

QUAD II タイプミニアンプ

Ayumi's Lab.

2005年2月4日

Revised 2013年5月19日

目次

1	QUAD II オリジナル回路	2
1.1	位相反転の解析	5
1.1.1	古典的負荷分割型	5
1.1.2	カソード結合	7
1.1.3	スクリーングリッド結合	8
1.1.4	古典的+カソード結合	9
1.1.5	古典的+スクリーングリッド結合	9
1.1.6	カソード結合+スクリーングリッド結合	11
1.1.7	QUAD II の位相反転回路	11
1.1.8	負帰還をかけた場合	13
1.1.9	位相反転段動作の詳細	14
1.1.10	位相反転段の調整	16
1.2	出力段	16
2	ミニアンプの設計	19
2.1	出力段	19
3	位相反転段の実験	21
3.1	古典的位相反転+カソード結合	21
3.2	古典的位相反転+カソード結合+スクリーングリッド結合	21
3.3	カソード結合	21
3.4	カソード結合+スクリーングリッド結合	22
3.5	負帰還を掛けた場合 (1)	22
3.6	負帰還を掛けた場合 (1)+スクリーングリッド結合	22
3.7	負帰還を掛けた場合 (2)	24
3.8	負帰還を掛けた場合 (2)+スクリーングリッド結合	24
3.9	G3 をグラウンドに落とした場合	24

4 ミニアンプの製作	25
4.1 製作	26
4.2 測定	26
4.2.1 入出力特性	26
4.2.2 出力対歪率特性	27
4.2.3 周波数特性	27
4.2.4 残留雑音	30
4.2.5 クロストーク	30
4.2.6 出力インピーダンス, ダンピングファクター	31
4.3 出力トランスの交換と位相補償の変更	31
4.3.1 入出力特性	32
4.3.2 出力対歪率特性	33
4.3.3 周波数特性	33
4.3.4 残留雑音	33
4.3.5 クロストーク	33
4.3.6 出力インピーダンス, ダンピングファクター	36
5 EL95 への換装	36

1 QUAD II オリジナル回路

QUAD II の原回路を図 1 に示します。

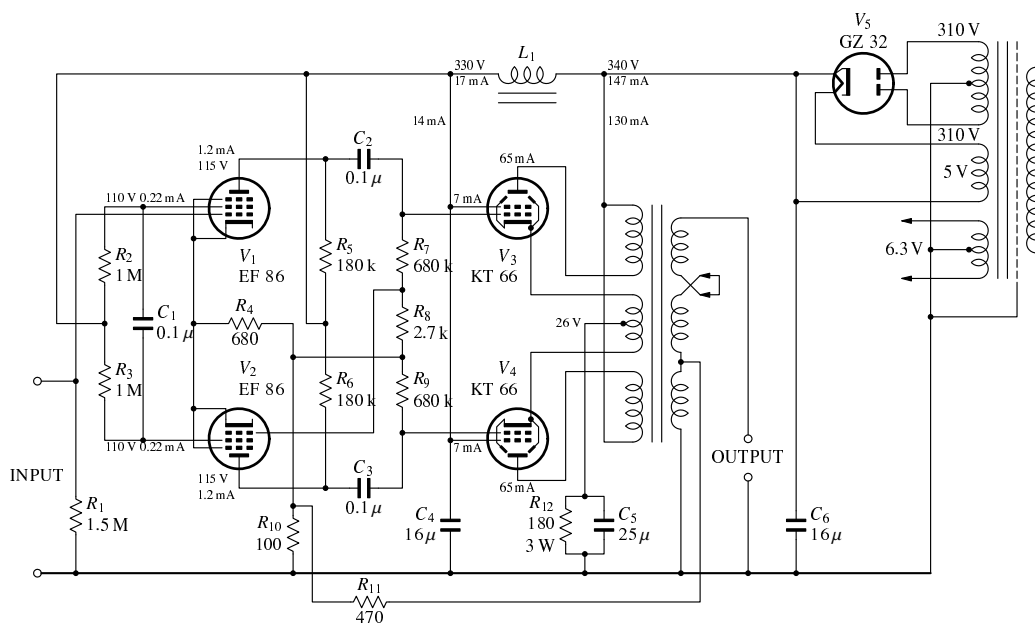


図 1: QUAD II 原回路

出力トランスの仕様は詳しくわかりません。[1]によれば、プレートとカソードの巻数比は9.375 : 1で、プレート巻線のインピーダンスは3kΩで、カソード巻線により8dBの負帰還がかかっている

ようです。また同書によれば、チョークコイル L_1 は、30H となっています。
SPICE によるシミュレーションのリストを以下に示します。

quad.cir

```
1 Quad II
2 .INCLUDE 6267.inc
3 .INCLUDE KT66.inc
4 .INCLUDE quadopt.inc
5
6 VI 13 0 DC 0 AC 1 SIN(0 2.4 1kHz)
7 XV1 111 112 13 1 6267
8 XV2 121 122 23 1 6267
9 R1 13 0 1.5Meg
10 R2 91 12 1Meg
11 R3 91 22 1Meg
12 C1 12 22 0.1u
13 R4 1 2 680
14 R5 11 91 180k
15 R6 21 91 180k
16 VIP1 11 111 DC 0
17 VIG21 12 112 DC 0
18 VIP2 21 121 DC 0
19 VIG22 22 122 DC 0
20 C2 11 31 0.1u
21 C3 21 41 0.1u
22 R7 31 23 680k
23 R8 23 2 2.7k
24 R9 41 2 680k
25 R10 2 0 100
26 R11 2 61 470
27 *R11 2 0 470
28 CS 31 41 15p
29
30 XV3 33 32 31 34 KT66
31 XV4 43 42 41 44 KT66
32 XOPT 51 90 90 52 44 53 34 61 0 QOPT
33 VIP3 51 33 0
34 VIP4 52 43 0
35 VIG23 91 32 0
36 VIG24 91 42 0
37 R12 53 0 180
38 C5 53 0 25u
39
40 VB2 91 0 330
41 VB1 90 0 340
42
43 RL 61 0 4
44
45 .NODESET V(11)=130 V(21)=100 V(12)=130 V(22)=93 V(1)=2.0
46 .NODESET V(53)=26
47
48 .END
```

6267.inc

```
1 *
2 * Generic pentode model: 6267
3 * Copyright 2003--2008 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved.
4 * Version 3.10, Generated on Sat Mar 8 22:42:16 2008
5 *      Plate
6 *      | Screen Grid
7 *      | | Control Grid
8 *      | | | Cathode
9 *      | | | |
10 .SUBCKT 6267 A G2 G1 K
11 BGG GG 0 V=V(G1,K)+0.59868749
```

```

12 BM1 M1 0 V=(0.010782364*(URAMP(V(G2,K))+1e-10))^(-0.70765893)
13 BM2 M2 0 V=(0.67945278*(URAMP(V(GG)+URAMP(V(G2,K)))/29.728844))^2.2076589
14 BP P 0 V=0.0013378994*(URAMP(V(GG)+URAMP(V(G2,K)))/43.754099))^1.5
15 BIK IK 0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*0.00078620809*V(M1)*V(M2)
16 BIG IG 0 V=0.00066894969*URAMP(V(G1,K))^1.5*(URAMP(V(G1,K))/(URAMP(V(A,K))+URAMP(V(G1,K))))*1.2+0.4
17 BIK2 IK2 0 V=V(IK,IG)*(1-0.4*(EXP(-URAMP(V(A,K))/URAMP(V(G2,K))*15)-EXP(-15)))
18 BIG2T IG2T 0 V=V(IK2)*(0.83966688*(1-URAMP(V(A,K))/(URAMP(V(A,K))+10))^1.5+0.16033312)
19 BIK3 IK3 0 V=V(IK2)*(URAMP(V(A,K))+7510)/(URAMP(V(G2,K))+7510)
20 BIK4 IK4 0 V=V(IK3)-URAMP(V(IK3))-(0.00071507731*(URAMP(V(A,K))+URAMP(URAMP(V(G2,K))-URAMP(V(A,K))))^1
21 BIP IP 0 V=URAMP(V(IK4,IG2T))-URAMP(V(IK4,IG2T))-(0.00071507731*URAMP(V(A,K))^1.5))
22 BIAK A K I=V(IP)+1e-10*V(A,K)
23 BIG2 G2 K I=URAMP(V(IK4,IP))
24 BIGK G1 K I=V(IG)
25 * CAPS
26 CGA G1 A 0.05p
27 CGK G1 K 2.3p
28 C12 G1 G2 1.5p
29 CAK A K 5.3p
30 .ENDS

```

KT66.inc

```

1 *
2 * Generic pentode model: KT66
3 * Copyright 2003--2008 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved.
4 * Version 3.10, Generated on Sat Mar 8 22:42:54 2008
5 *      Plate
6 *      | Screen Grid
7 *      | | Control Grid
8 *      | | | Cathode
9 *      | | | |
10 .SUBCKT KT66 A G2 G1 K
11 BGG GG 0 V=V(G1,K)+1
12 BM1 M1 0 V=(0.051887963*(URAMP(V(G2,K))+1e-10))^(-0.76669755)
13 BM2 M2 0 V=(0.66175569*(URAMP(V(GG)+URAMP(V(G2,K)))/6.5187433))^2.2666975
14 BP P 0 V=0.0018223197*(URAMP(V(GG)+URAMP(V(G2,K)))/9.8506796))^1.5
15 BIK IK 0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*0.0010893248*V(M1)*V(M2)
16 BIG IG 0 V=0.00091115984*URAMP(V(G1,K))^1.5*(URAMP(V(G1,K))/(URAMP(V(A,K))+URAMP(V(G1,K))))*1.2+0.4
17 BIK2 IK2 0 V=V(IK,IG)*(1-0.4*(EXP(-URAMP(V(A,K))/URAMP(V(G2,K))*15)-EXP(-15)))
18 BIG2T IG2T 0 V=V(IK2)*(0.938072528*(1-URAMP(V(A,K))/(URAMP(V(A,K))+10))^1.5+0.061927472)
19 BIK3 IK3 0 V=V(IK2)*(URAMP(V(A,K))+2300)/(URAMP(V(G2,K))+2300)
20 BIK4 IK4 0 V=V(IK3)-URAMP(V(IK3))-(0.0011955789*(URAMP(V(A,K))+URAMP(URAMP(V(G2,K))-URAMP(V(A,K))))^1
21 BIP IP 0 V=URAMP(V(IK4,IG2T))-URAMP(V(IK4,IG2T))-(0.0011955789*URAMP(V(A,K))^1.5))
22 BIAK A K I=V(IP)+1e-10*V(A,K)
23 BIG2 G2 K I=URAMP(V(IK4,IP))
24 BIGK G1 K I=V(IG)
25 * CAPS
26 CGA G1 A 1.1p
27 CGK G1 K 8.1p
28 C12 G1 G2 5.4p
29 CAK A K 9p
30 .ENDS

```

quadopt.inc

```

1 *
2 * QUAD II opt
3 *
4 .SUBCKT QOPT P1 B1 B2 P2 S1 S0 S2 X1 X0
5 * Primary inductance (p-p 3000ohm 11H)
6 L11 P1 11 2.75H
7 L12 12 P2 2.75H
8 * Primary DC resistance
9 R11 11 B1 100
10 R12 B2 12 100
11 * Primary stray capacitance
12 CP P1 P2 5.52399786225324e-10
13 * KNF inductance

```

```

14 L13 S1 21 0.03128889H
15 L14 22 S2 0.03128889H
16 * KNF DC resistance
17 R13 S0 21 10.6667
18 R14 S0 22 10.6667
19 * Secondary inductance
20 L15 X1 31 0.01677264H
21 * Secondary DC resistance
22 R15 31 X0 0.2694
23 * coupling factor
24 K1 L11 L12 0.99989
25 K2 L11 L13 0.99989
26 K3 L11 L14 0.99989
27 K4 L11 L15 0.99989
28 K5 L12 L13 0.99989
29 K6 L12 L14 0.99989
30 K7 L12 L15 0.99989
31 K8 L13 L14 0.99988
32 K9 L13 L15 0.99989
33 K10 L14 L15 0.99989
34 .ENDS

```

1.1 位相反転の解析

V_1 の動作点は, $E_{p0} = 133.3 \text{ V}$, $E_{g0} = -2.026 \text{ V}$, $E_{g20} = 98.55 \text{ V}$, $I_{p0} = 1.081 \text{ mA}$, $I_{g20} = 0.2294 \text{ mA}$, $g_m = 1.265 \text{ mS}$, $r_p = 2611 \text{ k}\Omega$, V_2 の動作点は, $E_{p0} = 128.3 \text{ V}$, $E_{g0} = -1.807 \text{ V}$, $E_{g20} = 91.34 \text{ V}$, $I_{p0} = 1.109 \text{ mA}$, $I_{g20} = 0.2366 \text{ mA}$, $g_m = 1.314 \text{ mS}$, $r_p = 2419 \text{ k}\Omega$ です. V_1 の特性曲線とロードラインを図 2 に, V_2 の特性曲線とロードラインを図 3 に示します.

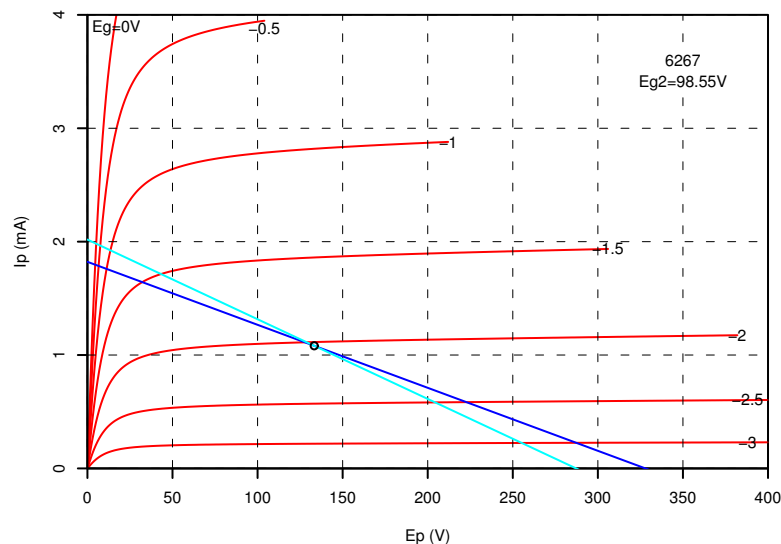


図 2: V_1 の特性曲線とロードライン

1.1.1 古典的負荷分割型

V_1 , V_2 の SG にそれぞれパスコンを入れ, カソード-アース間にもパスコンを入れ, R_8 と R_9 の接続点をアースすると, 古典的位相反転回路になります (図 4).

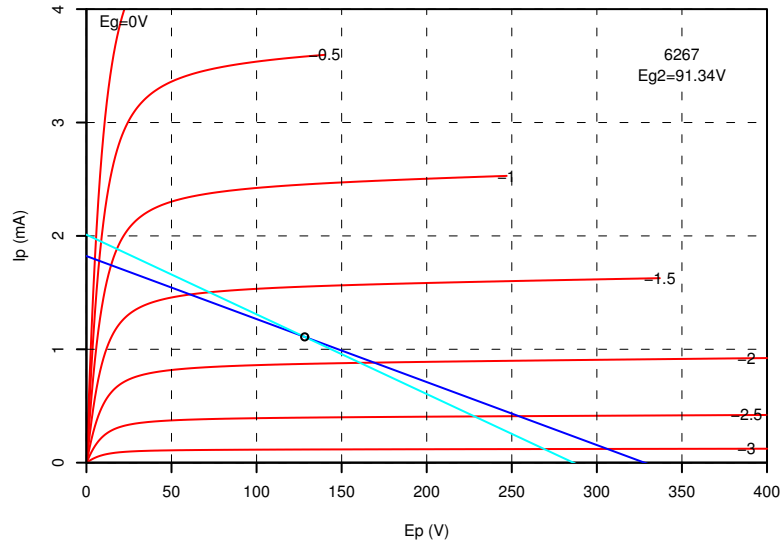


図 3: V_2 の特性曲線とロードライン

この時の動作点は, $E_{p0} = 132.8 \text{ V}$, $E_{g0} = -2.004 \text{ V}$, $E_{g20} = 97.86 \text{ V}$, $I_{p0} = 1.084 \text{ mA}$, $I_{g20} = 0.2301 \text{ mA}$ で, 三定数は, $g_m = 1.269 \text{ mS}$, $r_p = 2592 \text{ k}\Omega$, $\mu = 3290$, $r_{g2} = 135.2 \text{ k}\Omega$ です. これより, ゲイン A は,

$$A = -g_m(r_p // R_L) = -1.269 \times [2592 // 180 // (680 + 2.7)] = -171.4 \quad (1)$$

となります.

R_7 と R_8 によるアッテネータを経由した V_2 への入力は,

$$-171.4 \times \frac{2.7}{680 + 2.7} = -0.6778 \quad (2)$$

となって, 3.4 dB ほど下側のゲインが足りないことがわかります.

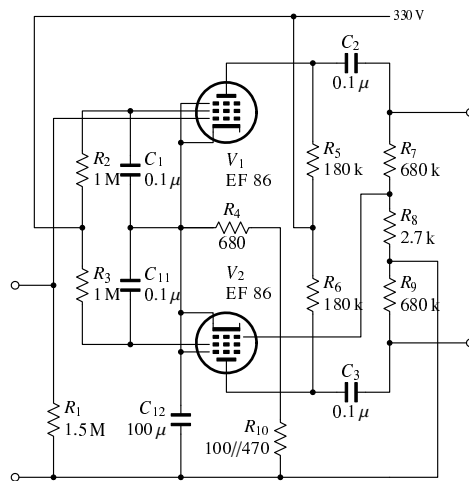


図 4: 古典的位相反転

シミュレーションでは，上側のゲインが -171.4 (44.7 dB)，下側のゲインが 116.0 (41.3 dB) となつて， 3.4 dB の違いが生じています．

周波数特性を図 5 に示します．低域のカットオフは，この定数の場合，スクリーングリッドのパスコンによって決まります．カットオフ周波数は，

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{g2}(r_{g2} // R_{g2})} = \frac{1}{2\pi \times 0.1 \times 10^{-6} \times (135.2 \times 10^3 // 1000 \times 10^3)} = 13.36 \text{ [Hz]} \quad (3)$$

となります．下側出力のカットオフは同じく f_c ですが，2 回ローカットを通りますので， f_c における減衰は -6 dB となります．

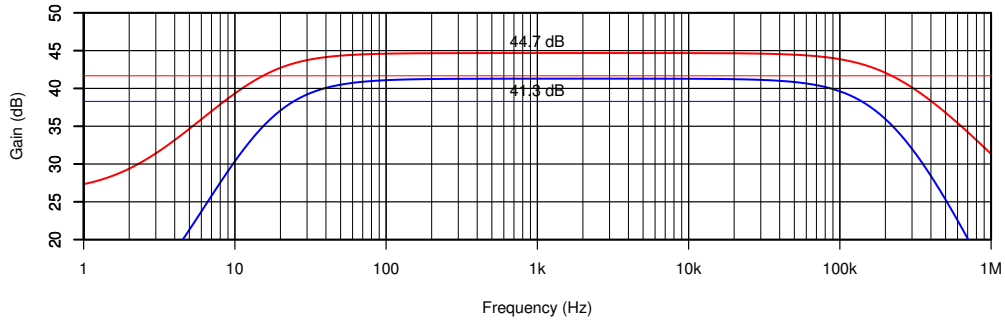


図 5: 古典的位相反転の周波数特性

1.1.2 カソード結合

V_1, V_2 の SG にそれぞれパスコンを入れ， V_2 のグリッドをアースに落とすと，カソード結合型の位相反転回路になります (図 6)．

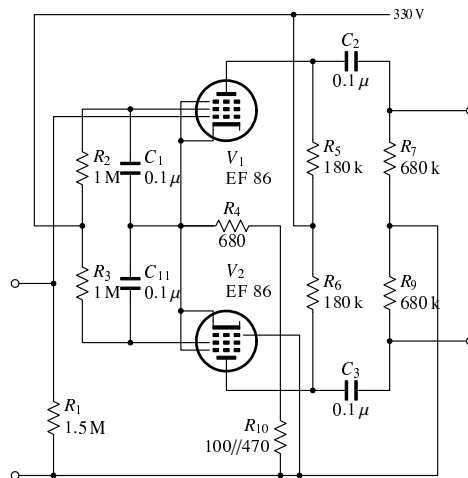


図 6: カソード結合位相反転

それぞれのゲインは，

$$A_1 = -\frac{\left[1 + \frac{r_p + R_L}{(1+\mu)R_k}\right]\mu R_L}{2(r_p + R_L) + \frac{(r_p + R_L)^2}{(1+\mu)R_k}} \quad (4)$$

$$A_2 = \frac{\mu R_L}{2(r_p + R_L) + \frac{(r_p + R_L)^2}{(1+\mu)R_k}} \quad (5)$$

より， $R_L = 142.3 \text{ k}\Omega$ ， $R_k = 762.5 \Omega$ を代入して，

$$A_1 = -\frac{\left[1 + \frac{2592+142.3}{(1+3290)\times 0.7625}\right] \times 3290 \times 142.3}{2 \times (2592 + 142.3) + \frac{(2592+142.3)^2}{(1+3290)\times 0.7625}} = -115.8 \quad (6)$$

$$A_2 = \frac{3290 \times 142.3}{2 \times (2592 + 142.3) + \frac{(2592+142.3)^2}{(1+3290)\times 0.7625}} = 55.4 \quad (7)$$

となり，6.4 dB の差が生じます．

シミュレーションでは，上側のゲインが -115.8 (41.3 dB)，下側のゲインが 55.4 (34.9 dB) となつて，6.4 dB の違いが生じています．

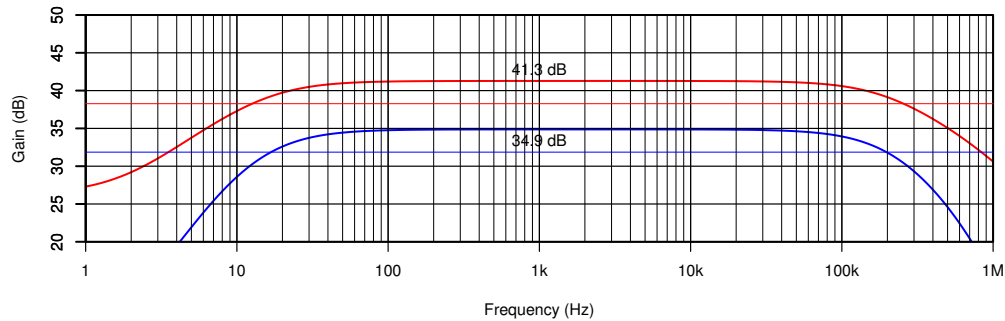


図 7: カソード結合位相反転の周波数特性

1.1.3 スクリーニンググリッド結合

カソード-アース間にパスコンを入れ， V_2 のグリッドをアースに落とすと，スクリーングリッド結合型の位相反転回路になります (図 8)．

シミュレーションでは，上側のゲインが -95.1 (39.6 dB)，下側のゲインが 76.2 (37.6 dB) となつて，1.9 dB の違いが生じています．

スクリーングリッド結合のカットオフ周波数 f_c は，

$$f_c = \frac{1}{4\pi C_{g2}(r_{g2} // R_{g2})} \quad (8)$$

ですから，

$$f_c = \frac{1}{4\pi \times 0.1 \times 10^{-6} \times (135.2 \times 10^3 // 10^6)} = 6.68 \text{ [Hz]} \quad (9)$$

となります．

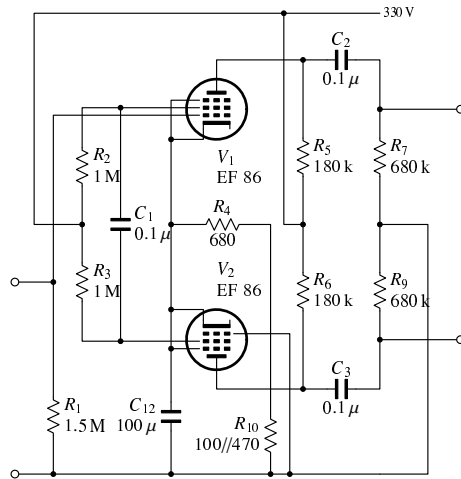


図 8: スクリーニンググリッド結合位相反転

カップリングコンデンサによるカットオフ周波数は、概算で、

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 0.1 \times 10^{-6} \times 680 \times 10^3} = 2.34 \text{ [Hz]} \quad (10)$$

ですから、カップリングコンデンサのみを大きくしても、カットオフは下がりません。

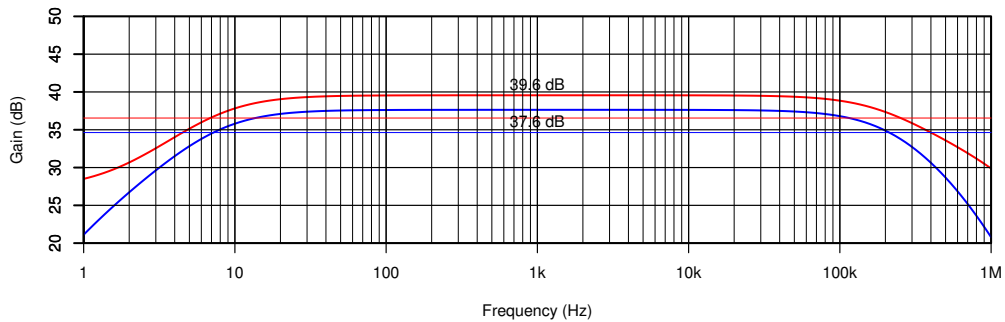


図 9: スクリーニンググリッド結合位相反転の周波数特性

1.1.4 古典的+カソード結合

シミュレーションでは、上側のゲインが -148.5 (43.4 dB)、下側のゲインが 123.4 (41.8 dB) となつて、1.6 dB の違いが生じています。

1.1.5 古典的+スクリーングリッド結合

シミュレーションでは、上側のゲインが -136.2 (42.7 dB)、下側のゲインが 127.4 (42.1 dB) となつて、0.58 dB の違いが生じています。

周波数特性では、スクリーングリッド結合のみの場合よりもカットオフ周波数が上昇しています。

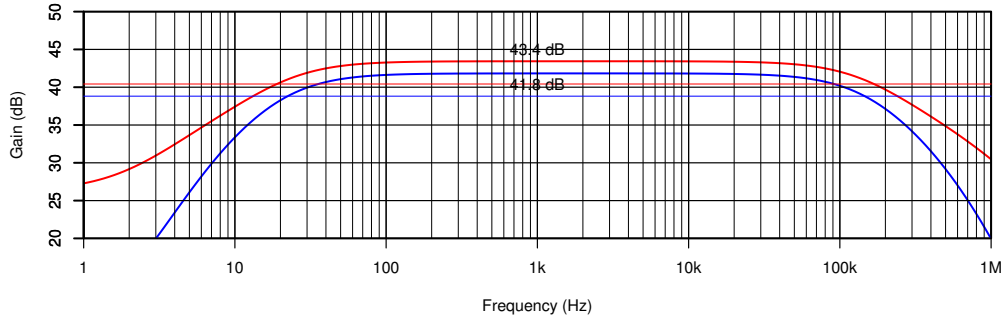


図 10: 古典的+カソード結合位相反転の周波数特性

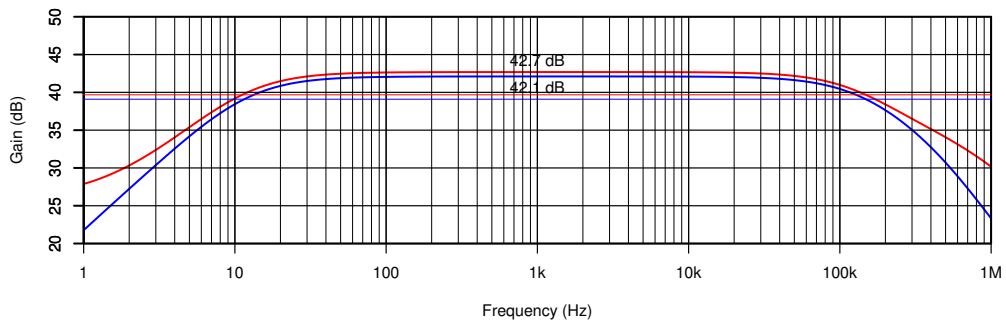


図 11: 古典的+スクリーングリッド結合位相反転の周波数特性

1.1.6 カソード結合+スクリーングリッド結合

シミュレーションでは、上側のゲインが -93.1 (39.4 dB)、下側のゲインが 78.1 (37.9 dB) となつて、 1.5 dB の違いが生じています。

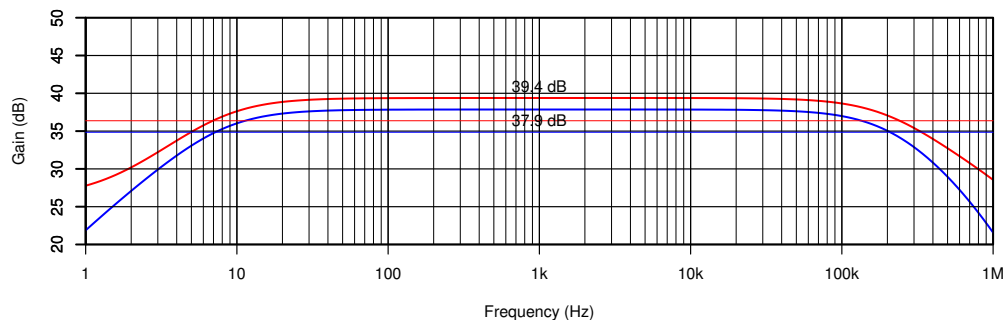


図 12: カソード結合+スクリーングリッド結合位相反転の周波数特性

1.1.7 QUAD II の位相反転回路

シミュレーションでは、上側のゲインが -138.0 (42.8 dB)、下側のゲインが 129.1 (42.2 dB) となつて、 0.58 dB の違いが生じています。

古典的+スクリーングリッド結合よりも少しゲインが上がっていますが、ややバランスが悪くなっています。カソードのパスコンを省いているのは、単に部品点数を減らすためだけかも知れません。

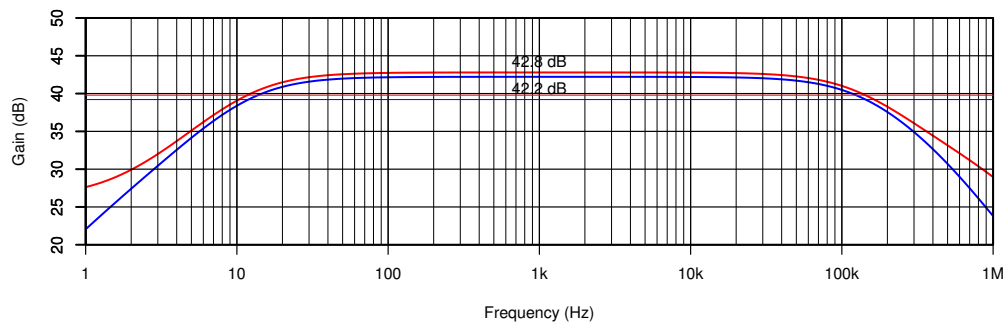


図 13: QUAD II 位相反転の周波数特性

これまでの結果をまとめると、下表のようになります。

形式	上側ゲイン	下側ゲイン	総ゲイン	ゲイン差 (dB)
古典的	-171.4	116.0	287.4	3.4
カソード結合	-115.8	55.4	171.2	6.4
G2 結合	-95.1	76.2	171.3	1.9
古典的+カソード結合	-148.5	123.4	271.9	1.6
古典的+G2 結合	-136.2	127.4	263.6	0.58
カソード結合+G2 結合	-93.1	78.1	171.2	1.5
QUAD II	-138.0	129.1	267.1	0.58

古典的な要素が入っている場合は、総ゲインが 263.6~287.4 となり、これはその他の場合 (171.2) の 1.6 倍強です。古典的の要素が入っていない場合は、 V_2 へのグリッド入力がないので、古典的の V_1 のゲイン (171.4) を 2 つの出力に分けていることになります。QUAD II の定数では、 V_2 への入力が V_1 への入力の約 6 割になっています。

負帰還をかける前の各部の周波数特性を図 14 に示します。OUTPUT は、4Ω 出力端子のレベルです。

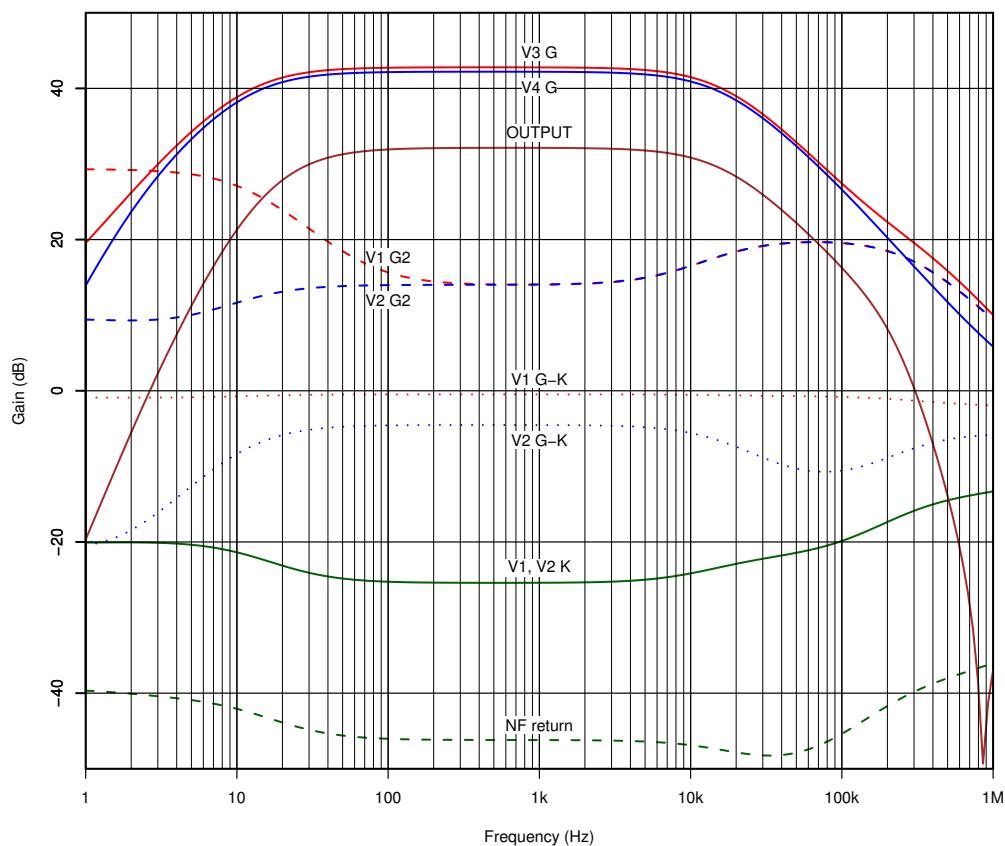


図 14: QUAD II 無帰還時の周波数特性

カソードにはほとんど信号が発生しないため、“V1 G-K”のレベルはほぼ 0 dB です。負帰還を戻すポイント (R_{10} の上端) では、カソードに生じた信号 (“V1, V2 K”) が R_4 と R_{10} で分圧されるので、非常に小さなレベルになっています (“NF return”)。V2 の入力は、V1 の約 6 割なので、“V2 G-K”

は -3 dB 強です．スクリーングリッドには 14 dB ほどの信号が発生しています．出力段の入力は少しアンバランスになっています．高域の特性が揃っていないのは，浮遊容量として V_3, V_4 のグリッド間に 15 pF を付加しているためです．出力端子までのゲインは，40.43 倍 (32.1 dB) です．

1.1.8 負帰還をかけた場合

グローバルの負帰還は， V_1 のカソードに掛かっています．これにより V_2 に対して正帰還がかかるように思えますが， R_8 を通して V_2 のグリッドにもほぼ同じ大きさの信号が与えられるので， V_2 に正帰還は掛かりません．結局 V_2 には，負帰還がかかって減少した V_1 の出力が入力され， V_2 の出力も小さくなります．最終的には， C_1 によりバランスが取れるようになっています．

負帰還をかけた場合の各部の周波数特性を図 15 に示します．

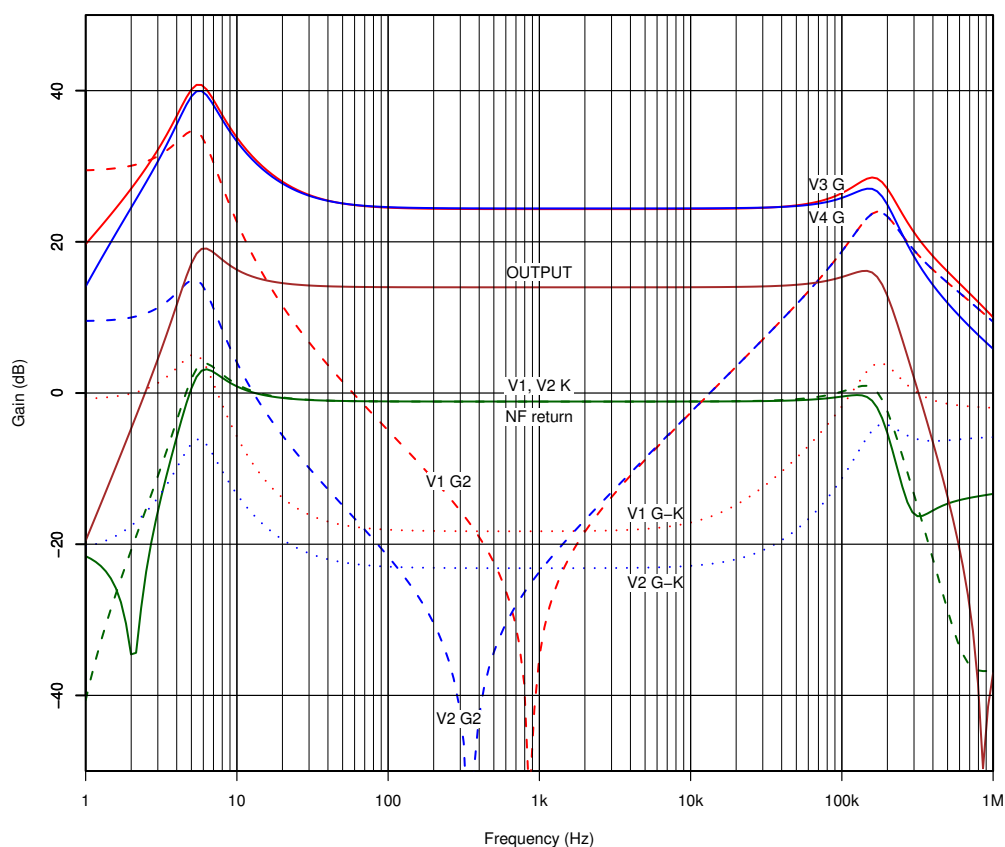


図 15: QUAD II 負帰還時の周波数特性

出力端子までのゲインは，5.00 倍 (14.0 dB) です．したがって，負帰還量は $32.1 - 14.0 = 18.1$ dB となります．無帰還の時にカソードに生じる信号よりも，負帰還の信号の大きさがはるかに大きいので，“ $V_1, V_2 K$ ” と “NF return” のレベルはほとんど同じになっています．正味の V_1 への入力 “ $V_1 G-K$ ” は，負帰還のため約 1/10 となり，-18 dB くらいになっています． V_2 への正味の入力は，ほぼ R_8 の両端に発生した電圧で，これは， V_1 の出力を R_7 と R_8 で分圧したものですから，やはり V_1 への入力の約 6 割となります．

注目すべきは、G2 に生じる信号の大きさで、 V_1 、 V_2 とも 1kHz 近辺で非常に小さくなっています。つまり、QUAD II の定数は、中域で G2 に信号が発生しないように定められたのではないかと想像できます。また、出力段への入力は良く揃っています。

1.1.9 位相反転段動作の詳細

QUAD II の位相反転回路を図 16 に示します。図に付記した信号レベルは、SPICE によるシミュレーションの結果です。

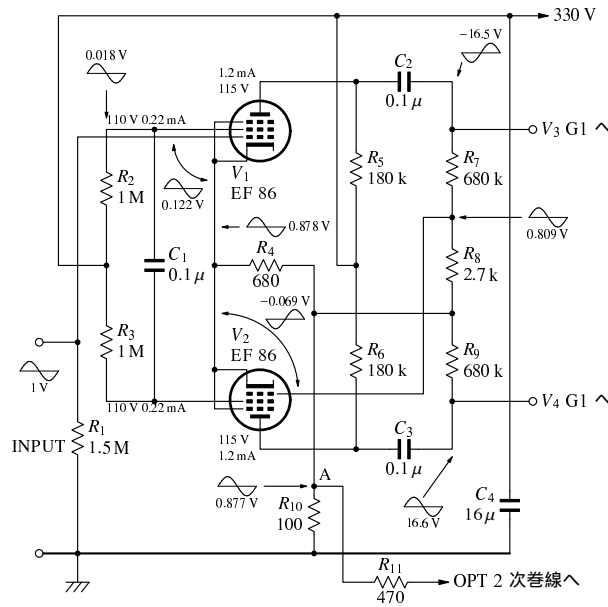


図 16: QUAD II の位相反転回路

前述したように、[1] によれば、QUAD II の出力トランスの P-P 間インピーダンスは $3\text{k}\Omega$ で、P-P 巻線と KNF 巻線の比は $9.375 : 1$ となっています。負帰還を掛けているタップのインピーダンスは不明ですが、 4Ω 程度ようです。これらの値から、負帰還量は 20dB 程度となります。

ここで、 V_1 と V_2 が完全に対称の動作をしていると仮定しましょう。この場合、プレート電流の信号成分は振幅が同じで、極性は逆です。振幅が大きくない限り、スクリーングリッド電流は、プレート電流にほぼ比例しますから、スクリーングリッド電流の振幅も同じで、極性は逆です。したがってスクリーングリッド電流の信号成分は C_1 を流れるだけです。スクリーングリッド電圧はグラウンドに対して一定の電圧を保っているはずで、

負帰還は点 A に戻されており、約 20dB の負帰還が掛かっていると仮定すると、入力に $+1\text{V}$ が加えられたとき A 点には 0.9V の電圧が帰還されます。 V_1 、 V_2 の出力が完全にバランスしているとき、カソード結合としての信号は生じず、カソードには、A 点とほぼ同じ 0.9V の電圧が生じます。したがって、 V_1 の G-K 間入力は $1 - 0.9 = 0.1\text{V}$ となります。カソードの電圧が変動する一方、スクリーングリッドの対グラウンド電圧は一定ですので、カソードからみたスクリーングリッドの電圧は 0.9V 下がります。これはコントロールグリッドの電圧が $0.9/\mu_{g1-g2}\text{V}$ (μ_{g1-g2} は G1-G2 間増幅率、不明の場合は三結時の増幅率を使用してもよい) 下がったことと等価ですから、 V_1 のゲイン

A_1 は,

$$|A_1| = \left(1 - 0.9 - \frac{0.9}{\mu_{g1-g2}}\right) g_m (r_p // R_L) \quad (11)$$

となります (// は抵抗の並列合成値) .

V_2 の G-K 間入力は, R_8 の両端に生じた電圧です . やはり, カソードからみたスクリーングリッドの電圧は 0.9 V 下がりますが, これは, G-K 間の信号と同相なので, 加え合わせられます . したがって, V_2 のゲイン A_2 は,

$$A_2 = \left(\frac{R_8}{R_7 + R_8} |A_1| + \frac{0.9}{\mu_{g1-g2}}\right) g_m (r_p // R_L) \quad (12)$$

となります . これら 2 つのゲインが一致するような R_8 の値を求めれば, 位相反転のバランスが取れることとなります .

では, 一般化して, 負帰還量が F の場合を考えます . 負帰還量が 20 dB の場合, $F = 10$ となります . 入力が 1 V のとき, カソードに生じる電圧 e_k は,

$$F = \frac{1}{1 - e_k} \quad (13)$$

より,

$$e_k = \frac{F - 1}{F} \quad (14)$$

となります . 上側のゲイン A_1 は,

$$|A_1| = \left(1 - e_k - \frac{e_k}{\mu_{g1-g2}}\right) g_m (r_p // R_L) \quad (15)$$

下側のゲイン A_2 は, 負荷分割の比率を $r = R_8 / (R_7 + R_8)$ とおくと,

$$A_2 = \left(r |A_1| + \frac{e_k}{\mu_{g1-g2}}\right) g_m (r_p // R_L) \quad (16)$$

2 つのゲインが等しくなる条件は,

$$1 - e_k - \frac{e_k}{\mu_{g1-g2}} = r |A_1| + \frac{e_k}{\mu_{g1-g2}}$$

より,

$$\begin{aligned} r &= \frac{1 - \frac{\mu_{g1-g2} + 2}{\mu_{g1-g2}} e_k}{A_1} \\ &= \frac{1 - \frac{\mu_{g1-g2} + 2}{\mu_{g1-g2}} \cdot \frac{F-1}{F}}{A_1} \end{aligned} \quad (17)$$

となります .

QUAD II の例で検証してみましょう . QUAD II の動作点 (V_1, V_2 の平均) の相互コンダクタンスは $g_m = 1.3 \text{ mS}$, 内部抵抗は $r_p = 2500 \text{ k}\Omega$, G1-G2 間増幅率は $\mu_{g1-g2} = 36.8$ で, $R_L = 180 // 680 = 142.3 \text{ k}\Omega$ ですから,

$$\begin{aligned} e_k &= 0.878 \\ |A_1| &= \left(1 - 0.878 - \frac{0.878}{36.8}\right) \times 1.3 \times (2500 // 142.3) \\ &= 17.2 \\ r &= \frac{1 - \frac{36.8+2}{36.8} \times 0.878}{17.2} = 0.00432 \end{aligned}$$

となります。 R_8 の値は、

$$\frac{R_8}{680 + R_8} = 0.00432$$

より、

$$R_8 = \frac{0.00432}{1 - 0.00432} \times 680 = 2.95 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

となって、原回路の値 (2.7 k Ω) に非常に近い値となります。実際には、 V_2 のほうがバイアスが浅いので、 g_m が大きいため、 R_8 はこの計算値より低いほうがバランスが取れるでしょう。

もちろん、上下のバランスがくずれた場合は、 C_1 の働きによってバランスが保たれますが、中域では古典的負荷分割型の位相反転が過不足なく行なわれていることがわかります。不可解と思われていた QUAD II の位相反転は、実は負帰還をかけたときに C_1 の働きによらずに上下のバランスを取ったものだったのです。この回路は、 R_8 の値を変えてもそれなりの特性を維持するのですが、このように合理的に定められたものであると言えます。

1.1.10 位相反転段の調整

QUAD II の AC バランス調整は、NFB を掛けた状態で行わなければなりません。

歪率計を利用できる場合は、1 W 程度の出力の歪率を測定し、歪率が最小になるような R_8 の値を探します。AC バランスが崩れていることによる偶数次歪みは、出力の大小にかかわらず、一定のレベルで発生しているので、出力段の歪みがそれほど大きくない 1 W 程度では、AC バランスによる歪みが支配的になると思われるからです。

歪率計がない場合は、 V_1 または V_2 のスクリーングリッドから、0.1 μF 程度のコンデンサを経由して高入力インピーダンスの AC 電圧計に接続し、その読みが最小になるように R_8 を調整します。AC バランスを取るのですから、 V_3 、 V_4 のグリッドの電圧が等しくなるように調整しても良いのですが、ここのインピーダンスは高いため、電圧計を接続すると通常の動作と異なってしまいう可能性があります。また、よく揃った 2 台の電圧計が必要となります。1 台の電圧計を使って交互に電圧を測るのでは、 V_1 、 V_2 の負荷の状態が変わってしまうため、うまくありません。

R_8 の値を変えて、 V_1 、 V_2 のスクリーングリッド、 V_3 、 V_4 のコントロールグリッドに現れる信号電圧の大きさをシミュレートしたのが、図 17 です。

厳密に言えば、 V_3 、 V_4 の入力電圧が等しくなる R_8 の値と、スクリーングリッドの電圧が最小になる R_8 の値は異なるのですが、スクリーングリッドの電圧が最小になるようにしたときの、出力段の入力のアンバランスは 0.1 dB 程度ですので、十分にバランスしていると言えるでしょう。

1.2 出力段

OPT の P-P 間インピーダンスは 3 k Ω で、プレート巻線とカソード帰還巻線の巻数比は 9.375 : 1 ですから、カソード帰還巻線のインピーダンスは、

$$\frac{3000}{9.375^2} = 34.13 \text{ [}\Omega\text{]} \quad (18)$$

となります。プレート-カソード間の負荷インピーダンスは、

$$3000 \times \frac{(9.375 + 1)^2}{9.375^2} = 3674 \text{ [}\Omega\text{]} \quad (19)$$

です。

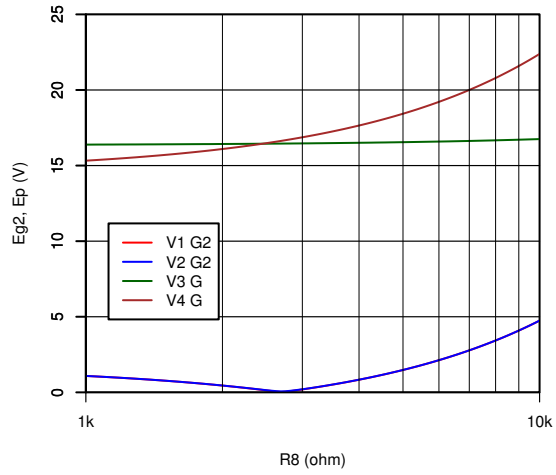


図 17: R8 の値に対する，位相反転段のスクリーングリッド，出力段のコントロールグリッドの信号電圧

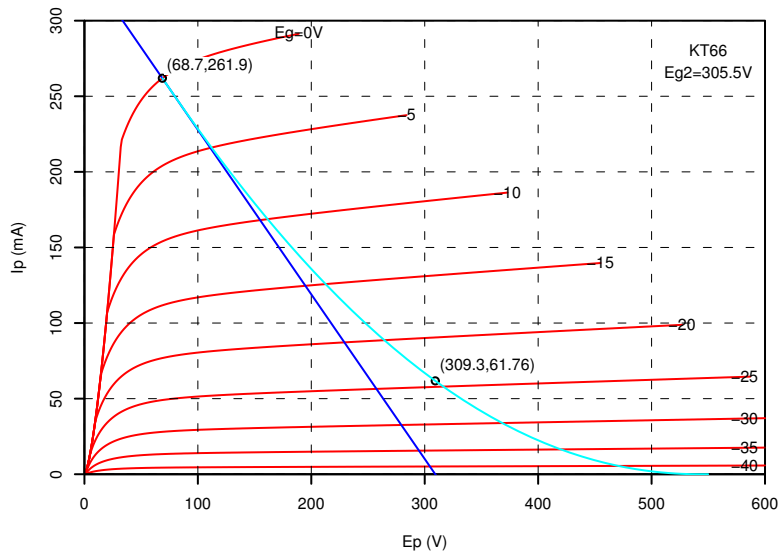


図 18: KT-66 の特性曲線とロードライン

出力段の動作点は, $E_{p0} = 309.3 \text{ V}$, $E_{g0} = -24.32 \text{ V}$, $E_{g20} = 305.5 \text{ V}$, $I_{p0} = 61.76 \text{ mA}$, $I_{g20} = 4.437 \text{ mA}$, $g_m = 5.947 \text{ mS}$, $r_p = 37.06 \text{ k}\Omega$, $\mu_{g1-g2} = 8.126$ です. ロードラインを図 18 に示します. ゲインと出力インピーダンスは,

$$\beta_K = \frac{1}{9.375 + 1} = 0.09639 \quad (20)$$

$$g_{m(\text{UL})} = 5.947 \times \left(1 + 0.09639 \times \frac{4.437}{61.76}\right) = 5.988 \text{ [mS]} \quad (21)$$

$$\beta = 0.09639 + \frac{0.09639}{8.126} = 0.1083 \quad (22)$$

$$A = -5.988 \times (37.06 / (3.674/2)) = 10.48 \quad (23)$$

$$A_f = -\frac{10.48}{1 + 10.48 \times 0.1083} = 4.91 \quad (24)$$

$$Z_o = \frac{2}{\frac{1}{37.06} + 5.988 \times 0.1083} = 2.96 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad (25)$$

2 ミニアンプの設計

図 19 に、6AU6 と 6AQ5 を用いた QUAD II タイプのミニアンプの回路例を示します。

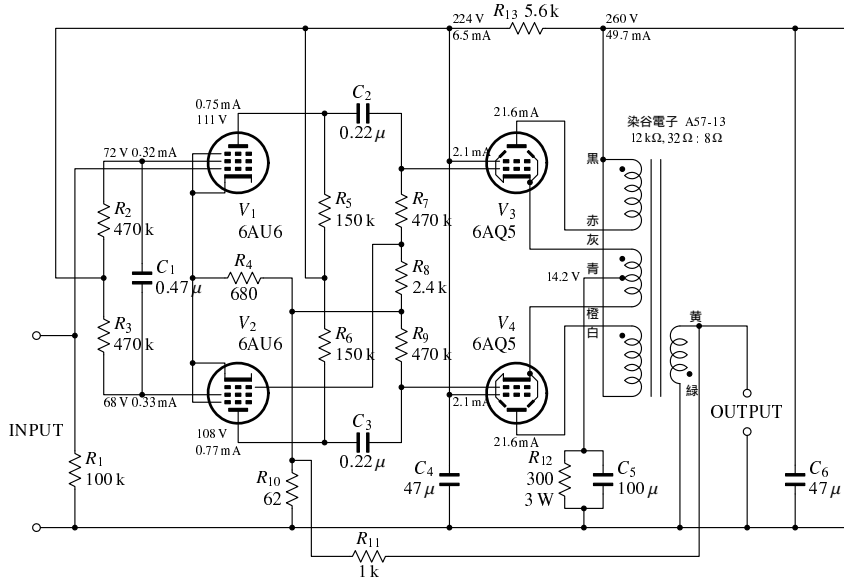


図 19: QUAD II タイプミニアンプ

2.1 出力段

静止時の動作点は、 $E_p = 241.6\text{ V}$ 、 $E_g = -14.2\text{ V}$ 、 $E_{g2} = 209.5\text{ V}$ 、 $I_p = 21.6\text{ mA}$ 、 $I_{g2} = 2.15\text{ mA}$ ですが、最大出力近辺では、プレート電流、スクリーングリッド電流が増え、バイアスが深くなり、 $E_p = 240\text{ V}$ 、 $E_g = -15\text{ V}$ 、 $E_{g2} = 195\text{ V}$ 程度となります。負荷は、プレート-プレート間が $13\text{ k}\Omega$ 、カソード帰還巻線が $32\text{ }\Omega$ なので、 $14.32\text{ k}\Omega$ となります。

図 20 に、最大出力近辺の動作点の合成プレート特性 (赤) と、合成ロードライン (青)、各球のロードライン (緑) を示します。点 O は静止時の動作点です。

この動作点では、ロードラインがニーポイントの下を通っているため、フルスイングすると波形の上下が潰れてしまいます。ここでは、プレート電圧の最低値が 50 V となる、入力が約 11.9 V_p の波形を図 21 に示します。プレート出力は、

$$P_o = (240 - 50)^2 \times 2 / 14320 = 5.0 [\text{W}] \quad (26)$$

となりますが、トランスの損失により 4.5 W 程度になるでしょう。

このとき、片側のグリッドには 11.9 V_p が加わっており、カソード帰還巻線の片側には、

$$\frac{\sqrt{2} \sqrt{5.0 \times 32}}{2} = 8.9 [\text{V}_p] \quad (27)$$

が生じますから、グリッド-アース間では、 $11.9 + 8.9 = 20.8\text{ V}_p$ の電圧が必要です。

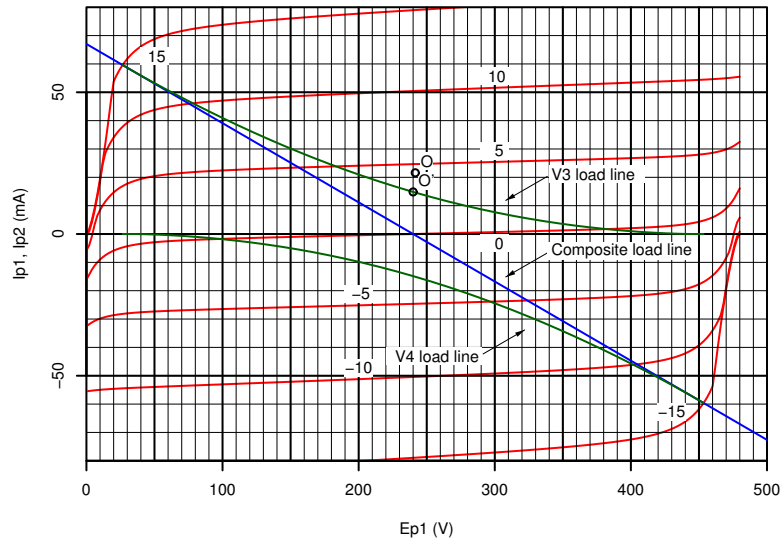


図 20: ミニアンプ出力段のロードライン

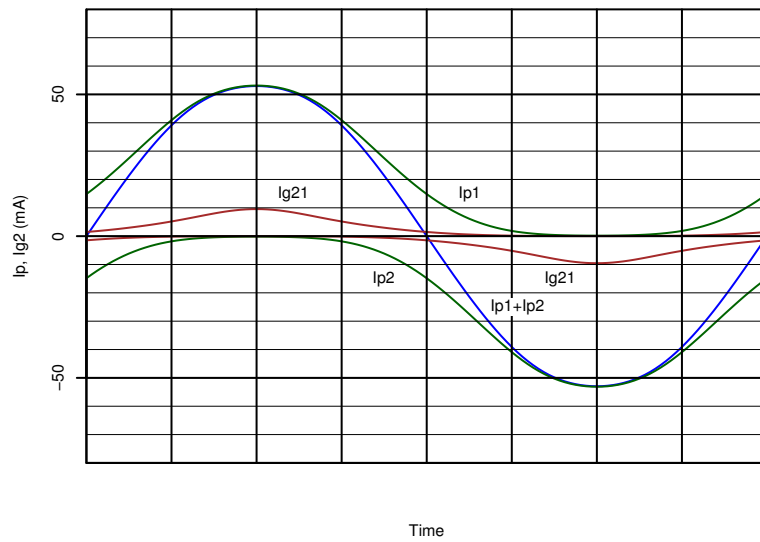


図 21: ミニアンプ最大出力近辺の波形

3 位相反転段の実験

実線は試作回路，点線は SPICE によるシミュレーションの結果です．赤は V1 のゲイン，青は V2 のゲインです．

3.1 古典的位相反転+カソード結合

R_g は，2.816 k Ω で出力のバランスが取れました．ゲインは，165 倍 (44.3 dB) です．

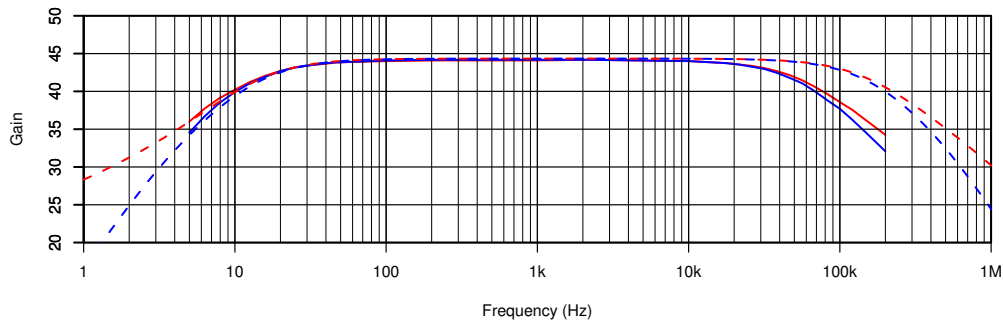


図 22: 古典的位相反転+カソード結合の周波数特性

試作回路のほうが，シミュレーションより高域特性がかなり劣っています．浮遊容量がだいぶ大きいようです．

3.2 古典的位相反転+カソード結合+スクリーングリッド結合

スクリーン結合を行うと，低域の周波数特性がより平坦になると同時に，V1 と V2 の差が小さくなります．

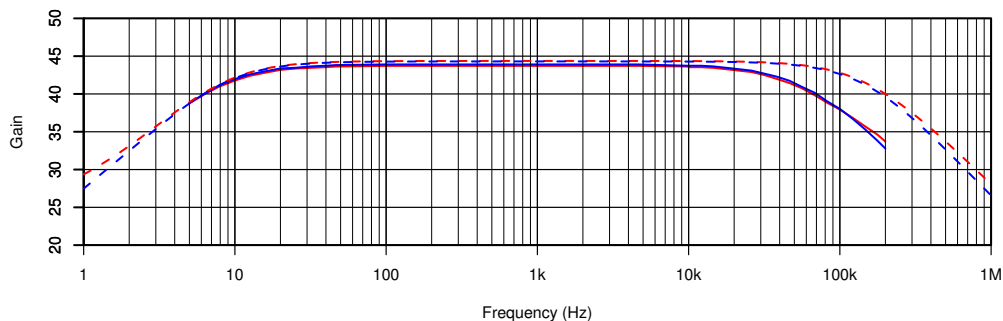


図 23: 古典的位相反転+カソード結合+スクリーングリッド結合の周波数特性

3.3 カソード結合

R_g を 0 とします．ゲインは，V1 側が 100.3 倍 (40.0 dB)，V2 側が 60.5 倍 (35.6 dB) です．

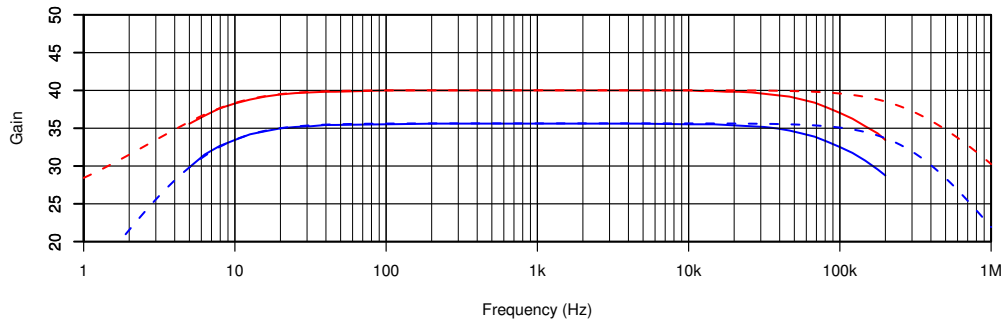


図 24: カソード結合の周波数特性

3.4 カソード結合+スクリーングリッド結合

スクリーン結合を行うと、V1, V2 のバランスが改善されます。また、低域の周波数特性がより平坦になります。

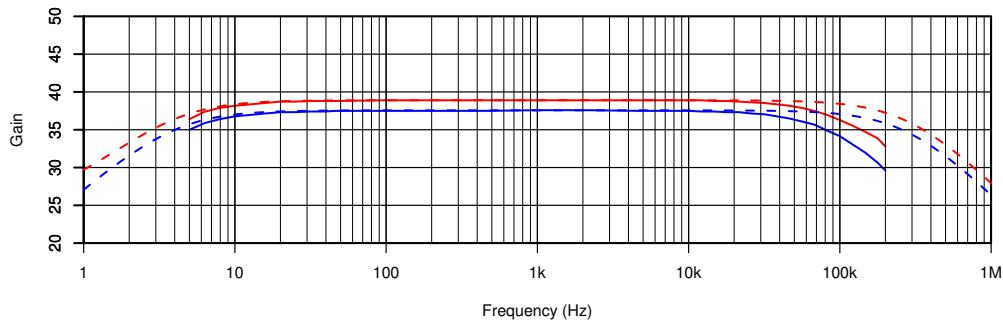


図 25: カソード結合+スクリーングリッド結合の周波数特性

3.5 負帰還を掛けた場合 (1)

V2 の出力をオペアンプでバッファリングして、2 k Ω の抵抗で負帰還を掛けます。R_g が 2.235 k Ω で出力のバランスが取れました。ゲインは、26.8 倍 (28.6 dB) です。負帰還量は、15.7 dB 相当になります。

シミュレーションでは低域にピークができていますが、これは、スクリーングリッドのバイパスコンデンサによる時定数と、カップリングの時定数のスタガ比が足りないためで、実際には、出力トランスによる出力段の時定数が低域の第 1 ポールになるので、このようなピークは生じないはず です。

3.6 負帰還を掛けた場合 (1)+スクリーングリッド結合

スクリーン結合を行うと、スクリーングリッドの時定数が大きくなるため、低域のピークが小さくなっています。また、高域の差も小さくなっています。

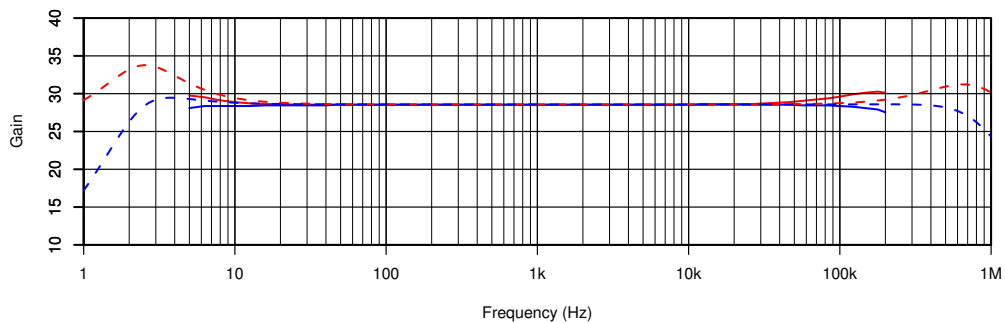


図 26: 負帰還を掛けた場合 (1) の周波数特性

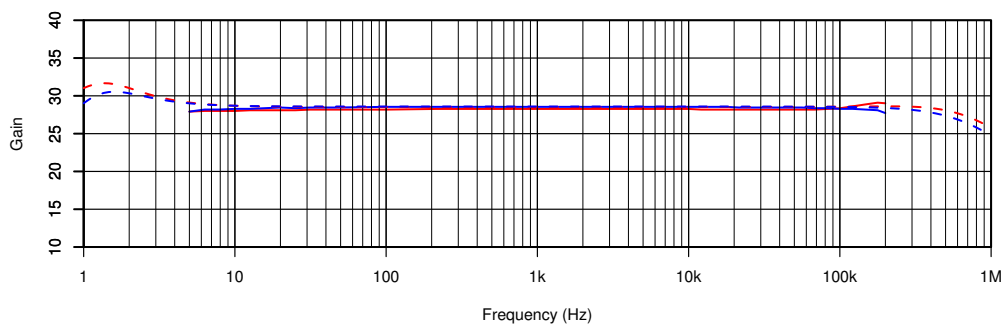


図 27: 負帰還を掛けた場合 (1)+スクリーングリッド結合の周波数特性

3.7 負帰還を掛けた場合 (2)

V2 の出力をオペアンプでバッファリングして、 $1\text{ k}\Omega$ の抵抗で負帰還を掛けます。 R_g が $1.716\text{ k}\Omega$ で出力のバランスが取れました。ゲインは、15.0 倍 (23.5 dB) です。負帰還量は、20.8 dB 相当になります。低域のピークがさらに大きくなっています。

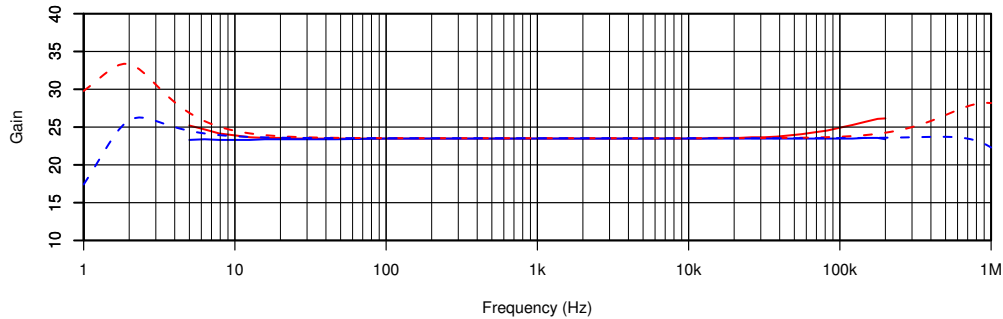


図 28: 負帰還を掛けた場合 (2) の周波数特性

3.8 負帰還を掛けた場合 (2)+スクリーングリッド結合

低域のピークが小さくなっています。また、高域の差も小さくなっています。試作回路では、V1 と V2 の出力に少し差が出ています。

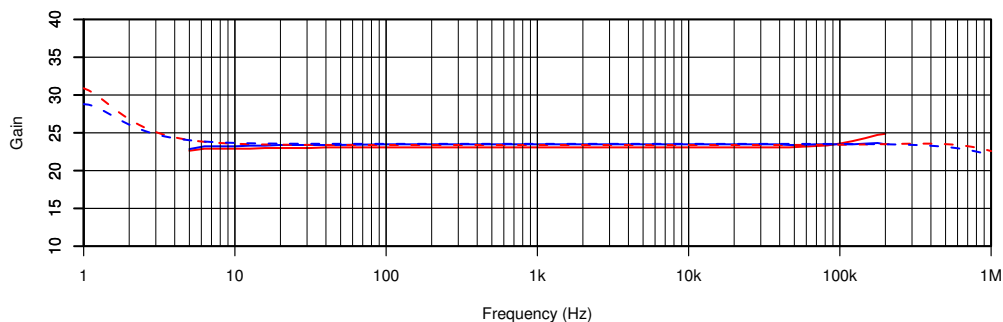


図 29: 負帰還を掛けた場合 (2)+スクリーングリッド結合の周波数特性

3.9 G3 をグラウンドに落とした場合

サブレッサグリッド (G3) は、通常カソードと同じ電位にして使います。6AU6 の場合は、内部シールドと G3 がつながっています。もともと高周波向けの球なので、カソードのインピーダンスが低い回路で使われることが想定されているのでしょう。

QUAD II では、カソードに帰還信号が掛かっているため、これが内部シールドとつながっていると、外部からノイズを拾うアンテナになってしまうことが考えられます。シールドを有効にする

ため、G3 を直接グラウンドに落としたほうが良さそうです。G3 はカソードから離れており、またピッチも粗いため、動作に影響はないと思いますが、念のため、特性を取ってみました。

実線が G3 をグラウンドに落とした場合、破線が G3 をカソードにつないだ場合です。負帰還を掛けると、特性への影響がわかりにくくなるので、古典的位相反転で特性を取りました。

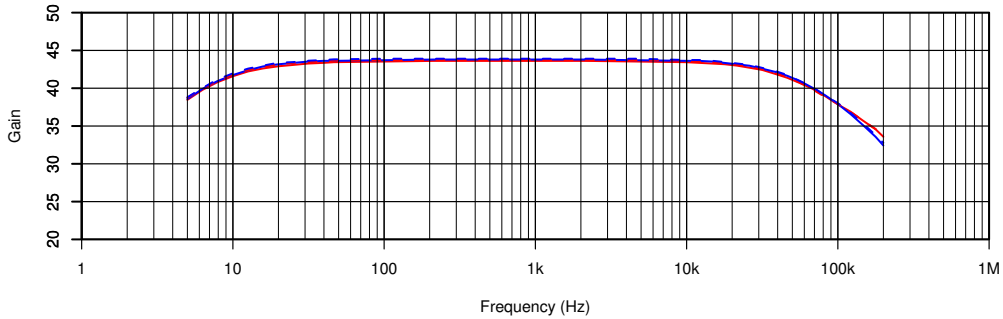


図 30: G3 をグラウンドに落とした場合の周波数特性

特性の違いは殆どありませんでした。

4 ミニアンプの製作

最終的な回路は、図 31 のようにしました。出力トランスの 1 次インダクタンスが思いの外大きかったので、低域のスタガー比を確保するため、初段のスクリーングリッドバイパスコンデンサを増やし、カップリングコンデンサを減らしました。また、出力段の電流が多いようでしたので、バイアス抵抗を 330Ω に増やしました。

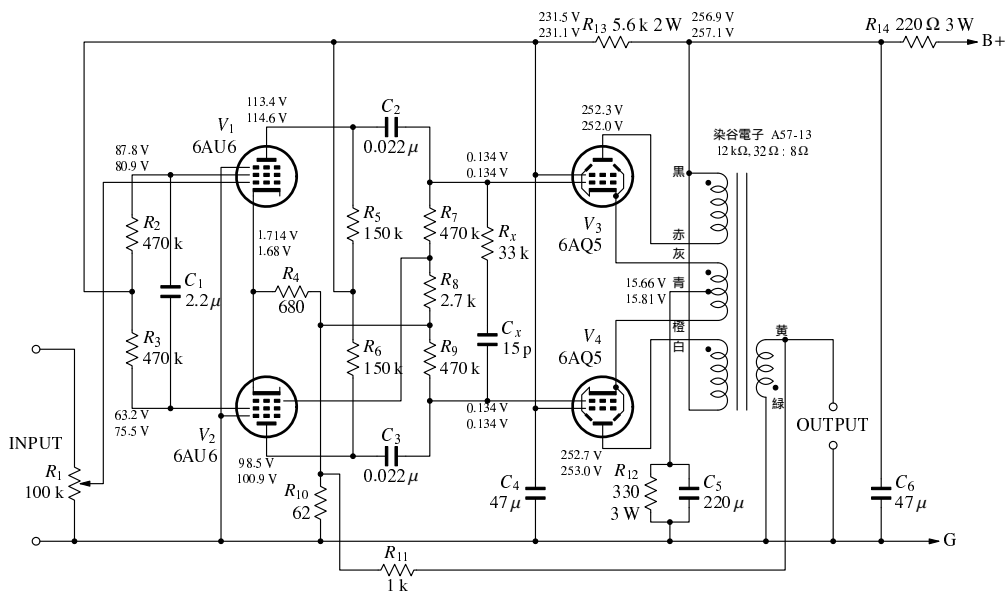


図 31: QUAD II タイプミニアンプの回路 (最終版)

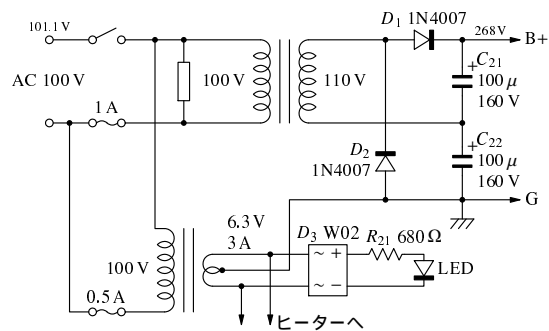


図 32: QUAD II タイプミニアンプの回路 (電源部)

4.1 製作

電源トランスには、東映変成器の 40W 絶縁トランス¹を、ヒータートランスには同じく東映変成器の 3A のものを使用しました。ケースは、タカチの US-260LH を使用して、真空管を横向きにマウントし、内部に納めることにしました。



図 33: ミニアンプの外観

4.2 測定

4.2.1 入出力特性

予定通り、0.5V の入力で 5W の出力が得られました。

¹このトランスは KAHN さんに譲ってもらったものです。

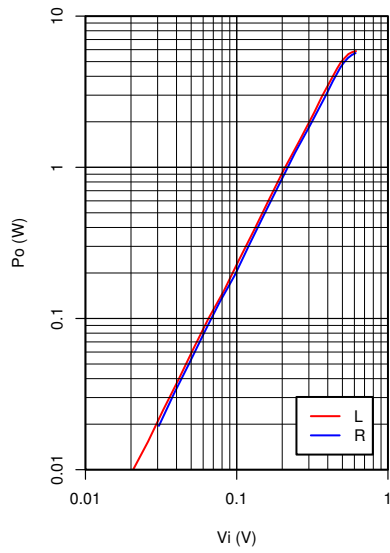


図 34: ミニアンプの入出力特性

4.2.2 出力対歪率特性

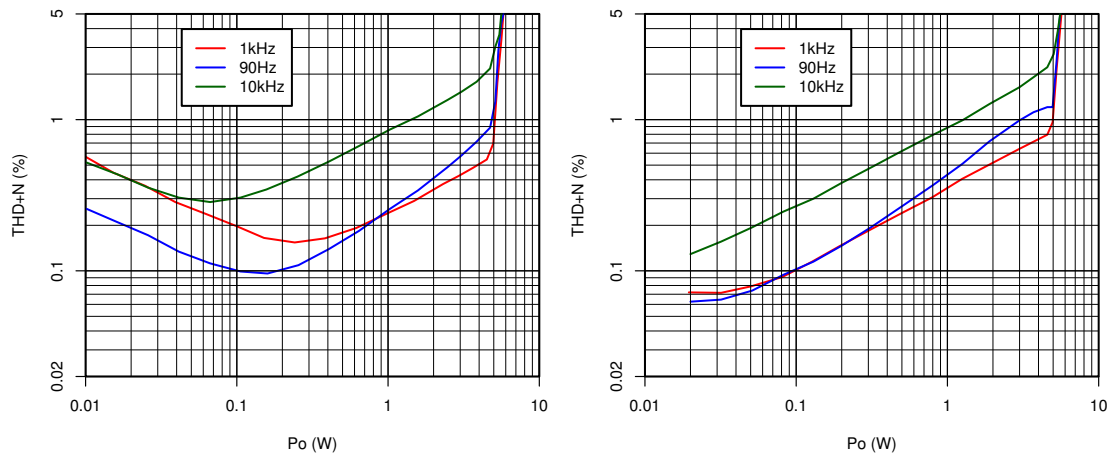


図 35: ミニアンプの出力対歪率特性

4.2.3 周波数特性

位相補償が足りないため、高域に少々ピークが生じています。

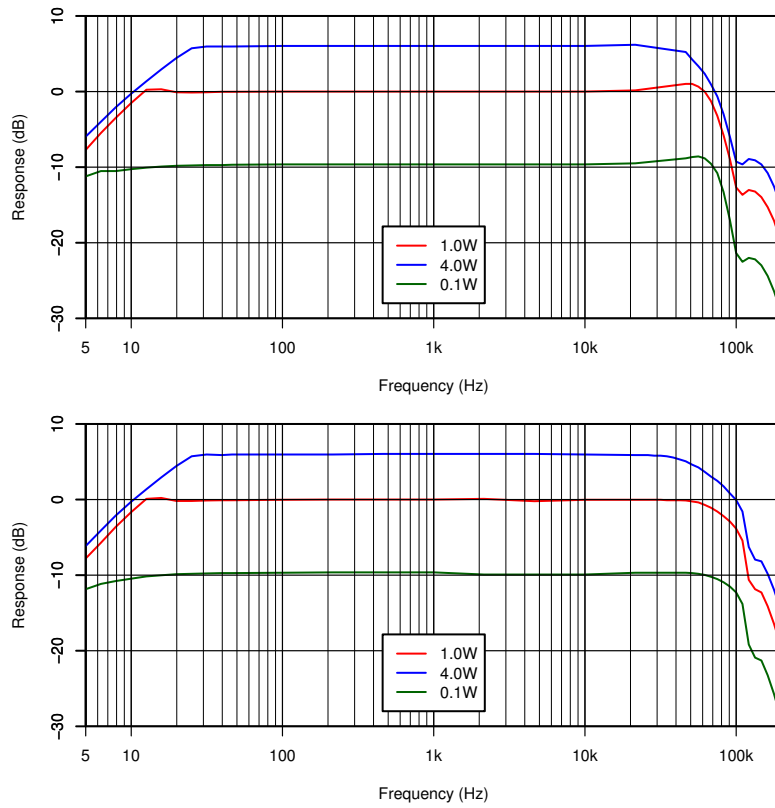


図 36: ミニアンプの周波数特性(上:左,下:右)

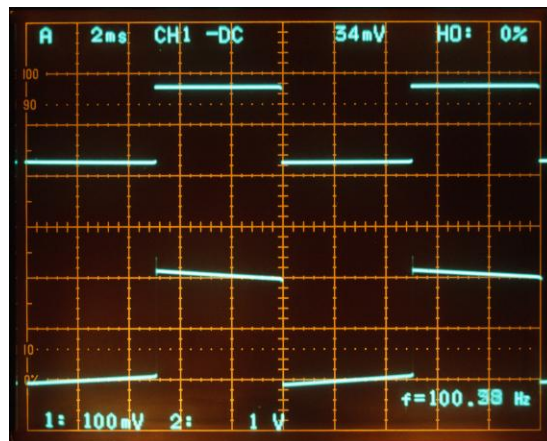


図 37: 方形波応答(右, 100Hz)

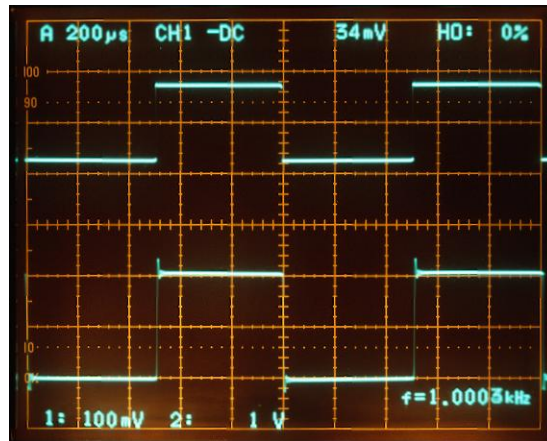


图 38: 方形波应答 (右, 1kHz)

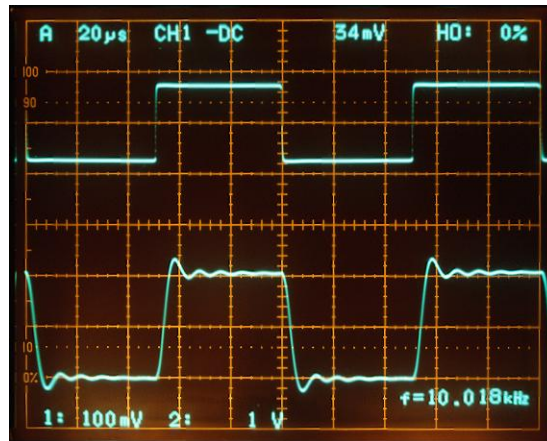


图 39: 方形波应答 (右, 10kHz)

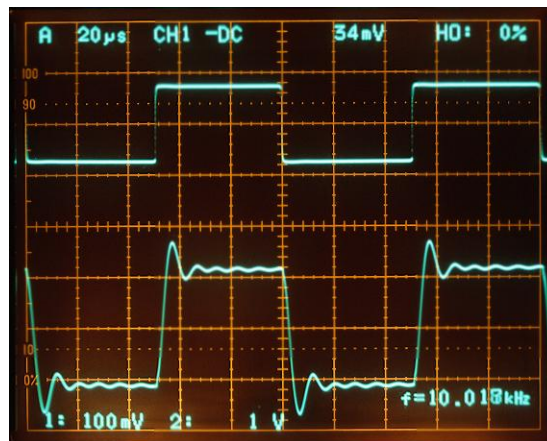


图 40: 方形波应答 (右, 10kHz, 負荷開放)

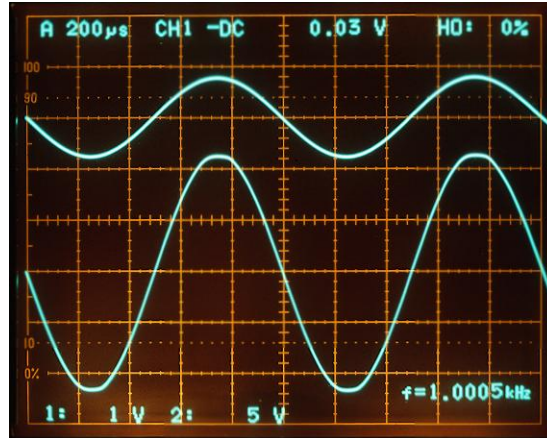


図 41: クリップ波形

4.2.4 残留雑音

	左チャンネル	右チャンネル
補正なし	1.5 mV	0.18 mV
A 補正	0.23 mV	0.028 mV

左チャンネルの雑音が大きいです。真空管を差し替えた結果、左チャンネルに使用した Sylvania の 6AU6 のハムのような音です。右チャンネルは GE 製です。

4.2.5 クロストーク

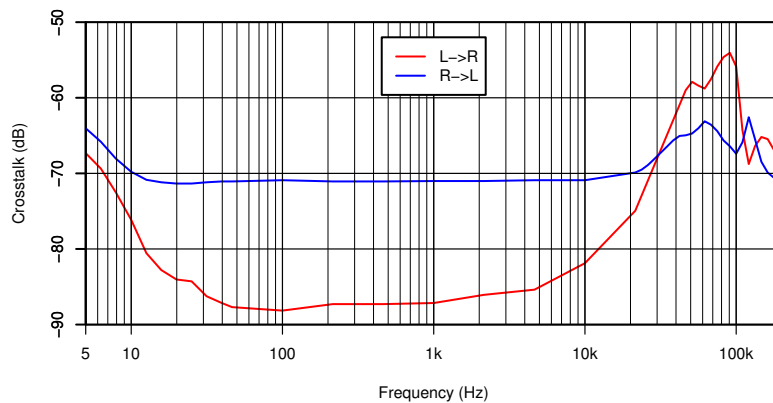


図 42: ミニアンプのクロストーク特性

L チャンネルの残留雑音が高いため、R→L の特性が悪くなっています。L→R は、20kHz で -75 dB と、かなりよい特性と言えます。低域のほうも、10Hz で -75 dB 確保できています。平衡アンプですので、電源がプアでもこの程度の特性は楽に得られるようです。

4.2.6 出力インピーダンス, ダンピングファクター

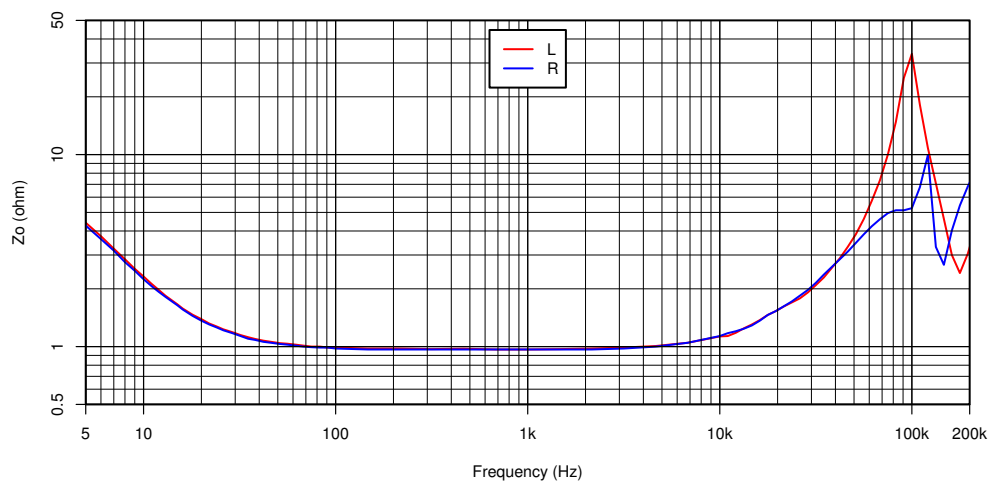


図 43: ミニアンプの出力インピーダンス特性

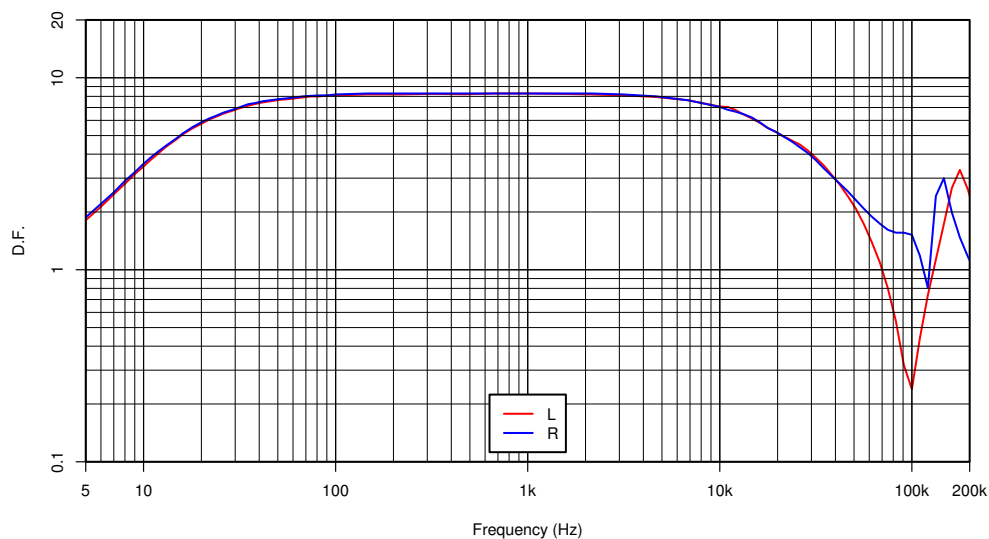


図 44: ミニアンプのダンピングファクター

左チャンネルは残留雑音の影響で正しく測定できませんでしたので、真空管を左右入れ替えて測定しています。出力インピーダンスは 1Ω 弱、ダンピングファクターは 10 弱となっています。

4.3 出力トランスの交換と位相補償の変更

残りの出力トランスを ARITO さんから送っていただいたため、右チャンネルの G-2 を G-18 に交換しました。また、位相補償の容量を 22 pF にしました。さらに、使用するスピーカーにあわせて、

パッシブ式のバスブースト回路を組み込みました。初段の 6AU6 は、すべて GE 製のものに変更しました。

バスブーストの回路を、図 45 に示します。これはインピーダンスを下げた最終回路のもので、入

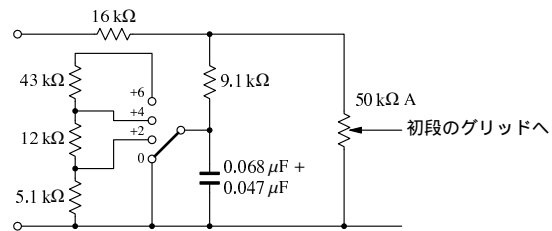


図 45: バスブーストの回路図

カインピーダンスは約 $23.7\text{k}\Omega$ 、挿入損失は -9.8dB です。

4.3.1 入出力特性

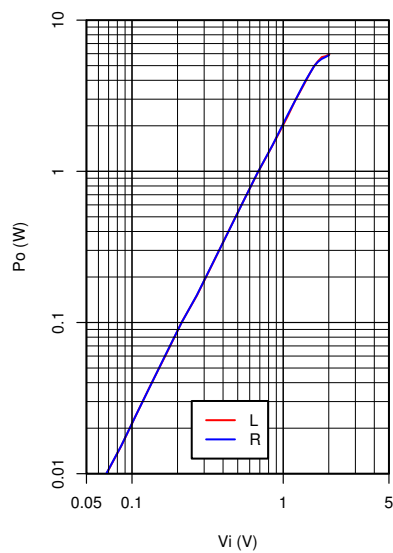


図 46: ミニアンプの入出力特性

前述のとおり、バスブースト回路により約 $1/3$ の損失があるため、その分感度が低くなっています。

4.3.2 出力対歪率特性

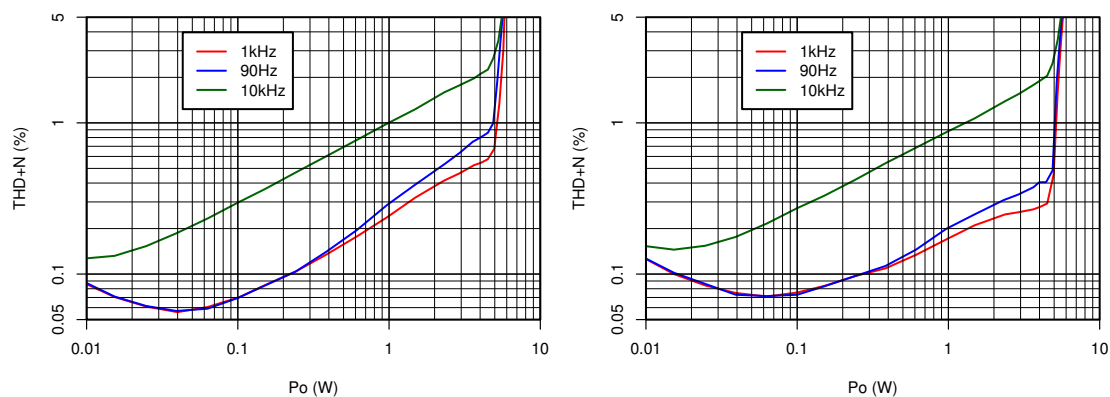


図 47: ミニアンプの出力対歪率特性

左右のノイズレベルの差が少なくなったため、歪率特性もほぼ揃いました。

4.3.3 周波数特性

図 48のように、高域のピークはなくなりました。

バスブーストの周波数特性を、図 49に示します。上昇量はほぼ正確に 2 dB ステップとなっています。

4.3.4 残留雑音

	左チャンネル	右チャンネル
補正なし	0.303 mV	0.355 mV
A 補正	0.0327 mV	0.033 mV

4.3.5 クロストーク

最初、バスブースト回路を適当に配線したら、図 50の青い線のように大幅に特性が悪化しました。フロントパネル側に右チャンネルがあり、6AQ5 のプレートからの輻射を拾っているようです。また、ボリュームの奥側を左チャンネルにしているため、右チャンネルの配線等からの信号を拾いやすくなっているようです。

バスブースト回路のインピーダンスを半分にし、さらにボリュームの手前側と奥側の配線を入れ替え、バスブーストからボリュームの配線にリボンケーブルを使って左右の信号線の間をグラウンドを挟んだところ、緑色のように特性が改善しました。バスブーストがない場合より、最悪で 10dB 程度の悪化に収まっています。

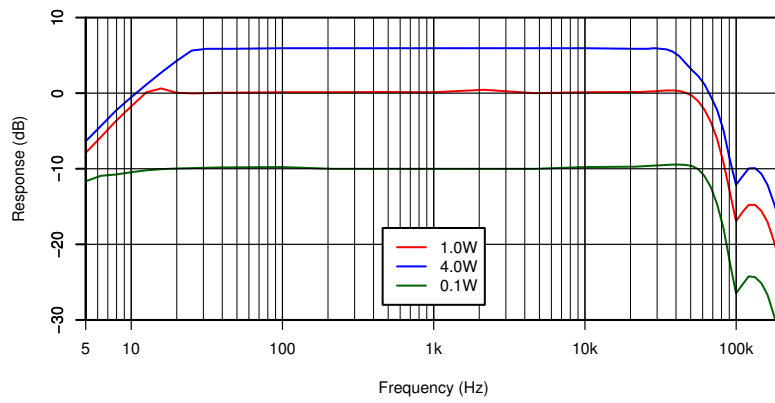
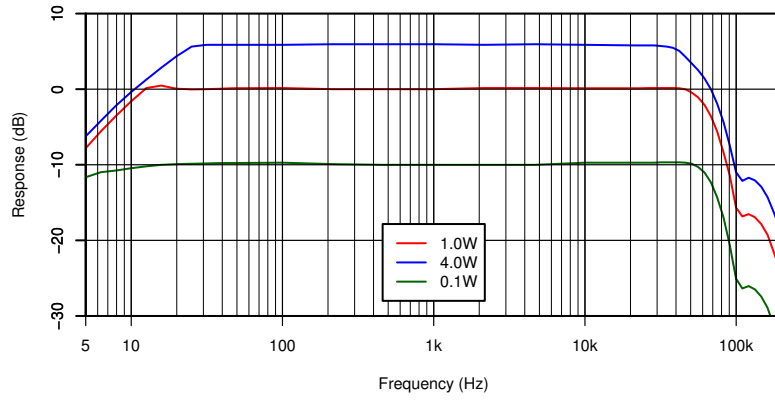


図 48: ミニアンプの周波数特性(上:左,下:右)

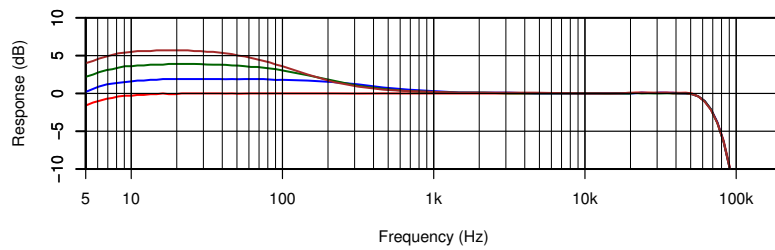


図 49: パスプーストの周波数特性

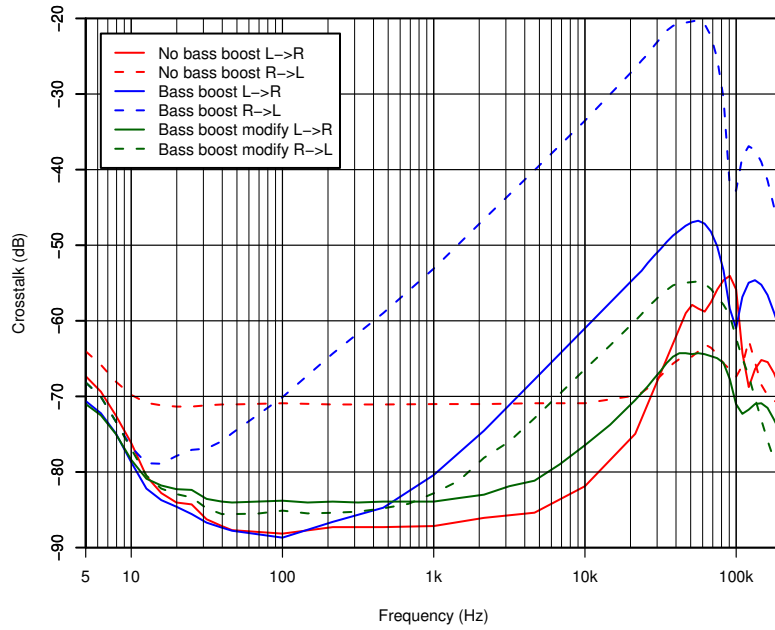


図 50: バスブースト付加後のクロストーク特性

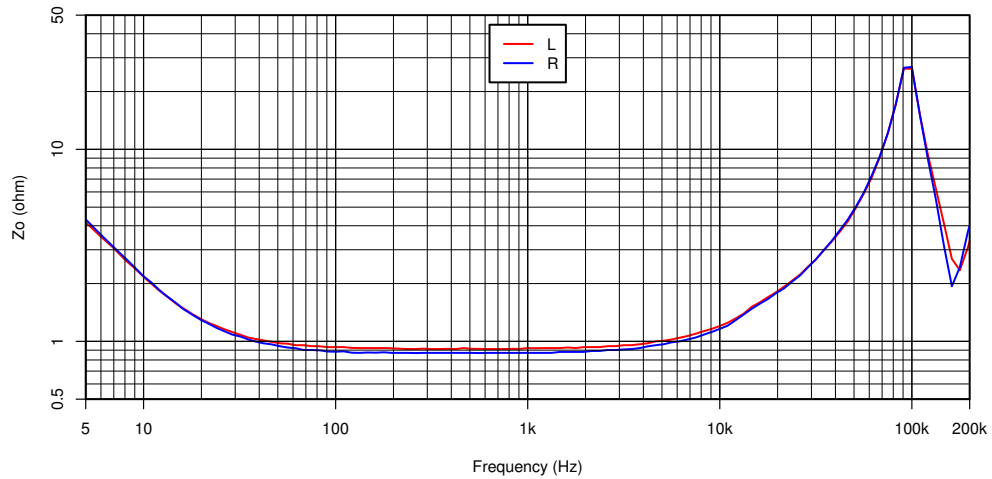


図 51: ミニアンプの出カインピーダンス特性

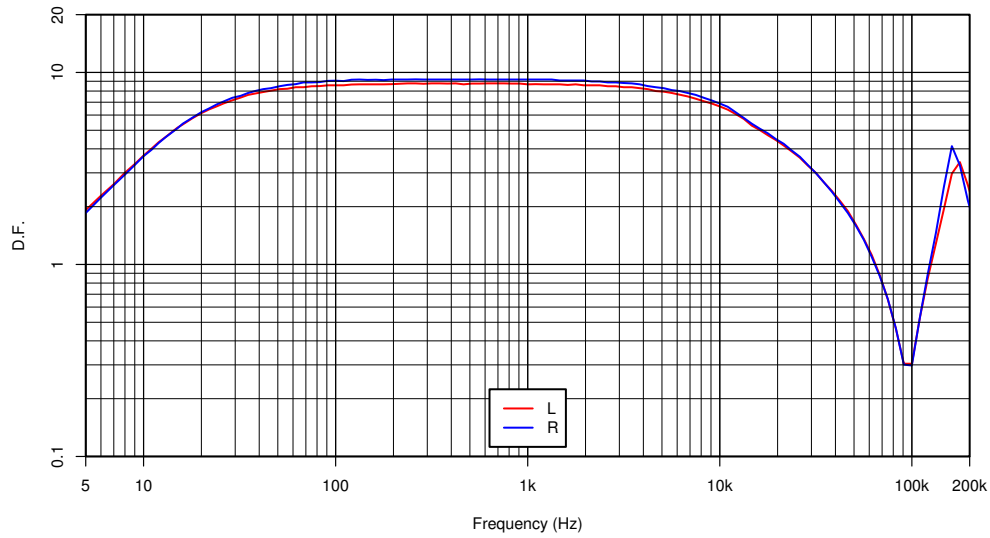


図 52: ミニアンプのダンピングファクター

4.3.6 出力インピーダンス, ダンピングファクター

5 EL95 への換装

6005 の代わりに, UMETECH さんより頂いた五極管 EL95 を使ってみました. EL95 は 6005 よりもバイアスが浅いので, カソード抵抗 R_{12} に並列に 470Ω を接続します. また, スクリーニングリッド電流が多いので, R_{13} に並列に $8.2\text{k}\Omega$ を接続します. カソード帰還が強くなるので, 多少位相補償を強くする必要があります.

参考文献

- [1] Morgan Jones. *Valve Amplifiers*. Newnes, second edition, 1999.