

# 13DE7 ミニウィリアムソン型アンプの製作

Ayumi's Lab.

2004 年 7 月 9 日

Revised 2004 年 9 月 23 日

## 目次

1	はじめに	1
2	真空管の選定	2
3	出力トランスの選定と特性の測定	2
4	設計	3
4.1	出力段の設計	4
4.2	ドライバの設計	4
4.3	位相反転段の設計	6
4.4	初段の設計	6
4.5	低域時定数	6
4.6	高域時定数	7
5	製作	8
6	測定	9
6.1	無帰還時の特性	9
6.2	位相補償その 1	11
6.3	位相補償その 2	14
6.4	帰還後の特性	16

## 1 はじめに

ウィリアムソンアンプは、D. T. N. Williamson 氏が Wireless World 誌上で 1947 年 4-5 月および 1949 年 8 月に発表したものです。浅野 勇氏が好んで使用した回路で、私は氏の 3C33 ステレオアンプのデザインをいたく気に入っていたので、製作すべく球などを収集しておりました。

そうこうしているうちに、何やら UMETECH さんの掲示板でウィリアムソンアンプの話題が上がっているのを見つけ、UMETECH さん、ARITO さんがミニアンプを作成しようとしており、この程度の規模であればウィリアムソンの試作としては手頃かなと思い、今回 13DE7 を出力管として試作することにしました。

オリジナルのウィリアムソンアンプの回路は、図 1のとおりです。特徴としては、

- 20 dB におよぶグローバル NFB を使用
- 負帰還を安定して掛けるため、高インダクタンスの OPT を使用
- 全段低  $r_p$  の三極管を使用して、高域特性を良くしている
- 十分なゲインを稼ぐため、P-K 分割段の後にドライバを入れている

といったところでしょうか。

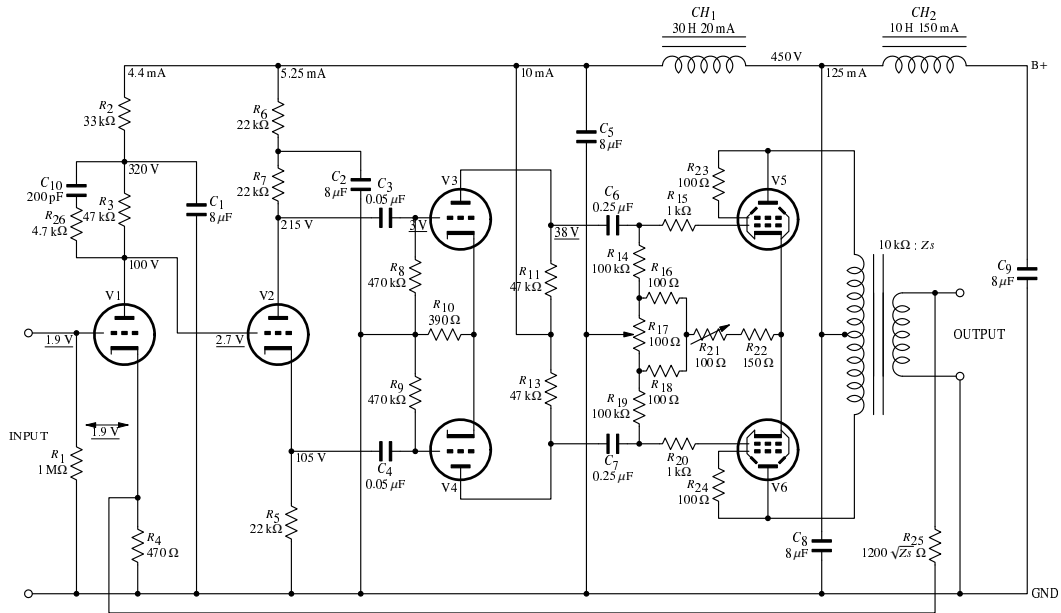


図 1: ウィリアムソンアンプの回路

## 2 真空管の選定

オリジナルは、チャンネルあたり 6 本もの真空管を使用していますが、できるだけ小型化するため、複合管を使い、チャンネルあたり 3 本でまとめることにします。

出力管としては、TV の垂直偏向用の複合管が安価なため、2 ユニットとも低  $\mu$  タイプの 6DE7 を選びました。中でも 13DE7 は、ヒーター電圧が中途半端なため特に安価のようです。規格が 13V なので、6.3V  $\times$  2 で十分点火できるはずです。

初段と位相反転段には、12AU7 または 5814 を使用します。

## 3 出力トランスの選定と特性の測定

今回の試作アンプは、使用場所の都合により小型にまとめあげる必要があります。こうなると、出力トランスの選択肢はとて狭くなります。負帰還量が多いため、高域特性が素直な出力トラ

ンスが必要で、また低域のスタガー比を稼ぐために、1次インダクタンスが相当大きなものが必要です。

残念ながら、小型のOPTでこの両者の条件を満たすものは見つかりません。1次インダクタンスの大きさに目をつぶって、ISO TANGO FE-10-8を使用することにしました。

図2に、FE-10-8の実測の周波数特性を示します。赤色の線は、 $r_p = 8\text{k}\Omega$ で駆動した場合、青色の線は、 $r_p = 2.44\text{k}\Omega$  (6DE7の内部抵抗)で駆動した場合です。実線は実測の特性で、破線はSPICEによるシミュレーション結果です。

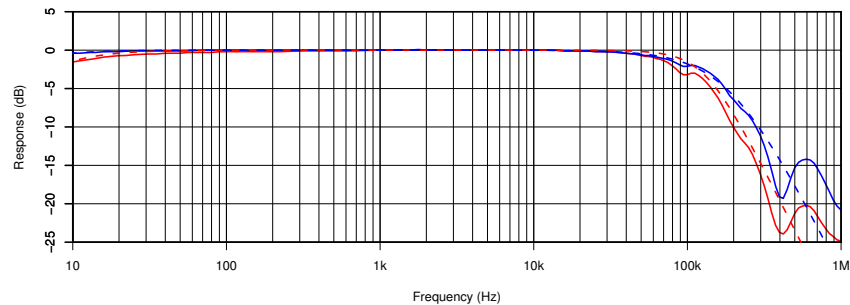


図2: 出力トランス FE-10-8 の周波数特性

SPICE のモデルは、次のようになりました。

FE-10-8.cir

```

1 *
2 *   TANGO FE-10-8
3 *
4 .SUBCKT FE-10-8 P1 B1 B2 P2 S16 S0
5 *   1次インダクタンス (p-p 8kohm *)
6 L11 P1 12 25.28
7 L12 13 P2 25.28
8 *   1次巻線抵抗
9 *R11 12 B1 157.5
10 *R12 B2 13 135.1
11 R11 12 B1 146.3
12 R12 B2 13 146.3
13 *   1次巻線浮遊容量
14 C11 P1 B1 538p
15 C12 P2 B2 538p
16 *   鉄損
17 RI1 P1 12 125k
18 RI2 P2 13 125k
19 *   2次インダクタンス (16ohm)
20 L2 S16 16 0.2182538
21 *   2次巻線抵抗
22 R13 S0 16 0.92
23 *   結合係数
24 K1 L11 L2 0.9998885
25 K2 L12 L2 0.9998885
26 K3 L11 L12 0.999779
27 .ENDS

```

## 4 設計

13DE7 ミニウィリアムソン型アンプの全回路図を図3に示します。

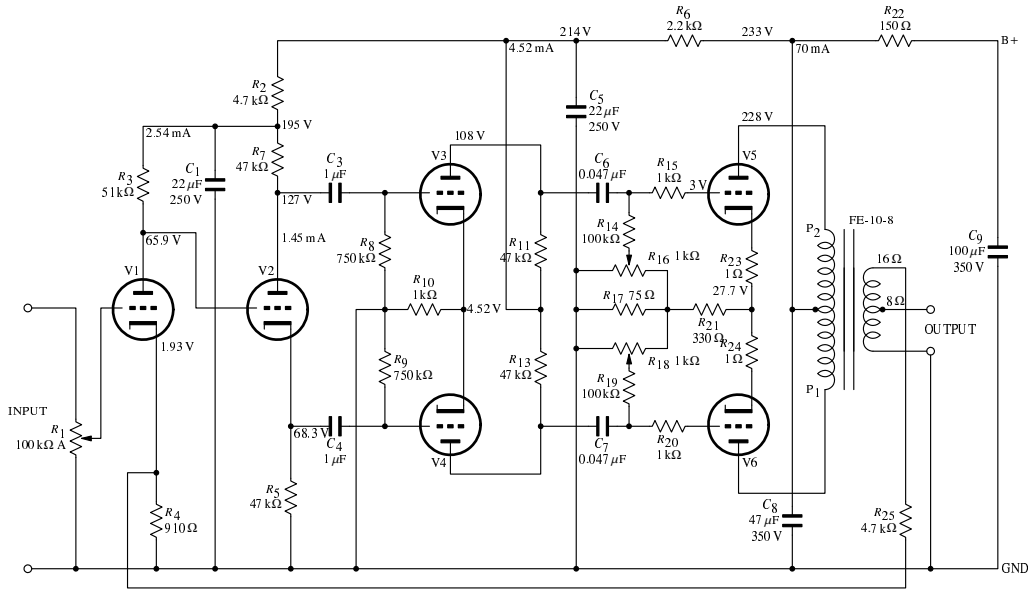


図 3: 13DE7 ミニウィリアムソン型アンプの回路

オリジナルのウィリアムソン・アンプでは、各段にデカップリングが施されていますが、今回のミニアンプでは、部品点数を減らすため、初段と位相反転段に同じ信号電流が流れるようにし、デカップリングを共通にしています。

$R_{17}$  は 75  $\Omega$  にしましたが、入手した 13DE7 は、平均特性よりも電流が流れやすいタマが多かったため、100  $\Omega$  程度にしたほうがよいようです。

#### 4.1 出力段の設計

$$E_{p0} = 200 \text{ V}, I_{p0} = 35 \text{ mA}, E_{g0} = -24.6 \text{ V}, \mu = 6.20, r_p = 1220 \Omega, g_m = 5080 \text{ mS}, R_L = 4 \text{ k}\Omega,$$

$$A_4 = -\mu \frac{R_L}{r_p + R_L} = -6.20 \frac{4}{1.22 + 4} = -4.75 \quad (1)$$

$$Z_{o4} = r_p // R_L = 1.22 // 4 = 0.935 \text{ [k}\Omega] \quad (2)$$

#### 4.2 ドライバの設計

$$E_{p0} = 103.3 \text{ V}, I_{p0} = 2.26 \text{ mA}, E_{g0} = -4.52 \text{ V}, \mu = 17.8, r_p = 11.5 \text{ k}\Omega, g_m = 1550 \text{ mS}, R_L = 47 // 100 = 32 \text{ k}\Omega,$$

$$A_3 = -\mu \frac{R_L}{r_p + R_L} = -17.8 \frac{32}{11.5 + 32} = -13.1 \quad (3)$$

$$Z_{o3} = r_p // R_L = 11.5 // 32 = 8.47 \text{ [k}\Omega] \quad (4)$$

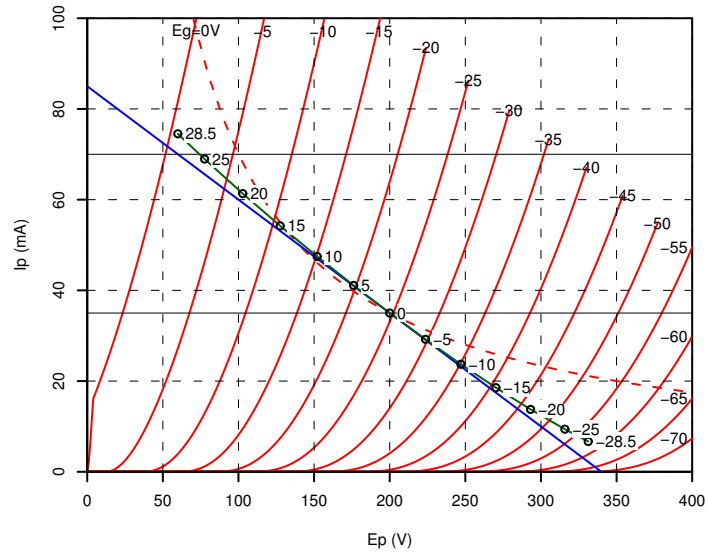


図 4: 出力段の動作点とロードライン

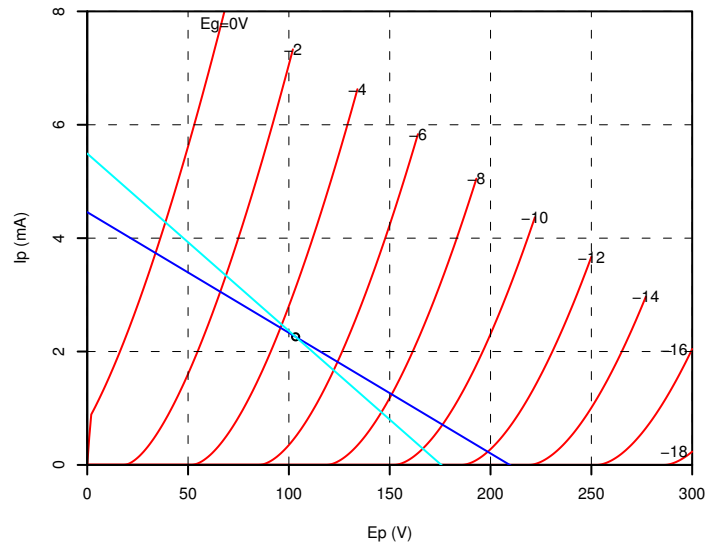


図 5: ドライバの動作点とロードライン

### 4.3 位相反転段の設計

$E_{p0} = 58.6\text{V}$ ,  $I_{p0} = 1.45\text{mA}$ ,  $E_{g0} = -2.40\text{V}$ ,  $\mu = 17.3$ ,  $r_p = 14.4\text{k}\Omega$ ,  $g_m = 1200\text{mS}$ ,  $R_L = 47//750 = 44.2\text{k}\Omega$ ,

$$A_2 = \mu \frac{R_L}{r_p + (2 + \mu)R_L} = -17.3 \frac{44.2}{14.4 + (2 + 17.3)44.2} = 0.882 \quad (5)$$

$$Z_{o2} = \frac{r_p R_L}{r_p + (2 + \mu)R_L} = \frac{14.4 \times 44.2}{14.4 + (2 + 17.3)44.2} = 0.732 [\text{k}\Omega] \quad (6)$$

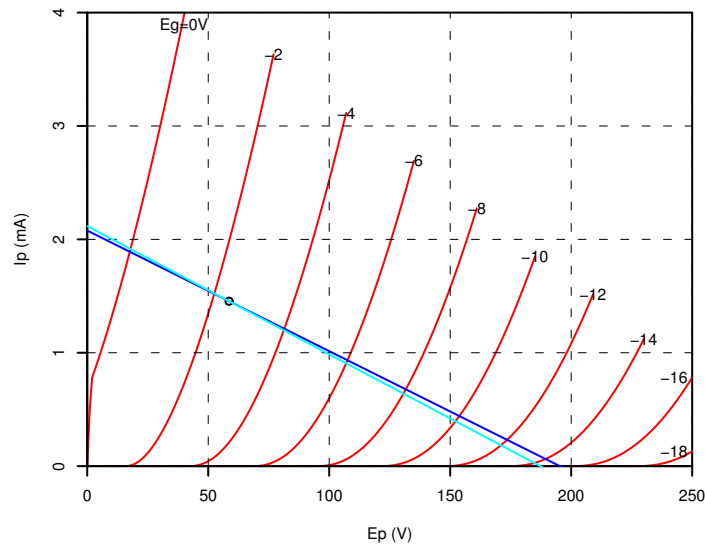


図 6: 位相反転段の動作点とロードライン

### 4.4 初段の設計

$E_{p0} = 64.0\text{V}$ ,  $I_{p0} = 2.54\text{mA}$ ,  $E_{g0} = -1.93\text{V}$ ,  $\mu = 18.5$ ,  $r_p = 11.5\text{k}\Omega$ ,  $g_m = 1610\text{mS}$ ,  $R_L = 51\text{k}\Omega$ ,  $R_k = 910//4700 = 762\Omega$ ,

$$A_1 = -\mu \frac{R_L}{r_p + (1 + \mu)R_k + R_L} = -18.5 \frac{51}{11.5 + (1 + 18.5)0.762 + 51} = -12.2 \quad (7)$$

$$Z_{o1} = \{r_p + (1 + \mu)R_k\} // R_L = \{11.5 + (1 + 18.5)0.762\} // 51 = 17.4 [\text{k}\Omega] \quad (8)$$

### 4.5 低域時定数

$$T_{l1} = C_3(Z_{o2} + R_8) = 1 \times 10^{-6}(732 + 750 \times 10^3) = 0.75 [\text{s}] \quad (9)$$

$$f_{l1} = \frac{1}{2\pi T_{l1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.75} = 0.21 [\text{Hz}] \quad (10)$$

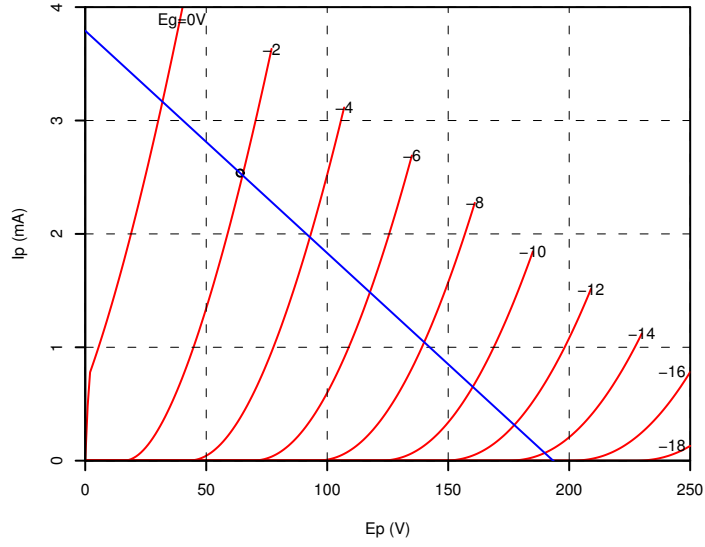


図 7: 初段の動作点とロードライン

$$T_{l2} = C_6(Z_{o3} + R_{l4}) = 0.047 \times 10^{-6}(8.47 \times 10^3 + 100 \times 10^3) = 0.0051 \text{ [s]} \quad (11)$$

$$f_{l2} = \frac{1}{2\pi T_{l2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.0051} = 31.2 \text{ [Hz]} \quad (12)$$

$$T_{lt} = \frac{L_p}{Z_p // r'_p} = \frac{80 \sim 220}{8000 // 2440} = 0.0428 \sim 0.118 \text{ [s]} \quad (13)$$

$$f_{lt} = \frac{1}{2\pi T_{lt}} = 1.353 \sim 3.719 \text{ [Hz]} \quad (14)$$

#### 4.6 高域時定数

$$\begin{aligned} T_{h1} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_1}\right)C_{gp1} + C_{o1} + (1 + A_2)C_{gp2} + (1 - A_2)C_{i2} \right\} Z_{o1} \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{12.2}\right)1.5 + 0.37 + (1 + 0.882)1.5 + (1 - 0.882)1.8 \right\} \times 10^{-12} \times 17400 \\ &= 0.0875 \text{ [\mu s]} \end{aligned} \quad (15)$$

$$f_{h1} = \frac{1}{2\pi T_{h1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 8.75 \times 10^{-8}} = 1.82 \text{ [MHz]} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} T_{h2} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_2}\right)C_{gp2} + C_{o2} + C_{i3} + (1 + A_3)C_{gp3} \right\} (Z_{o2} // R_8) \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{0.882}\right)1.5 + 0.37 + 2.2 + (1 + 13.1)4 \right\} \times 10^{-12} \times (732 // 750 \times 10^3) \\ &= 0.0455 \text{ [\mu s]} \end{aligned} \quad (17)$$

$$f_{h2} = \frac{1}{2\pi T_{h2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 4.55 \times 10^{-8}} = 3.5 \text{ [MHz]} \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
T_{h3} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_3}\right) C_{gp3} + C_{o3} + C_{i4} + (1 + A_4) C_{gp4} \right\} (Z_{o3} // R_{14}) \\
&= \left\{ \left(1 + \frac{1}{13.1}\right) 4 + 0.52 + 5.5 + (1 + 4.75) 8.5 \right\} \times 10^{-12} \times (8470 // 100 \times 10^3) \\
&= 0.462 [\mu\text{s}]
\end{aligned} \tag{19}$$

$$f_{h3} = \frac{1}{2\pi T_{h3}} = \frac{1}{2\pi \times 0.462 \times 10^{-6}} = 344 [\text{kHz}] \tag{20}$$

ここでは，計算を簡単にするため，出力トランスの高域時定数を，浮遊容量  $C_s$  によるものと，漏れインダクタンス  $L_l$  によるものに分解して計算していますが，正式には，2 次の回路として取り扱う必要があります。

$$T_{h4c} = (2r_p // Z_p) C_s = (2440 // 8000) 269 \times 10^{-12} = 0.5 [\mu\text{s}] \tag{21}$$

$$f_{h4c} = \frac{1}{2\pi T_{h4c}} = \frac{1}{2\pi \times 0.5 \times 10^{-6}} = 316 [\text{kHz}] \tag{22}$$

$$T_{h4l} = \frac{L_l}{2r_p + Z_p} = \frac{11.3 \times 10^{-3}}{2440 + 8000} = 1.08 [\mu\text{s}] \tag{23}$$

$$f_{h4l} = \frac{1}{2\pi T_{h4l}} = \frac{1}{2\pi \times 1.08 \times 10^{-6}} = 147 [\text{kHz}] \tag{24}$$

## 5 製作

シャーシは，鈴蘭堂の SU-3 を使用しました．電解コンデンサは 105°C 規格のものを使用しました．カップリング用のコンデンサは，日立のフィルムコンを使用しました．その他の部品は，ごく一般的なものです．

外観の写真を図 8 に，内部の写真を図 9 に示します．



図 8: 13DE7 ミニウィリアムソン型アンプの外観



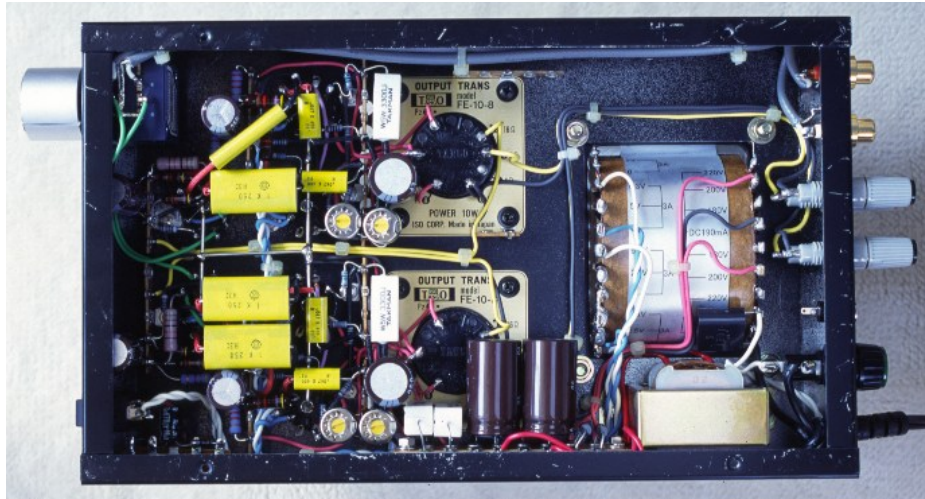


図 9: 13DE7 ミニワイリアムソン型アンプの内部

## 6 測定

### 6.1 無帰還時の特性

ゲインは、左チャンネル 38.95 倍 (31.8 dB), 右チャンネル 39.17 倍 (31.9 dB) でした。

出力対歪率特性を図 10 に示します。赤い線が 1 kHz, 青い線が 90 Hz, 緑色の線が 10 kHz の特性です。80 kHz の LPF を使用しています。

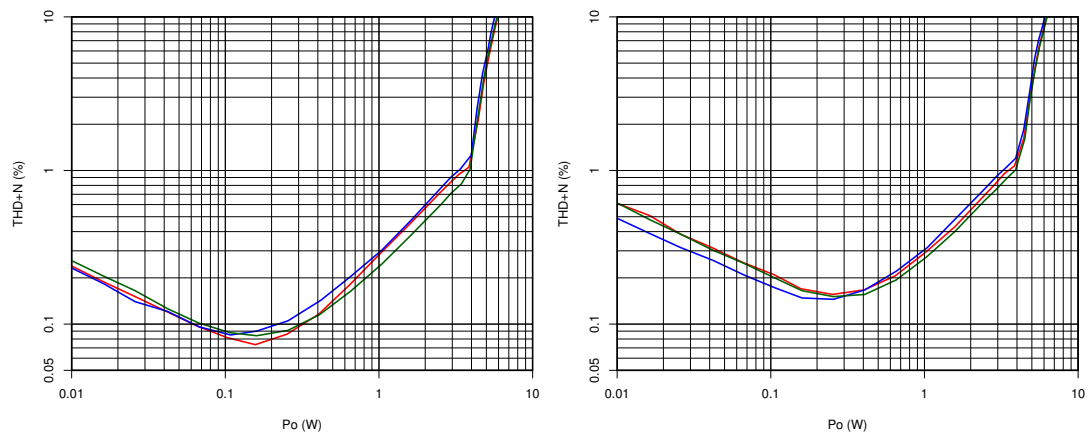


図 10: 無帰還時の出力対歪率特性

周波数特性を図 11 に示します。赤色の線が 1 W, 青色の線が 0.1 W, 緑色の線が 3.5 W の特性です。茶色の線は、別の測定器による 1 W 時の周波数特性です。

トランスの 2 次側から 4.7 kΩ の抵抗を介して負帰還を掛けた場合のループゲインのボード線図を図 12 に示します。赤色の線は左チャンネル, 青色の線は右チャンネル, 緑色の線は SPICE によるシミュレーションの結果です。位相は、オシロスコープのリサージュ波形から読みとったので、それ

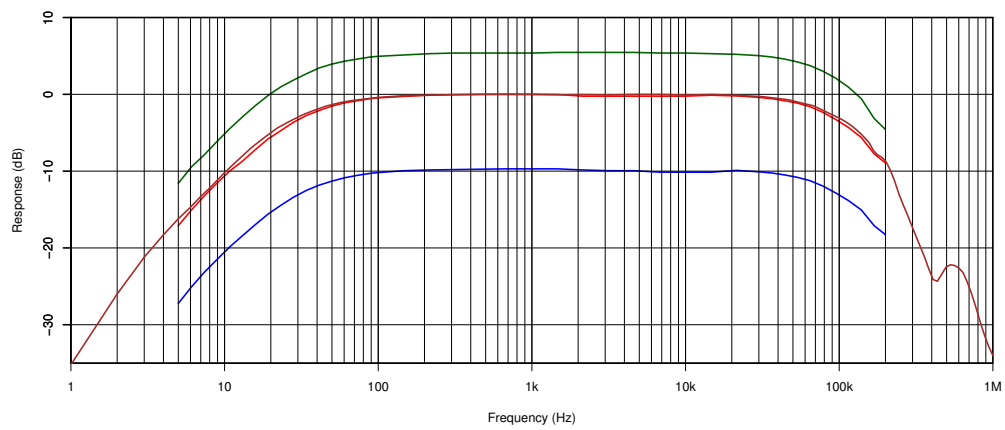
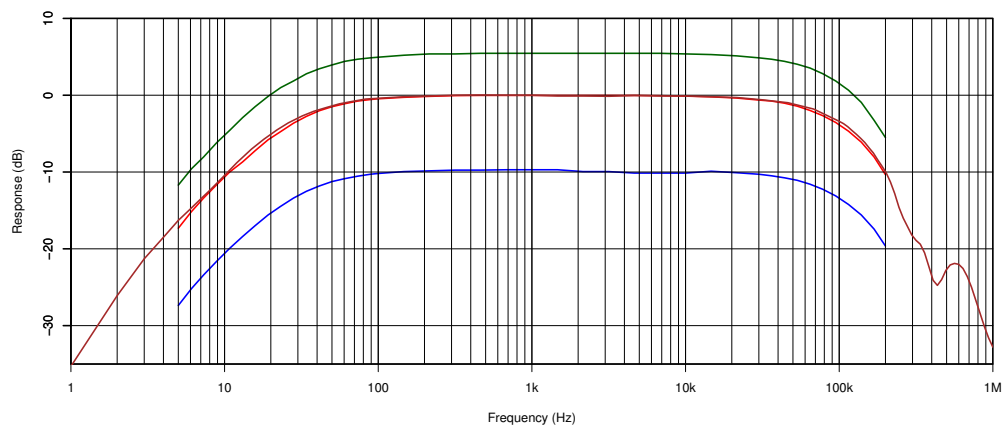


図 11: 無帰還時の周波数特性 (上: 左チャンネル, 下: 右チャンネル)

ほど正確ではありません。

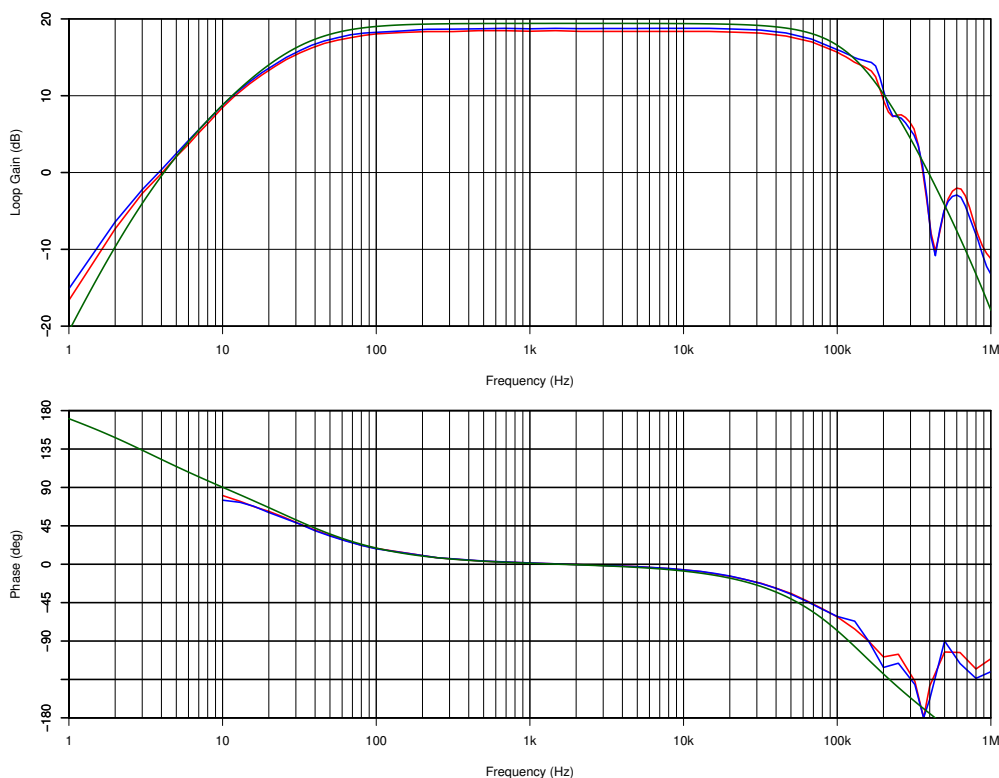


図 12: ループゲインのボーデ線図

SPICE で使用したトランスのモデルでは、高域の暴れを表せませんが、概略の特性を表せていることがわかります。ループゲインが 0 dB となるあたり (340 kHz) で、ちょうど位相が 180 度遅れるので、このまま負帰還を掛けると、ほぼ発振します。ただし、シミュレーションよりは位相の遅れが少ないようです。

この状態での、10kHz 方形波の波形を図 13 に示します。ご覧のように、発振こそ起きていませんが、激しいリングングが生じています。負荷を開放にすると、約 1MHz で発振します。

微分補償だけを施した場合の 10kHz 方形波の波形を図 14 から 15 に示します。波形はずいぶんおとなしくなりますが、負荷を開放にすると約 1.3MHz で発振します。

残留雑音ですが、初段のタマによって大きく異なります。図 16 から 19 に、各種の真空管のノイズ波形を示します。

## 6.2 位相補償その 1

本機では、高域のドミナントポールは、出力段 (出力トランス) にあります。ここは 2 次の時定数を持っているので、帯域を狭めないためには、この段でラグリード補償をするのが合理的です。初段で位相補償を行なうと、ドミナントポールまでに 20 dB ゲインを落さねばならぬため、強力な補償を施す必要があり、初段のポールを 20 kHz あたりに持ってくる必要があります。

ここでは、ラグリード補償でスタガー比を 10 倍確保します。パワースペクトル特性に仕上げるために

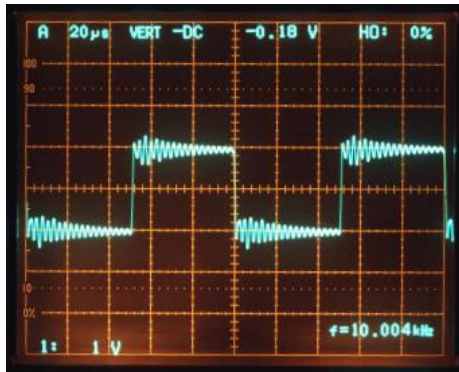


図 13: 位相補償がない場合の 10kHz 方形波応答

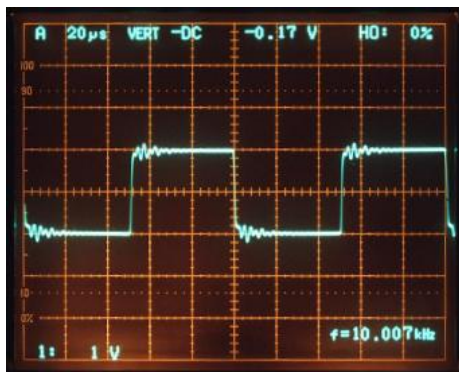


図 14: 微分補償 47pF の 10kHz 方形波応答

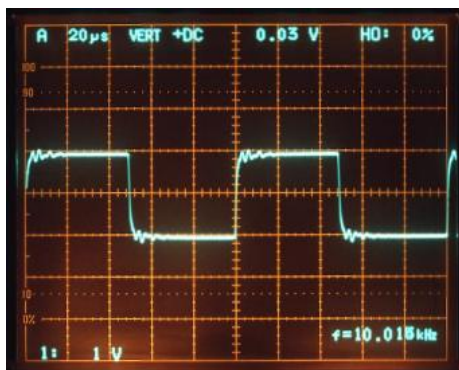


図 15: 微分補償 91pF の 10kHz 方形波応答

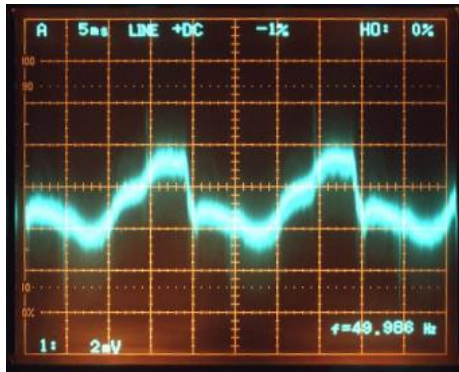


図 16: 12AU7 (松下製) のノイズ波形

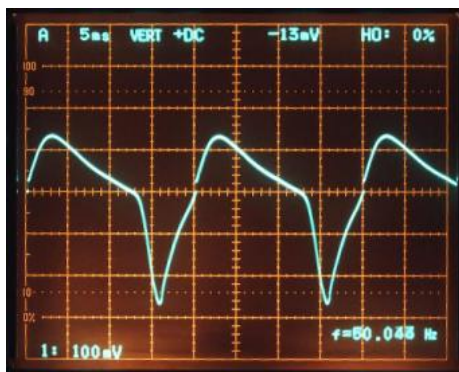


図 17: 5814 (Philips ECG 製) のノイズ波形 (1)

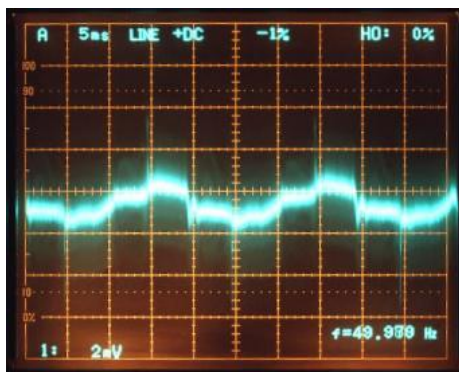


図 18: 5814 (Philips ECG 製) のノイズ波形 (2)

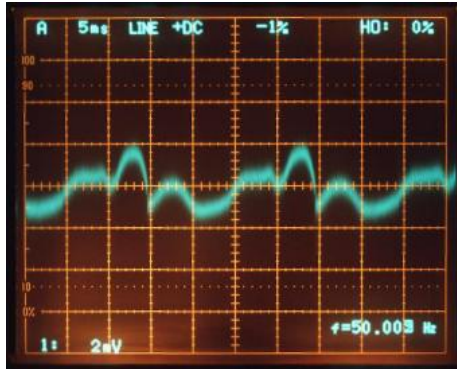


図 19: 6189 (Sylvania 製) のノイズ波形

は，スタガー比が 20 程度必要ですが，多少のピークが生じるのは覚悟の上としました．出力段で位相補償をするための定数は， $C_c = 750 \text{ pF}$ ,  $R_c = 1.8 \text{ k}\Omega$  としました．このとき，ポールとゼロは，

$$p_1 = 60 \text{ [kHz]} \quad (25)$$

$$p_2 = 111 \text{ [kHz]} \quad (26)$$

$$p_3 = 629 \text{ [kHz]} \quad (27)$$

$$z_1 = 118 \text{ [kHz]} \quad (28)$$

となり，ドミナントポールは 60 kHz に移動し，セカンドポールはドライバ段の 344 kHz になります．このポールは進相補償により  $p_3$  より上に飛ばします．補償によるゼロの周波数  $z_f$  は，

$$\omega_0^2 = (1 + T_0)p_1p_2 = (1 + 9)(2\pi 60 \times 10^3)(2\pi 344 \times 10^3) \quad (29)$$

$$\omega_0 = 2854531 \quad (30)$$

$$z_f = \frac{T_0p_1p_2}{2\zeta\omega_0 - (p_1 + p_2)} = \frac{9(2\pi 60 \times 10^3)(2\pi 344 \times 10^3)}{2 \times 2854531 - 2\pi 404 \times 10^3} = 2312932 \text{ [rad/s]} = 368 \text{ [kHz]} \quad (31)$$

ここで， $T_0$  は中域の還送比で，ここでは 9， $\zeta$  は，臨界制動特性のとき 1 となります．したがって，補償容量  $C_f$  は，

$$C_f = \frac{1}{2\pi 368 \times 10^3 \times 4.7 \times 10^3} = 92 \text{ [pF]} \quad (32)$$

となります．

この位相補償を施した場合の，10 kHz 方形波の波形を図 20 に示します．小さなリングングがありますが，かなりきれいな方形波が再現されています．

やはり，負荷をオープンにすると約 1.3 MHz で発振してしまいます．その原因を探るために無負荷時のループゲインを測定してみると図 21 のようになりました．赤い線が規定の負荷を掛けた場合，青い線が負荷をオープンにした場合です．400 kHz 以上でループゲインが落ちなくなっており，これが発振の原因と思われます．

### 6.3 位相補償その 2

負荷開放でも発振しないようにするためには，どうやら OPT の 2 次側で位相補正を行ったほうがよいようです．2 次側で位相補償を行う場合，相当大きな時定数にしないと，ポールとゼロで打

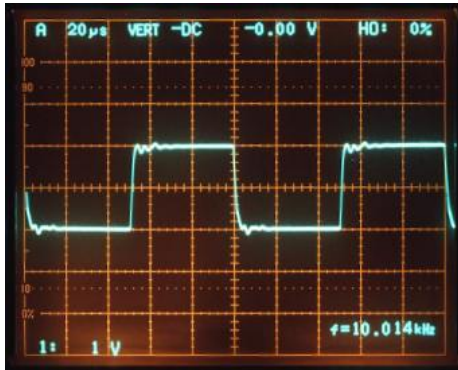


図 20: OPT 1 次に位相補償を施した場合の方形波応答

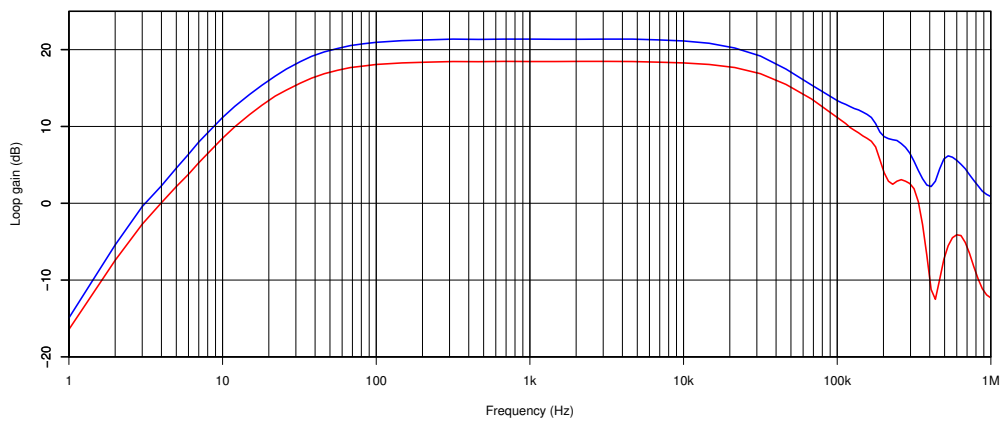


図 21: OPT1 次に位相補償した場合のループゲイン

ち消しができませんし、スタガー比も大きく取れません。

今回は、 $16\ \Omega$  端子に  $0.22\ \mu\text{F}$  と  $10\ \Omega$  を入れることにしました。この定数ですと、第 1 ポールは約  $72\ \text{kHz}$  に、第 2 ポールは  $189\ \text{kHz}$  になります。この第 2 のポールの影響をなくすために微分補償を入れることにすると、その容量は  $130\ \text{pF}$  となりますが、E12 系列の値の  $120\ \text{pF}$  を使うことにしました。

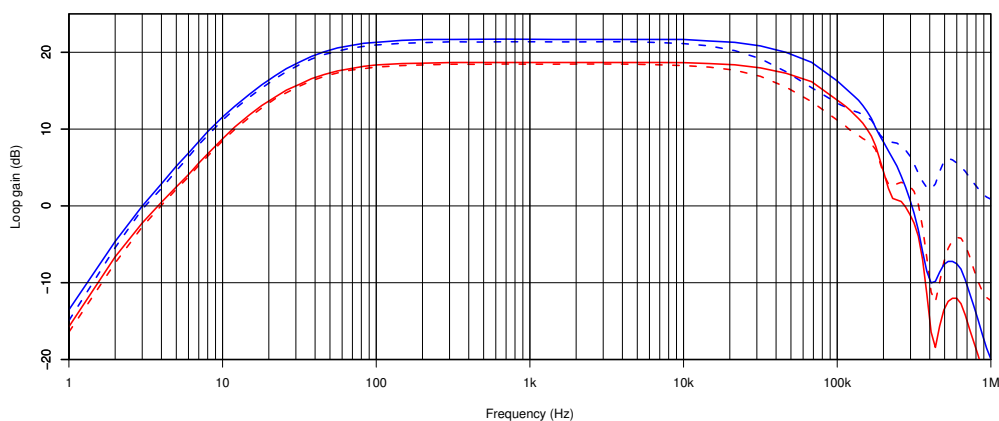


図 22: OPT2 次に位相補償した場合のループゲイン

破線が 1 次に位相補償をした場合、実線が 2 次に位相補償をした場合です。負荷をオープンにした青い線の場合でも、ループゲインが素直に落ちており、発振の心配はないでしょう。今回は、位相補償量を減らしています。

## 6.4 帰還後の特性

ゲインは、左チャンネル 3.662 倍 (11.3 dB)、右チャンネル 3.547 倍 (11.0 dB) でした。NFB 量は、左チャンネル 20.5 dB、右チャンネル 20.9 dB でした。無帰還時と異なる真空管を使用しているため、NFB 量は目安です。

残留雑音は、以下のとおりです。

チャンネル	補正なし	補正あり
L	0.09mV	0.018mV
R	0.16mV	0.022mV

左チャンネルは松下の 12AU7、右チャンネルは Sylvania の 6189 を使用しています。

出力対歪率特性を図 23 に示します。赤い線が  $1\ \text{kHz}$ 、青い線が  $90\ \text{Hz}$ 、緑色の線が  $10\ \text{kHz}$  の特性です。80 kHz の LPF を使用しています。残留雑音の値からすると、左右が逆のようですので、もう一度測定を行いたいと思います。片チャンネルで  $10\ \text{kHz}$  の歪率が悪くなっています。原因は不明です。残念ながら、最低歪率が  $0.01\%$  をきることができませんでした。

周波数特性を図 24 に示します。赤色の線が  $1\ \text{W}$ 、青色の線が  $0.1\ \text{W}$ 、緑色の線が  $3.5\ \text{W}$  の特性です。

低域は、トランスの特性によって制約を受けているようです。高域は  $200\ \text{kHz}$  にピークがあるようです。



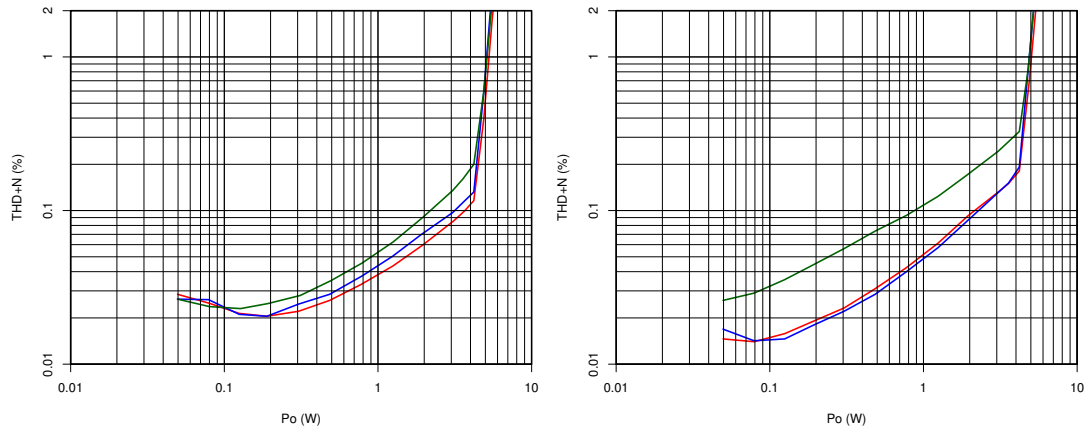


図 23: 負帰還時の出力対歪率特性

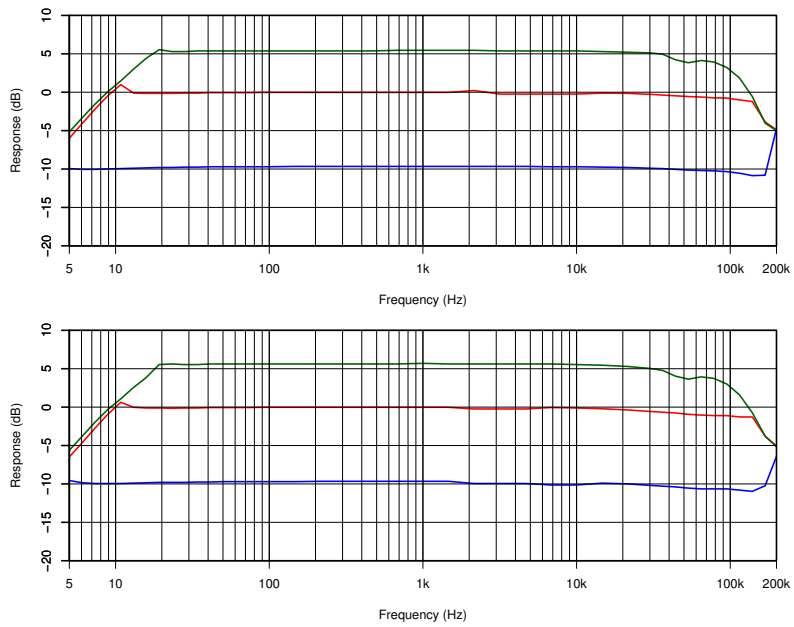


図 24: 負帰還時の周波数特性 (上: 左チャンネル, 下: 右チャンネル)

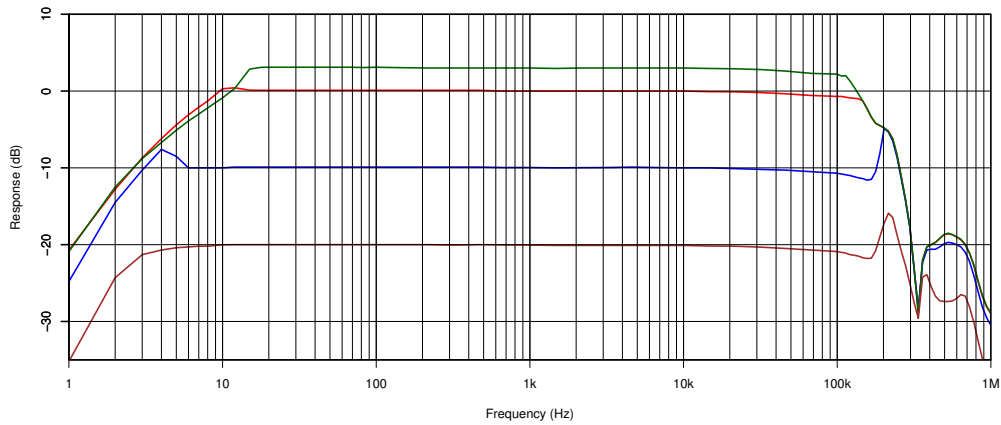


図 25: 負帰還時の周波数特性

より広範囲の特性をとったものが、図 25です。ピークは 5 dB 程度で収まっているようです。

この 200kHz のピークを 0dB 以下に収めるため、微分補償を 270pF に増やしました。最終的な周波数特性を図 26に示します。この場合の、10kHz 方形波の波形を図 27に示します。立ち上がりがゆるやかになり、リングングが残っています。

図 28にクロストーク特性を示します。赤い線が左 → 右、青い線が右 → 左の特性です。信号を入力していない側の入力端子は、10 kΩ でターミネートしていますので、高域の特性が悪いように見えます。一方、低域は 10 Hz あたりまで特性が悪化しません。

図 29にダンピングファクタの周波数特性を示します。左チャンネルの値が 20 を下回っていますが、十分に高い値といえます。

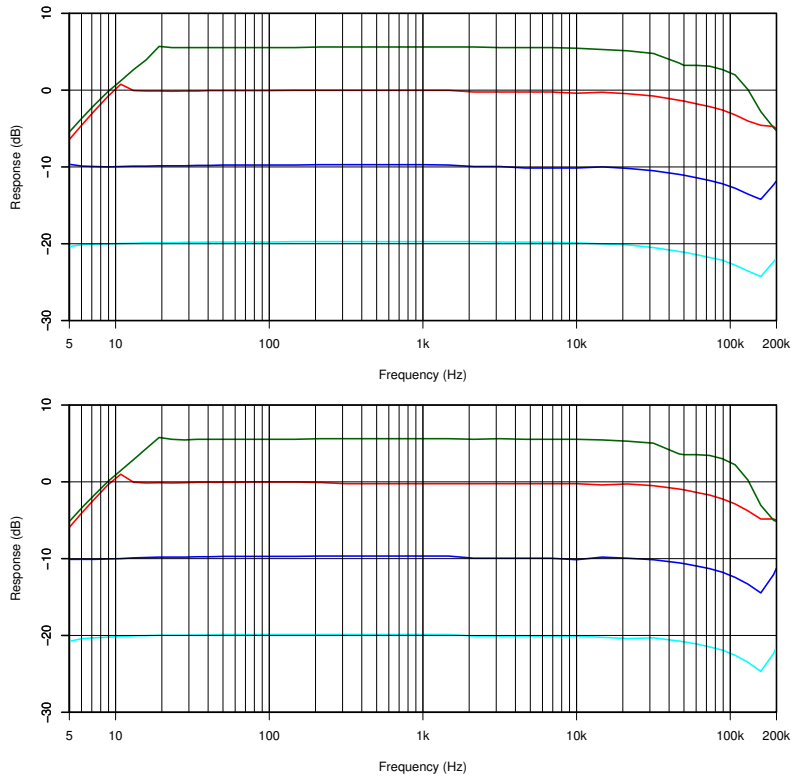


図 26: 最終版の周波数特性 (上: 左チャンネル, 下: 右チャンネル)

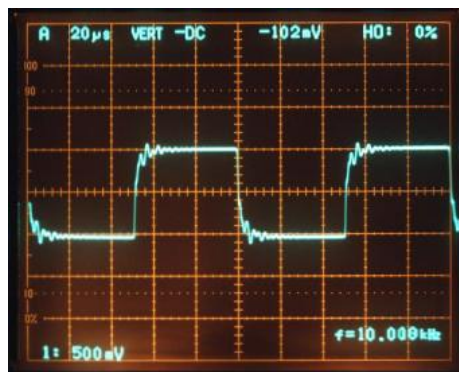


図 27: OPT 2 次に位相補償を施した場合の方形波応答

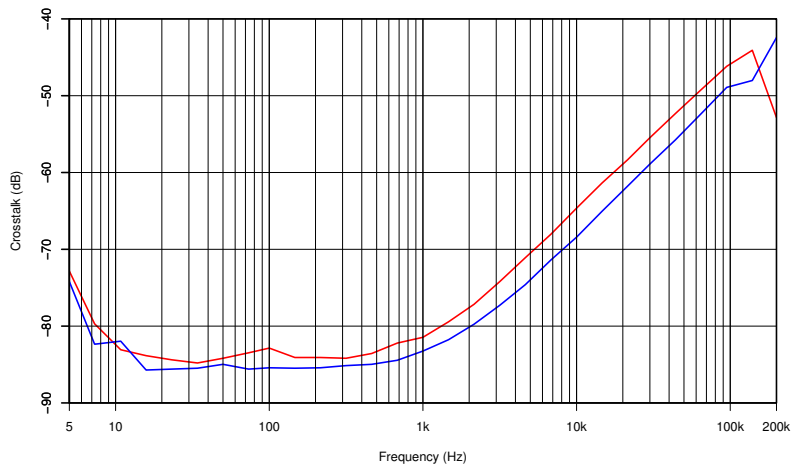


図 28: クロストーク特性

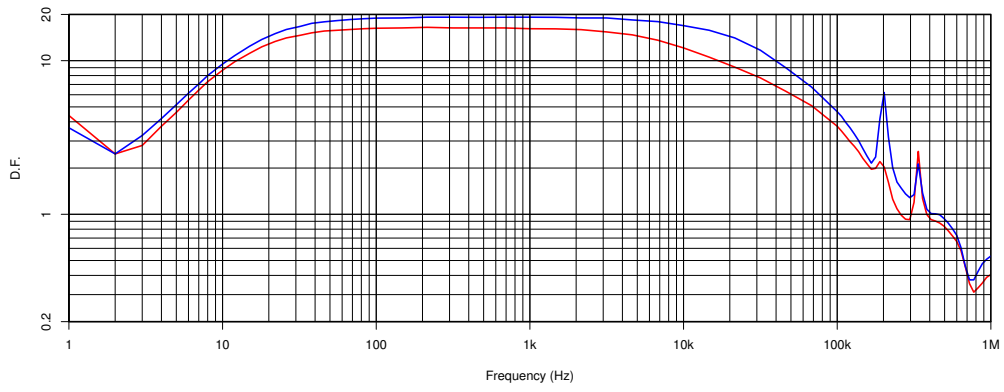


図 29: ダンピングファクタ周波数特性