト用のスイッチが簡単になるのでは、ということで、手持ちの資料を探したが、[3]の12AX7のところ参考回路が出ていたのみである。Web上では、べるけさんのLUX SQ38FDの解析のページ(<http://home.highway.ne.jp/teddy/tubes/ana/ana2.htm>)に回路図が載っている。これらを参考にして、低域の可変範囲を多少狭め、高域が上昇しっぱなしにならないように制限を加えてみた。

NF型の場合、高 g_m 高 μ 管を使えば、出力インピーダンスを1k Ω 以下にできる。負帰還がかかっており、インピーダンスが低いから、クロストークの心配もそれほどないことから、12AT7を左右共通で使うことにする。

前段は、SRPPも検討したが、出力インピーダンスを低くするため、12AU7による電流帰還+カソードフォロワで行くことにした。ここに2段アンプ+負帰還を使うとラインアンプ全体では位相が反転するし、大掛かりになりすぎるため、採用を見送った。ゲインはあまり大きくなり過ぎないように6倍程度とした。

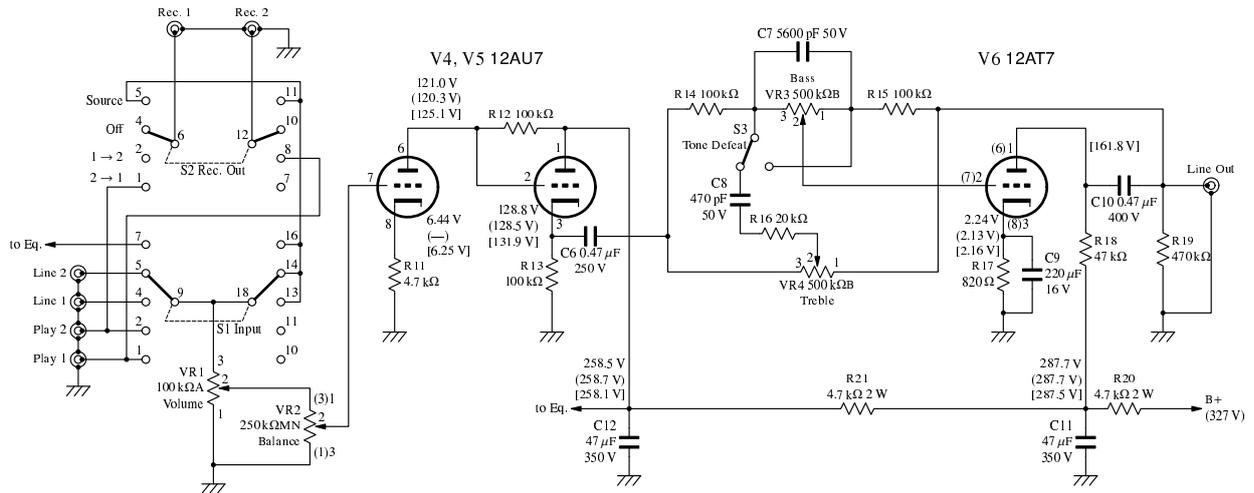


図 8: ラインアンプ回路図

フラットアンプの初段の動作点は、 $E_{p0} = 118.9\text{V}$ 、 $E_{g0} = -6.24\text{V}$ 、 $I_{p0} = 1.33\text{mA}$ で、三定数は、 $\mu = 15.5$ 、 $r_p = 17.6\text{k}\Omega$ 、 $g_m = 880\mu\text{S}$ で、負荷抵抗は100k Ω であるので、ゲインAは、

$$A = 15.5 \frac{100}{17.6 + (1 + 15.5)4.7 + 100} = 7.93 \quad (8)$$

となる。図9にフラットアンプ初段のロードラインを示す。

カソードフォロワの動作点は、 $E_{p0} = 126.2\text{V}$ 、 $E_{g0} = -6.74\text{V}$ 、 $I_{p0} = 1.32\text{mA}$ で、三定数は、 $\mu = 15.4$ 、 $r_p = 17.9\text{k}\Omega$ 、 $g_m = 860\mu\text{S}$ で、負荷抵抗は100k Ω であるので、ゲインAは、

$$A = 15.4 \frac{100}{(1 + 15.4)100 + 17.9} = 0.929 \quad (9)$$

出力インピーダンスは、

$$Z_o = \frac{17.9}{1 + 15.4} // 100 = 1.08[\text{k}\Omega] \quad (10)$$

となる。図10にカソードフォロワのロードラインを示す。また、図11にシミュレーションによるフラットアンプの周波数特性を示す。

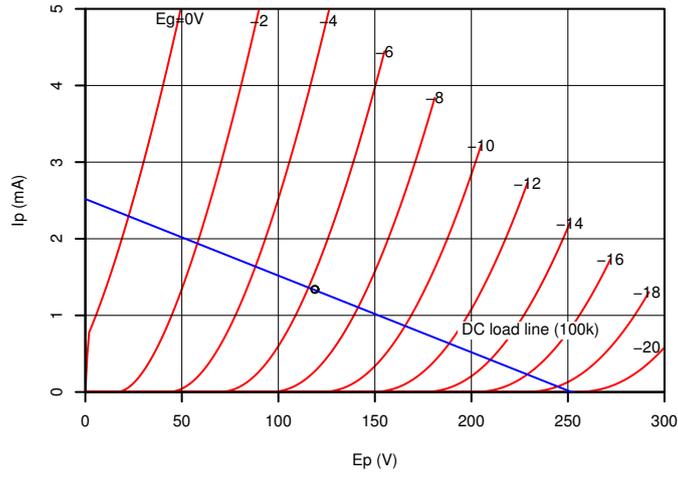


図 9: フラットアンプ初段のロードライン

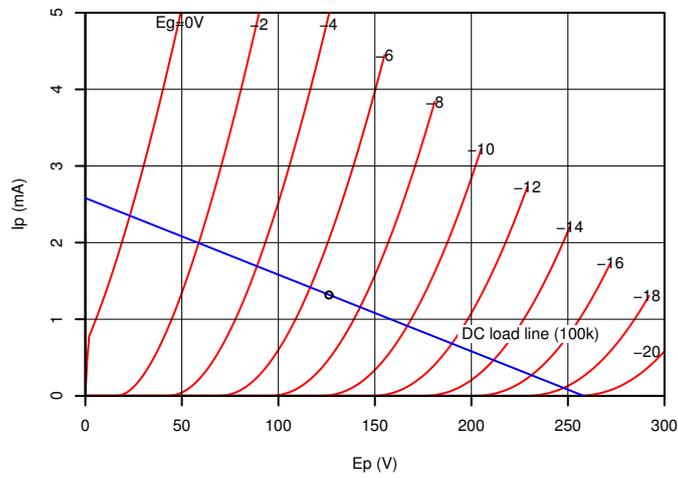


図 10: カソードフォロワのロードライン

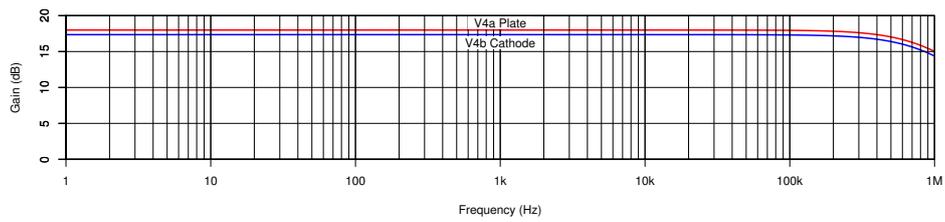


図 11: フラットアンプの周波数特性 (シミュレーション)

トーンコントロールの動作点は、 $E_{p0} = 159.7\text{V}$, $E_{g0} = -2.16\text{V}$, $I_{p0} = 2.63\text{mA}$ で、三定数は、 $\mu = 55.9$, $r_p = 19.4\text{k}\Omega$, $g_m = 2890\mu\text{S}$ で、交流負荷抵抗は（プリアンプの負荷が $47\text{k}\Omega$ のとき） $22.4\text{k}\Omega$ であるので、オープンゲイン A は、

$$A = 55.9 \frac{22.4}{19.4 + 22.4} \approx 30 \quad (11)$$

となる．図 12 にトーンコントロールのロードラインを示す．

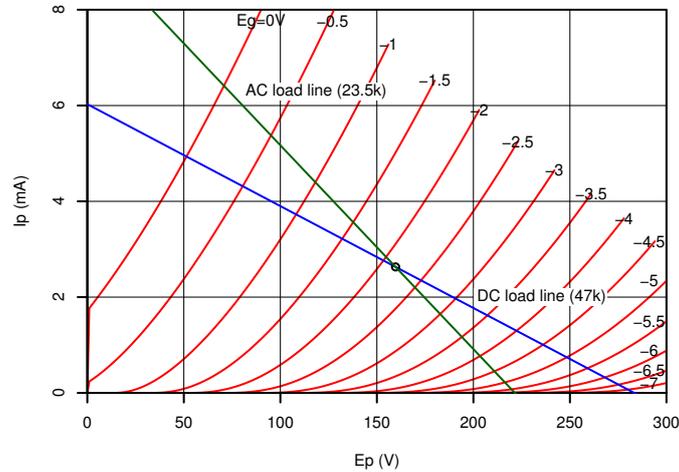


図 12: トーンコントロールのロードライン

図 13 にシミュレーションによるトーンコントロールの周波数特性を示す．ゲインは、出力開放で 0.904 倍 (-0.875dB) である．

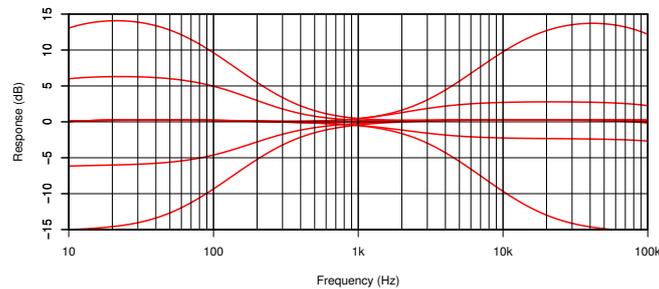


図 13: トーンコントロールの周波数特性 (シミュレーション)

4 電源

電源投入時にアンプ部に急激に電圧が掛からないようにするため、B 電源は $6X4$ による両波整流とした．リップルが十分小さくなるよう、チョークコイルによるフィルターを入れ、その後は、クロストーク対策のため、左右別々のデカップリングを施す．

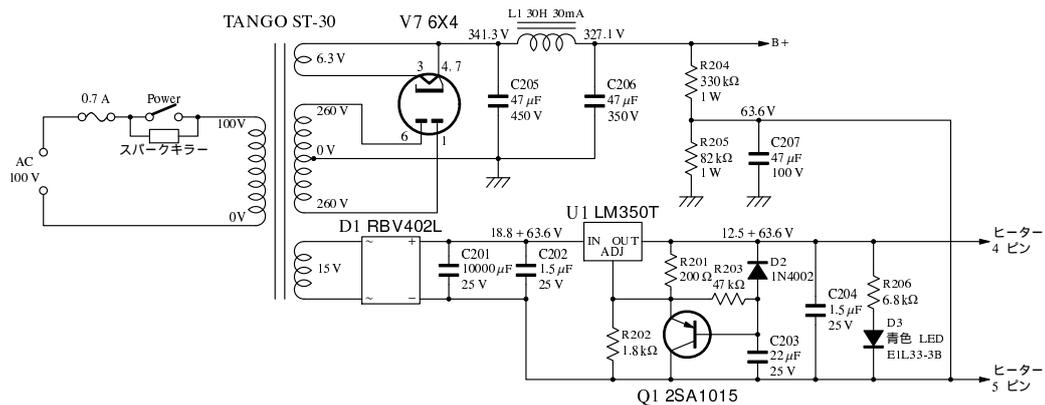


図 14: 電源部回路図

ヒーター電源は、LM350T (LM317T でも可) を使ったスロースタート型の定電圧電源とした。この定数で、電源投入時であっても定格の 1.2 倍程度の電流しか流れない。これで、一部メーカーの真空管に見られるヒーターが一瞬ピカッと光るのを防げるだろう。カソードフォロワーがあることから、60V 程度のヒーターバイアスを掛けている。カソードフォロワーに使用している 12AU7 の定格では、200V の耐圧があるため、ヒーターバイアスは必ずしも必要ではないが、初段のヒーターエミッションを防ぐためもあり採用している。

図 15 にシミュレーションによる電源投入時のヒーター電圧上昇特性と、スロースタート回路の有無によるヒーター電流の違いを示す。ヒーターのモデルとしては、Duncan's Amp Pages (<http://www.duncanamps.com/>) の 12AX7 のものを 12.6V に修正して使っている。スロースタート回路がない場合は、電源投入時に 1A を超える電流が流れるが、スロースタート回路により、電源投入時からほぼ一定の電流に抑えることができる。

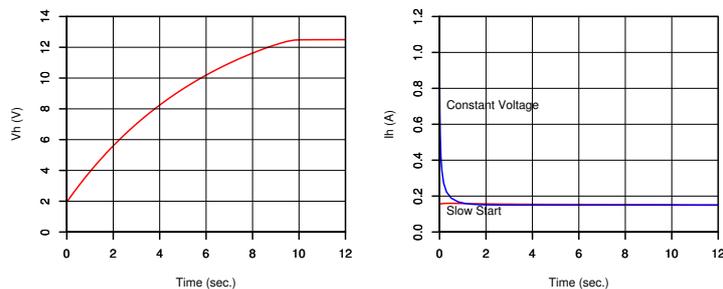


図 15: ヒーターの電圧と電流 (シミュレーション)

5 製作

ケースはタカチの FU88-320 にしたが、ケースの内部有効高が 80mm しかないため、真空管は横向きにマウントすることになる。

ツマミは、秋葉原で購入してもかなり高額なため、三栄無線 (<http://www2.ocn.ne.jp/~san-ei/>) の通版を利用した。送料の差額を切手で返してくれたり、たいへん好感の持てる会社である。

プリアンプは外観も大切であるが、市販の白色のインスタントレタリングは字体に限りがあり、これまでも苦労してきた。また、プリアンプは文字数が多く、文字の配置に気を遣うので、クロマテックを作成してもらったことにした。

原稿はPCで作成するが、今回は字体として Optima を使用したかったため、Linotype 社製のフォントを MyFonts.com (<http://www.myfonts.com/>) からオンラインで購入した。即座に手に入るが、1種類 \$21 とそれなりの価格である。1回しか使用しないと思うと、かなり割高に感じる(その後、会社で購入したプリンタには Optima が入っていたことが判明)。

クロマテックの作成は、(有) エイドクラフト (<http://www3.ocn.ne.jp/~aidcraft/>) にお願した。中 2 日ほどで、送料着払いで届いた。200mm×150mm の B サイズで、3,300 円だった。Web サイトには詳しい記述がないが、この価格に D3 加工(文字だけに接着剤が付く)も含まれているので、市販のインスタントレタリングとまったく同じ仕上がりになる。

イコライザーの抵抗は DALE の金属被膜抵抗 1/2 W を、ラインアンプには Philips の金属被膜抵抗 1/2 W を使用した。イコライザー初段の負荷抵抗や消費電力が大きいところには、1 W の金属被膜抵抗を用いている。カソードバイパスコンデンサには、ニチコンの Muse を使用した。

真空管は、手持ちの関係で、V3 と V7 に Philips EGC の物を使用した。それ以外はすべて東芝製である。

6 測定

各部の電圧は、回路図に記したとおりで、シミュレーションによる値とは、ほぼ 5% 以内の差となっている。なお、測定時の電灯線電圧は 102.2 V であり、シミュレーションは、その時の B 電圧に合わせてある。

6.1 フォノイコライザー

図 16 はイコライザーの周波数特性である。赤い線は L ch.、青い線は R ch. である。実線は 10 k Ω を負荷とした場合で、破線はオーディオアナライザー ($Z_{in} = 100 \text{ k}\Omega$) のみを負荷とした場合である。測定は、1 kHz の出力が 0.1 V となるような入力 (1.89 mV) を全周波数に与えて行なった。負荷が重いと、全体のゲインが下がり、さらに 50 Hz 以下の低域のゲインが下がるが、半導体機器を接続しても実用上問題はないと思われるレベルである。1 kHz のゲインは 10 k Ω 負荷時 52.4 倍 (34.4 dB)、100 k Ω 負荷時 55.6 倍 (34.9 dB) であった。

RIAA 偏差 (図 17) は、100 k Ω 負荷時、20 Hz から 20 kHz の範囲で ± 0.5 dB 以内に収まっている。

図 18 はイコライザーのクロストーク特性である。赤い線は左 → 右、青い線は右 → 左である。測定は、出力が 5 V 一定となる入力を加えて行なった。低域ではクロストークが十分に抑えられているが、高域では悪化している。ストレー容量によるものと思われる。いずれにしても、可聴帯域では -70 dB 以下なのでまったく問題ない。

図 19 はイコライザーの入出力・歪率特性である。定格出力時、10 k Ω 負荷時で 0.05% 程度と予想され、十分な値といえる。100 k Ω 負荷時には、さらに 1/10 になると見込まれる。100 k Ω 負荷時は、最大出力も伸びているので、歪みはカソードフォロワー段によるものと推測される。

図 20 はイコライザーの出力インピーダンス特性である。カソードフォロワーのおかげで、700 Ω から 800 Ω の範囲になっている。低域の上昇は、出力のカップリングコンデンサによるものと思われる。

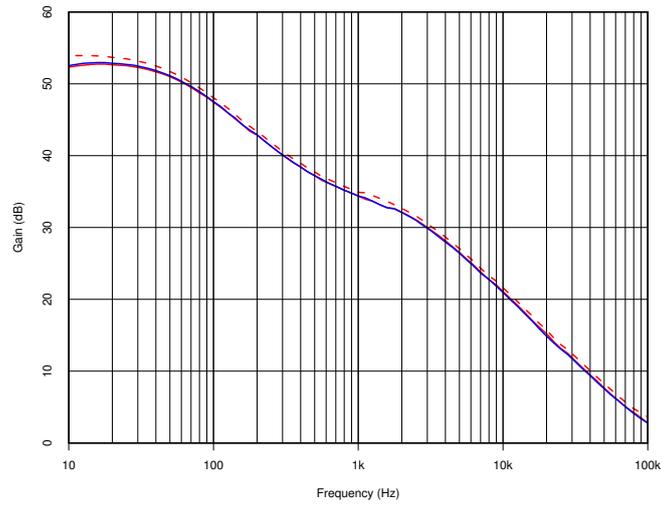


図 16: イコライザーの周波数特性

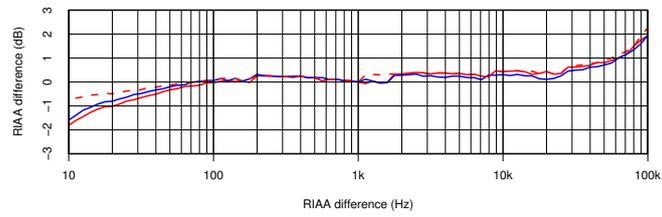


図 17: イコライザーの RIAA 偏差

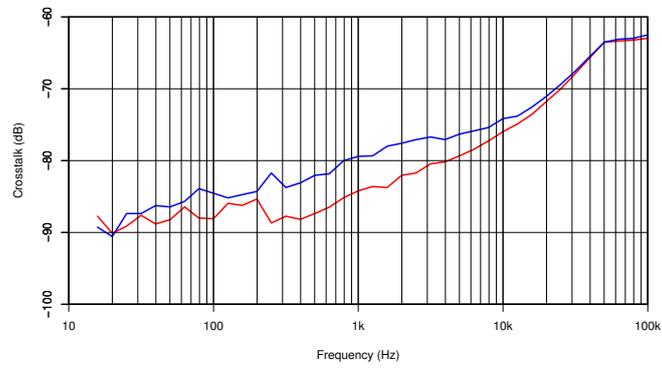


図 18: イコライザーのクロストーク特性

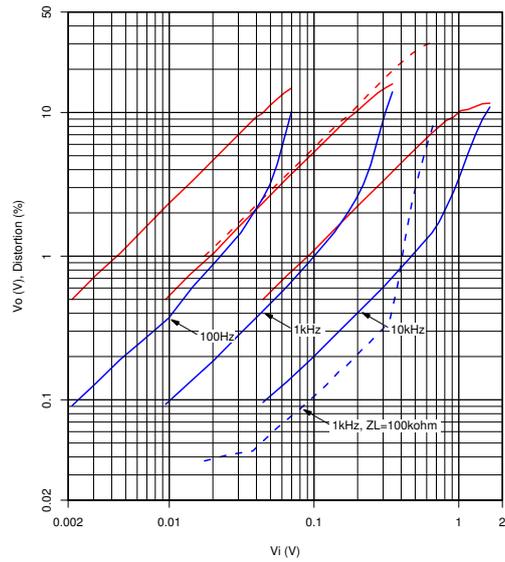


図 19: イコライザーの入出力・歪率特性

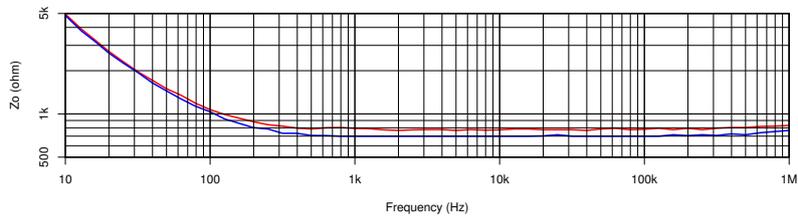


図 20: イコライザーの出カインピーダンス

6.2 ラインアンプ

図 21は、Tone defeat 時のラインアンプの周波数特性である。測定は、出力 1 V で行なった。帯域幅は 6.3 Hz ~ 140 kHz である。オレンジ色の線は、ボリュームを半分にした時の特性であるが、それほど高域が落ちていないことがわかる。

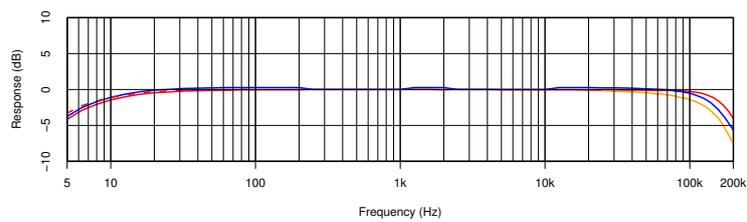


図 21: ラインアンプの周波数特性 (Tone defeat)

図 22はイコライザークロストーク特性である。赤い線は左→右、青い線は右→左である。測定は、出力が5V一定となる入力を加えて行なった。周波数と共にクロストークが直線的に増えている。トーンコントロール周りの配線に問題があるのだろうか。

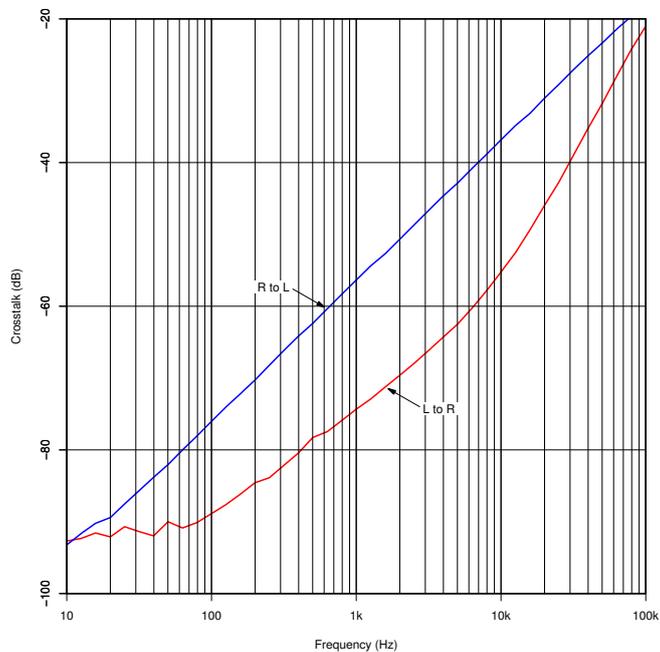


図 22: ラインアンプのクロストーク特性

図 23は、ラインアンプの入出力・歪率特性である。1 kHz のゲインは 10 k Ω 負荷時 5.5 倍 (14.8 dB) , 100 k Ω 負荷時 5.88 倍 (15.4 dB) であった。R ch. は L ch. より 0.1 dB ほどゲインが高かった。

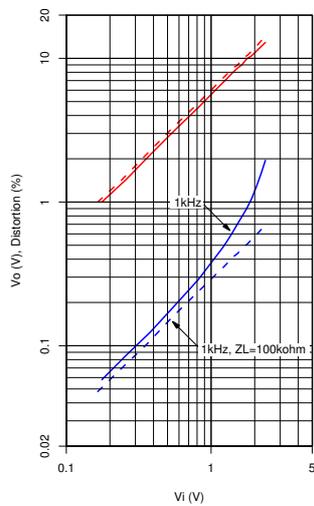


図 23: ラインアンプの入出力・歪率特性

図 24はラインアンプの出カインピーダンス特性である。Lux 型トーンコントロールの強力な NFB

のおかげで、870Ω程度になっている。

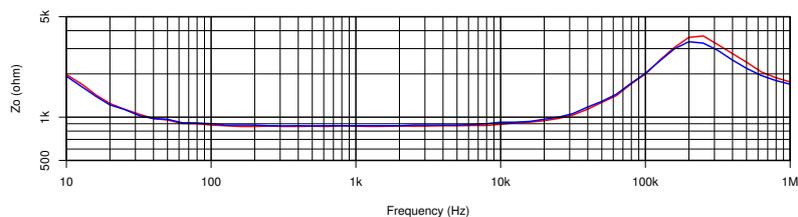


図 24: ラインアンプの出カインピーダンス

図 25は、トーンコントロールの周波数特性である。最大可変範囲は±13 dB で、ほぼ予定通りの可変範囲であった。

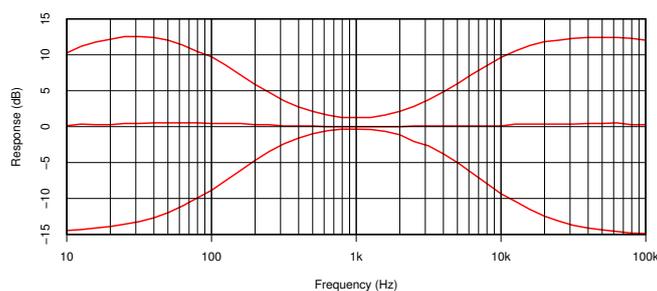


図 25: トーンコントロールの周波数特性

残留雑音はホワイトノイズのみで、ハムは認められなかった。

	L ch.	R ch.
イコライザー 残留雑音 (補正なし)	0.20 mV	0.28 mV
イコライザー 残留雑音 (A 補正)	0.032 mV	0.035 mV
ラインアンプ 残留雑音 (補正なし)	0.12 mV	0.14 mV
ラインアンプ 残留雑音 (A 補正)	0.020 mV	0.018 mV

定格出力をイコライザー 200 mV、ラインアンプ 1 V とすると、補正ありの S/N 比は、それぞれ 75 dB, 94 dB となる。

参考文献

- [1] 加銅鉄平, 長真弓, 森川忠勇監修. 真空管オーディオハンドブック. 誠文堂新光社, 2000.
- [2] 長真弓. 真空管アンプ製作自由自在. 誠文堂新光社, 2000.
- [3] 初歩のラジオ編集部 (編). 実用真空管ハンドブック. 誠文堂新光社, 復刻版, 1999.
- [4] 無線と実験編集部 (編). MJ 無線と実験. 誠文堂新光社, June 2002.