

電腦時代の真空管アンプ設計

中林 歩

Since 2001 年 8 月 24 日
Updated 2003 年 6 月 12 日

はじめに

最近，真空管アンプへの関心が高まっているようです。インターネット上にも，真空管アンプを扱っている Web サイトが数多く見受けられます。

私が真空管に興味を持ったのは，今から 30 年近く前の小学生の頃，初步のラジオによってでした。もちろん，すでに真空管の全盛期は過ぎておりましたが，近くの電子部品販売店には，まだ保守用の真空管が売られていたことを覚えています。

その当時，手に入る真空管関連の資料といえば，誠文堂新光社の「実用真空管ハンドブック」[5] と「真空管活用自由自在」[7] でした。どちらも，最近復刻版が出ているのは，みなさんご存じの通りです。このほかにも，各メーカーの真空管関連のハンドブックが出ていたはずですが，小学生には手を出せない価格だったのでどうか，記憶にありません。これらの書籍には，特性曲線が載っているタマは少なく，また，特性曲線を使った作図による設計法を詳しく説明している文献も手に入らなかっただため，自分で自在に設計ができるまでには至りませんでした。もちろん，複素インピーダンスなどは小学生には理解不能であったでしょう。

特性曲線と作図による設計法に目を開かせてくれたのは，長真弓氏の「真空管アンプ設計自由自在」[6] でした。また，黒川達夫氏の「デジタル時代の真空管アンプ」[3]，「現代真空管アンプ 25 選」[4] に見られる現代的な低インピーダンス設計も大いに刺激になりました。しかし，設計の技法に関しては，作図と手計算という伝統から脱していません。これだけ PC が普及しているのですから，真空管アンプの設計にコンピュータを利用しない手はありません。

MJ 誌では，Tube CAD などコンピュータを利用した設計法を紹介していますが，回路が制限される，出力段は対象外，使用できる真空管の種類に限りがあるなど，制約が多いものです。SPICE に代表される一般の電子回路シミュレータを利用することも考えられますが，完成した回路のシミュレーションには適しているが，設計という目的には必ずしも適当でない，真空管のモデルに適切なものがない，フリーウェアのバージョンでは精度が悪いというバグがあるなど，これもあまりうまくありません。

ここでは，主に R というソフトウェアを使って真空管の特性を表現し，さまざまな分析を行っていきます。R は，統計・グラフィクスのための環境(言語)であり，フリーウェアです。Windows だけでなく，各種 UNIX，Linux などでもまったく同じように動作します。R は，
<http://www.cran.r-project.org/> より入手できます。また，実際の回路の動作については，SPICE を使って確認していきます。私は Linux を使っており，SPICE としてはバーカレー版のバージョン 3f5 を使用していますが，Windows 上ではほかにも多くのバージョンが使えるでしょう。

Web 上では紙数の制限がないので，式の導出やプログラムについては，できるだけ詳しく載せるつもりです。数式を多く使っていますが，内容は高校の数学レベルですので，気軽に読んでください。また，数値例の有効数字も約 6 術程度載せてますが，これは算出結果が合っているかどうか，シミュレーションの精度はどれくらいかを確認するためで，実用的には精度よく計算することにあまり意味がないことを承知の上でこのようにしています。

目 次

| | |
|---|-----------|
| 第 1 章 静特性と三定数 | 1 |
| 1.1 二極管の静特性 | 1 |
| 1.2 三極管の静特性 | 1 |
| 1.3 三定数 | 3 |
| 1.3.1 増幅率 μ | 3 |
| 1.3.2 相互コンダクタンス g_m | 5 |
| 1.3.3 プレート抵抗 r_p | 5 |
| 1.3.4 三定数の関係の数学的解釈 | 5 |
| 1.3.5 三定数の値の例 | 6 |
| 1.4 真空管による増幅と三定数 | 7 |
| 第 2 章 電圧增幅回路 | 10 |
| 2.1 カソード接地 | 10 |
| 2.1.1 数値例 | 11 |
| 2.1.2 シミュレーション例 | 11 |
| 2.2 電流帰還 | 13 |
| 2.2.1 数値例 | 14 |
| 2.2.2 シミュレーション例 | 14 |
| 2.2.3 負帰還としての解釈 | 15 |
| 2.3 プレート接地(カソードフォロワ) | 15 |
| 2.3.1 例 1—固定バイアス 1 | 17 |
| 2.3.2 例 2—固定バイアス 2 | 19 |
| 2.3.3 例 3—自己バイアス 1 | 20 |
| 2.3.4 例 4—自己バイアス 2 | 21 |
| 2.4 グリッド接地 | 23 |
| 2.4.1 数値例 | 25 |
| 2.4.2 シミュレーション例 | 25 |
| 2.5 E_p - I_p 特性図による電圧增幅回路の設計 | 26 |
| 2.5.1 カソード接地増幅回路の設計 | 26 |
| 2.5.2 R を利用した設計 | 28 |
| 2.5.3 プレート接地増幅回路の設計 | 30 |
| 2.5.4 グリッド接地増幅回路の設計 | 31 |
| 2.6 SRPP | 34 |
| 2.6.1 例 1—固定バイアス | 36 |
| 2.6.2 例 2—電流帰還 | 37 |
| 2.6.3 設計 | 38 |

| | | |
|------------|-------------------------------------|-----------|
| 2.7 | カスコード接続 | 41 |
| 2.7.1 | 数値例 | 43 |
| 2.7.2 | シミュレーション例 | 44 |
| 2.7.3 | 設計 | 45 |
| 2.8 | 交流負荷 | 47 |
| 2.9 | 高域・低域の特性の解析(工事中) | 49 |
| 第3章 | 位相反転回路 | 50 |
| 3.1 | P-K分割 | 50 |
| 3.1.1 | ゲイン | 50 |
| 3.1.2 | 出力インピーダンス | 51 |
| 3.1.3 | 数値例 | 52 |
| 3.1.4 | シミュレーション例 | 52 |
| 3.1.5 | 負荷がバランスしている場合の等価出力インピーダンス | 53 |
| 3.1.6 | 設計 | 54 |
| 3.2 | 差動増幅回路 | 56 |
| 3.2.1 | ゲイン | 56 |
| 3.2.2 | 出力インピーダンス | 58 |
| 3.2.3 | 数値例 | 59 |
| 3.2.4 | シミュレーション例 | 61 |
| 3.2.5 | 設計 | 62 |
| 3.3 | カソード結合型(ミュラード型) | 65 |
| 3.3.1 | ゲイン | 66 |
| 3.3.2 | 出力インピーダンス | 68 |
| 3.3.3 | 数値例 | 68 |
| 3.3.4 | シミュレーション例 | 69 |
| 3.3.5 | 設計 | 71 |
| 3.3.6 | ACバランスの調整例 | 73 |
| 第4章 | 電力増幅回路(工事中) | 77 |
| 第5章 | 出力トランス | 78 |
| 5.1 | 理想トランス | 78 |
| 5.2 | トランスの等価回路 | 79 |
| 5.2.1 | 中域の等価回路 | 79 |
| 5.2.2 | 低域の等価回路 | 81 |
| 5.2.3 | 高域の等価回路 | 82 |
| 5.3 | トランスのパラメータの求め方 | 83 |
| 5.3.1 | 巻線抵抗 | 83 |
| 5.3.2 | 巻数比 | 83 |
| 5.3.3 | 1次インダクタンス, 浮遊容量, 鉄損 | 83 |
| 5.3.4 | 漏洩インダクタンス | 85 |
| 5.3.5 | パラメータの測定例(シングル用) | 85 |
| 5.3.6 | パラメータの測定例(プッシュプル用) | 87 |

| | | |
|--------------|--------------------------------------|------------|
| 5.4 | トランスの SPICE モデル(シングル用) | 89 |
| 5.5 | トランスの SPICE モデル(プッシュプル用) | 90 |
| 5.6 | SPICE によるトランスの特性の解析 | 91 |
| 5.7 | プッシュプル用トランスの 1 次巻線のインピーダンス | 97 |
| 5.8 | シングル出力段 | 99 |
| 5.8.1 | トランスが負荷の場合のロードライン | 99 |
| 5.8.2 | 波形が歪んでいる場合の電力 | 102 |
| 5.8.3 | 波形から基本波と歪み成分の大きさを求める | 104 |
| 5.8.4 | 歪率 | 105 |
| 5.8.5 | 等価回路 | 106 |
| 5.8.6 | シミュレーション | 107 |
| 5.8.7 | 負荷インピーダンスを変化させる | 107 |
| 5.8.8 | 動作点を変化させる | 107 |
| 5.8.9 | 2 次歪みと動作点の移動 | 107 |
| 5.8.10 | NFB をかけた場合 | 107 |
| 5.9 | プッシュプル | 107 |
| 5.9.1 | プッシュプルのロードライン | 107 |
| 5.10 | 差動出力段 | 108 |
| 5.11 | SEPP | 108 |
| 第 6 章 | 負帰還(工事中) | 109 |
| 6.1 | 時定数が 1 段の場合の周波数特性 | 109 |
| 6.2 | 時定数が 2 段の場合の周波数特性 | 109 |
| 6.3 | 時定数が 3 段の場合の周波数特性 | 114 |
| 付 錄 A | 基礎知識 | 117 |
| A.1 | 抵抗 , コンデンサ , インダクタ | 117 |
| A.1.1 | 抵抗 | 117 |
| A.1.2 | インダクタ | 117 |
| A.1.3 | コンデンサ | 118 |
| A.2 | 分圧 , 分流 | 118 |
| A.2.1 | 分圧回路(直列接続) | 118 |
| A.2.2 | 分流回路(並列接続) | 119 |
| A.3 | テブナンの定理 , ノートンの定理 | 120 |
| A.3.1 | テブナンの定理 | 120 |
| 付 錄 B | 真空管のモデル | 122 |
| B.1 | 三極管のモデル | 122 |
| B.1.1 | 特性曲線の特徴 | 122 |
| B.1.2 | 三定数 | 122 |
| B.1.3 | 三極管のグリッド電流モデル | 124 |
| B.1.4 | まとめ | 128 |
| B.2 | 五極管のモデル | 128 |
| B.2.1 | プレート電流とスクリーングリッド電流の和 | 129 |

| | | |
|------------------------------|--|------------|
| B.2.2 | スクリーングリッド電流の分配比率 | 130 |
| B.2.3 | プレート内部抵抗 | 131 |
| B.2.4 | 最終的なプレート電流・スクリーングリッド電流 | 131 |
| B.2.5 | 三定数 | 132 |
| B.3 | R によるインプリメント | 132 |
| B.3.1 | パラメータのデータ形式 | 132 |
| B.3.2 | プレート電流を求める関数 Ip | 133 |
| B.3.3 | グリッド電流を求める関数 Ig | 134 |
| B.3.4 | 相互コンダクタンスを求める関数 gm | 134 |
| B.3.5 | 内部抵抗を求める関数 rp | 134 |
| B.3.6 | 増幅率を求める関数 mu | 135 |
| B.3.7 | 五極管のプレート電流を求める関数 Ipp | 135 |
| B.3.8 | 五極管のグリッド電流を求める関数 Igp | 136 |
| B.3.9 | 五極管のスクリーングリッド電流を求める関数 Ig2 | 136 |
| B.3.10 | 五極管の相互コンダクタンスを求める関数 gmp | 137 |
| B.3.11 | 五極管の内部抵抗を求める関数 rpp | 137 |
| B.3.12 | 五極管の増幅率を求める関数 mup | 137 |
| B.3.13 | 五極管のスクリーングリッド内部抵抗を求める関数 rg2 | 138 |
| B.3.14 | 五極管のコントロールグリッド-スクリーングリッド間増幅率を求める関数 mug | 138 |
| B.4 | パラメータの求め方(キャリブレーション) | 138 |
| B.4.1 | データのフォーマット | 138 |
| B.4.2 | キャリブレーションを行なう関数 Ip.cal | 140 |
| B.5 | SPICE のモデル | 143 |
| B.5.1 | 三極管のモデル | 144 |
| B.5.2 | 五極管のモデル | 144 |
| B.5.3 | SPICE のサブ回路を出力する関数 r2spice | 145 |
| B.6 | パラメータ例 | 150 |
| B.6.1 | 電圧増幅管 | 150 |
| B.6.2 | 電力増幅管 | 176 |
| 付録 C ソフトウェアの入手とインストール | | 211 |
| C.1 | R | 211 |
| C.1.1 | インストールとショートカットの作成 | 211 |
| C.2 | SPICE | 213 |
| C.3 | 本書のプログラム | 213 |

第1章 静特性と三定数

1.1 二極管の静特性

二極管には、電極がプレートとカソードの2つしかありませんから、これらの間にかかる電圧と電流の関係は(ヒーター、フィラメントの電圧を一定とすれば)一意に定まります。図??の回路でプレート電圧 E_p とプレート電流 I_p を測定し、グラフで表したものが、二極管の E_p - I_p 特性曲線(プレート特性)です。図??に、5AR4 の E_p - I_p 特性曲線を示します。

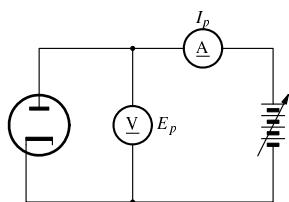


図 1.1: 二極管のプレート特性の測定回路

理論的には、プレート電圧 E_p とプレート電流 I_p の間には、次のような関係があります。

$$I_p = GE_p^{3/2} \quad (1.1)$$

G は、電極の構造によって決まるパービアンス (perveance) と呼ばれる定数で、電流の流れやすさを示しています。この値が大きいほど、整流時の電圧降下が少なく、能率がよくなります。

1.2 三極管の静特性

三極管には、プレート、カソードのほかにグリッドがあり、グリッドの電圧により、プレート電圧とプレート電流の関係が変わってきます。三極管の静特性は、図??の回路で測定します。いくつかのグリッド電圧について、プレート電圧とプレート電流の関係を調べたものが、三極管の E_p - I_p 特性曲線です。図??に、12AU7 の E_p - I_p 特性曲線を示します。

また、いくつかのプレート電圧について、グリッド電圧とプレート電流の関係を調べたものが、 E_g - I_p 特性曲線(グリッド特性)です。図??に、12AU7 の E_g - I_p 特性曲線を示します。

このほかに、いくつかのプレート電流について、グリッド電圧とプレート電圧の関係を調べた E_p - E_g 特性曲線もありますが、オーディオの用途には使われないので割愛します。

これらの特性曲線のうち、1つが分かれば他の特性曲線を作成することができます。

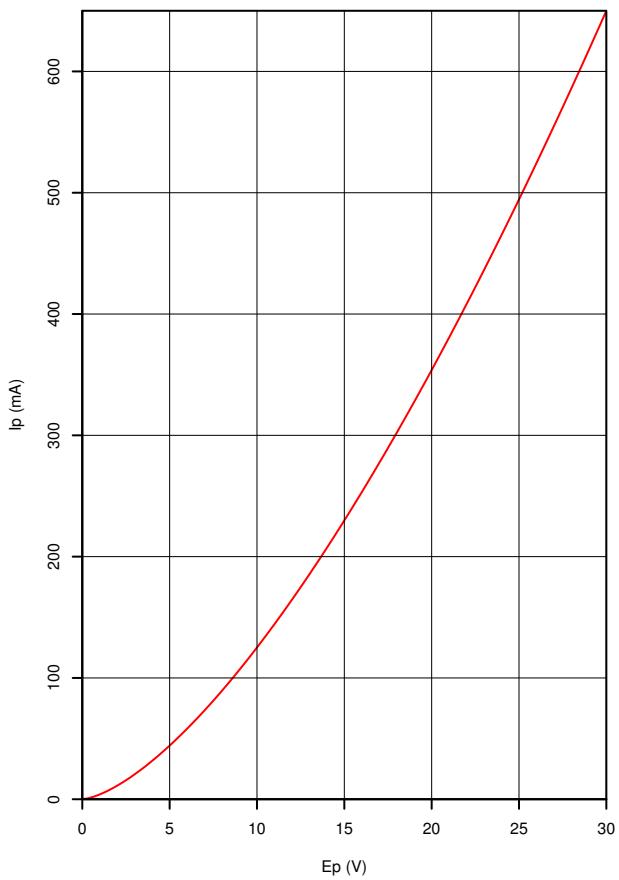


図 1.2: 5AR4 のプレート特性

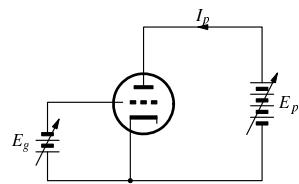


図 1.3: 三極管の静特性の測定回路

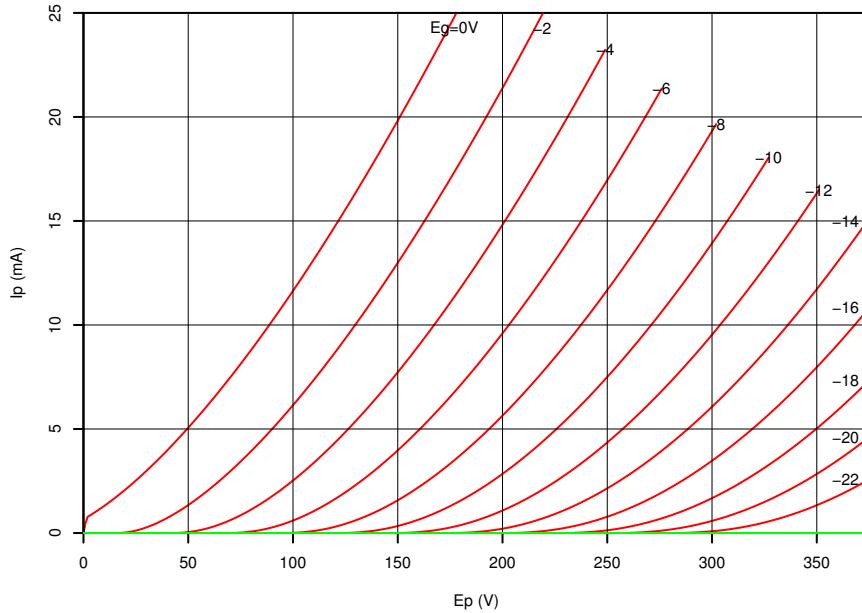


図 1.4: 12AU7 のプレート特性

1.3 三定数

三極管の場合、真空管の特性はプレート特性曲線にすべて現れています。しかし、真空管回路の性質を解析する場合、このような大量の情報を扱うのはやっかいです。また、電力增幅段を除いては、扱う信号の大きさはプレート電圧等にくらべてかなり小さいので、特性曲線のごく小さい範囲の特性を近似的に表せれば十分といえます。

三極管では、以下に述べる 3 つの定数で、ある点(図??では点 A とします)の特性を表します。

1.3.1 増幅率 μ

グリッド電圧を変化させたとき、プレート電流を一定に保つようにするためにはプレート電圧を変えなければなりません。このプレート電圧の変化をグリッド電圧の変化で割ったものが増幅率(amplification factor)で、 μ と表します。実際には、グリッド電圧を上げたときにプレート電流を一定にするにはプレート電圧を下げなければならないので、増幅率を正の値とするために、符号を逆にします。式で表すと、次のようにになります。

$$\mu = -\frac{\partial E_p}{\partial E_g} \Big|_{I_p=I_{p0}} = -\frac{\vec{AB}}{\Delta E_g} = \frac{\vec{BA}}{\Delta E_g} \quad (1.2)$$

μ は電圧を電圧で割ったものなので、単位はありません。オーディオに使われる三極管の場合、 μ の値は 2 から 100 程度です。

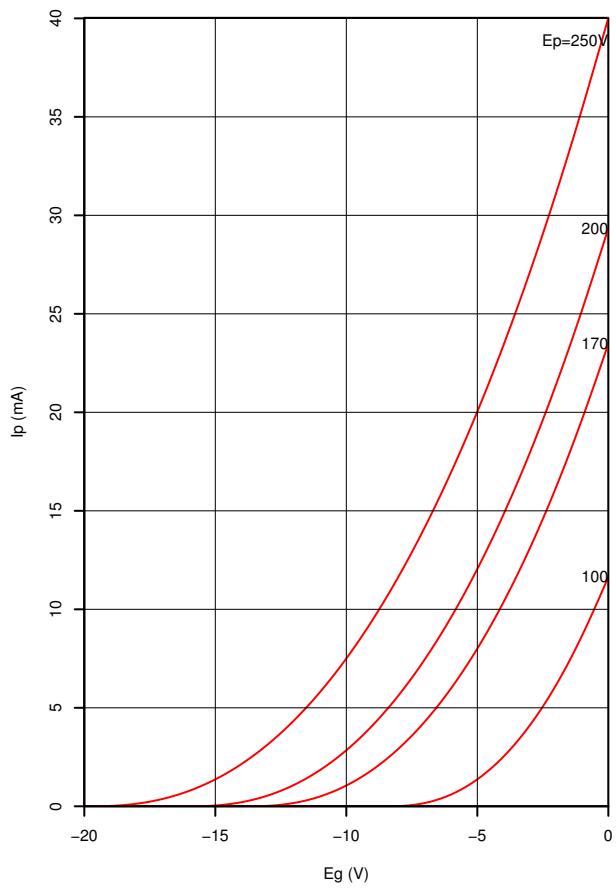


図 1.5: 12AU7 のグリッド特性

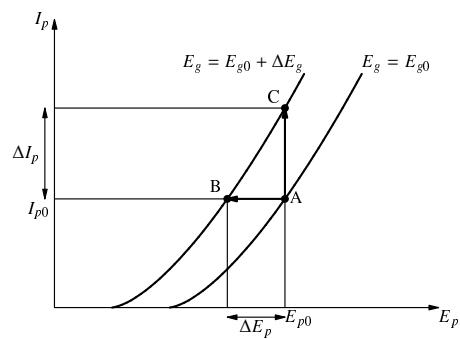


図 1.6: プレート特性と三定数

1.3.2 相互コンダクタンス g_m

プレート電圧を一定にして、グリッド電圧を変化させたときに、どれだけプレート電流が変化するかを表す量を相互コンダクタンス (transconductance) といい、 g_m で表します。

$$g_m = \left. \frac{\partial I_p}{\partial E_g} \right|_{E_p=E_{p0}} = \frac{\vec{AC}}{\Delta E_g} \quad (1.3)$$

単位は、S(シーメンス)です、以前はU(モー)が使われていました。相互コンダクタンスは非常に小さな値なので、mSや μ Sがよく使われます。

1.3.3 プレート抵抗 r_p

グリッド電圧を一定にして、プレート電圧を変化させたとき、プレート電流がどれだけ変化するかを表す量をプレート抵抗 (plate resistance) といい、 r_p で表します。

$$r_p = \left. \frac{\partial E_p}{\partial I_p} \right|_{E_g=E_{g0}} = \frac{\vec{BA}}{\vec{AC}} \quad (1.4)$$

単位は Ω です。プレート抵抗は内部抵抗ともいいます。プレート特性曲線上で、各グリッド電圧の曲線が立っているものほどプレート抵抗が低く、曲線が寝ているものほどプレート抵抗が高くなります。

式(??), (??)より、

$$g_m r_p = \frac{\vec{AC}}{\Delta E_g} \frac{\vec{BA}}{\vec{AC}} = \frac{\vec{BA}}{\Delta E_g} = \mu \quad (1.5)$$

という関係が成り立ちます。したがって、三定数のうち2つが分かれれば、残りの定数を知ることができます。

1.3.4 三定数の関係の数学的解釈

プレート電流は、グリッド電圧とプレート電圧の関数であるといえます。すなわち、

$$I_p = f(E_g, E_p)$$

この場合、プレート電流の変化は、2次の項を無視すれば次の式で表されます。

$$\begin{aligned} \Delta I_p &= \frac{\partial I_p}{\partial E_g} \Delta E_g + \frac{\partial I_p}{\partial E_p} \Delta E_p \\ &= g_m \Delta E_g + \frac{1}{r_p} \Delta E_p \end{aligned} \quad (1.6)$$

増幅率の定義より、 μ は ΔI_p が 0 となるような ΔE_p と ΔE_g の比率のことです。

$$\begin{aligned} g_m \Delta E_g + \frac{1}{r_p} \Delta E_p &= 0 \\ g_m r_p \Delta E_g &= -\Delta E_p \\ g_m r_p &= -\frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} = \mu \end{aligned} \quad (1.7)$$

1.3.5 三定数の値の例

ここでは、12AU7 を例にとりあげ、プレート特性図(図??)から三定数を求めてみます。データ

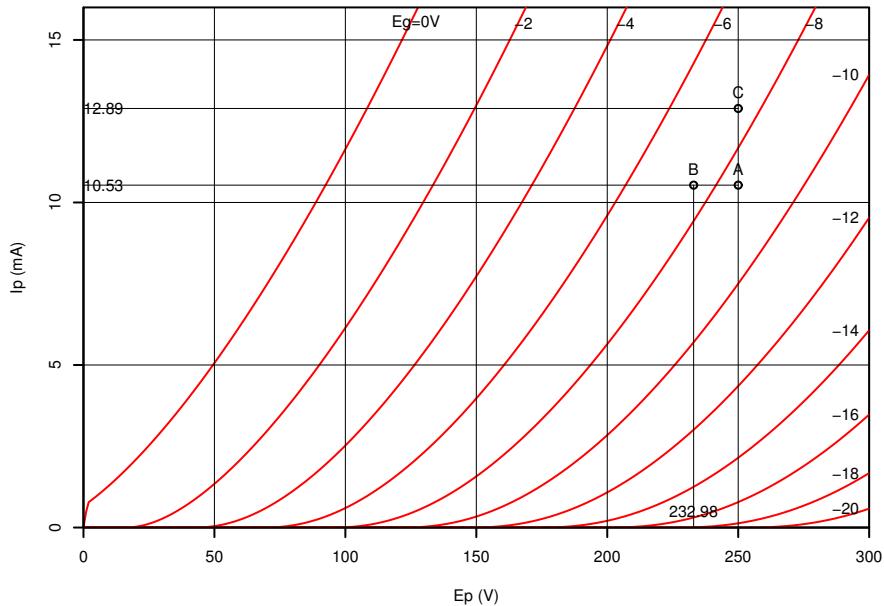


図 1.7: 12AU7 のプレート特性から三定数を求める

シートには、 $E_p = 250\text{V}$, $E_g = -8.5\text{V}$ のとき、 $\mu = 17$, $r_p = 7700\Omega$, $g_m = 2200\mu\text{S}$ という値が載っているので、これを確かめます。

グラフから、 $I_p = 10.5329\text{ mA}$ と読みとれます。R を使ってモデル(付録??)からこの値を求めるには、次のように入力します。

```
> Ip(t12AU7, 250, -8.5)
[1] 0.01053290 # 単位は A
```

この点を A とします。

グリッド電圧を $E_g = -8.5\text{V}$ から -7.5V に変化させても、プレート電流が $I_p = 10.5329\text{ mA}$ のまま変わらないプレート電圧を求めます。

```
> uniroot(function(x) Ip(t12AU7, x, -7.5) - 10.5329e-3, c(200, 250))$root
[1] 232.9815 # プレート電圧が 200 から 250V の間で探索
```

この点は図の B です。これより、増幅率 μ は、

$$\mu = \frac{250 - 232.9815}{-7.5 - (-8.5)} = 17.0185 \quad (1.8)$$

と計算できます。

次に、プレート電圧を $E_p = 250\text{V}$ のまま、グリッド電圧を $E_g = -7.5\text{V}$ に変えてプレート電流を求めます。

```
> Ip(t12AU7, 250, -7.5)
[1] 0.01289177
```

この点は C です。相互コンダクタンス g_m は、

$$g_m = \frac{12.89177 - 10.5329}{-7.5 - (-8.5)} = 2.35887 \text{ mS} \quad (1.9)$$

となります。

点 B と点 C から、内部抵抗 r_p を求めます。

$$r_p = \frac{250 - 232.9815}{12.89177 - 10.5329} = 7.214683 \text{ k}\Omega \quad (1.10)$$

ちなみに、モデルで計算した三定数は、

```
> mu(t12AU7, 250, -8.5)
[1] 16.91149
> gm(t12AU7, 250, -8.5)
[1] 0.002221544      # 単位は S(シーメンス)
> rp(t12AU7, 250, -8.5)
[1] 7612.495          # 単位は
```

となりますが、プレート特性図から求めた値は、グリッド電圧の変化として $\Delta E_g = 1 \text{ V}$ というかなり大きな値を使ったので、正確な値と違ってきたのです。 $\Delta E_g = 0.01 \text{ V}$ 程度にすると、4 枝近くまでモデルの値と合います。

1.4 真空管による増幅と三定数

真空管は、実際には図??のような回路で使われることはありません。グリッド電圧の変化は、プレート電流の変化になりますが、通常は、これを電圧の変化として取り出します。そのために、図??のように電源 E_{bb} とプレートの間に負荷抵抗 R_L を入れ、プレート電圧の変化を出力とします。

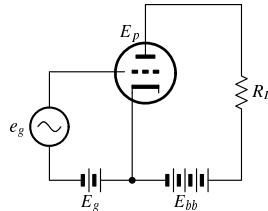


図 1.8: 三極管による電圧増幅回路

e_g は信号入力電圧で、 E_g は e_g が加わった場合でもつねにグリッド電圧が負になるようにするためのバイアス電圧（グリッドバイアス）です、グリッド電圧が負であれば、グリッドに電流は流れませんが、グリッド電圧が正になるとグリッド電流が流れだし、入力インピーダンスが下がるため、電圧増幅段ではグリッド電圧が常に負になるようにして使います。

さて、図??の回路で、プレート電流が I_p 流れたとき、プレート電圧 E_p は、電源電圧 E_{bb} から負荷抵抗 R_L の電圧降下 $I_p R_L$ を引いた電圧になります。すなわち、

$$E_p = E_{bb} - I_p R_L \quad (1.11)$$

この、 R_L によって定まるプレート電圧とプレート電流の関係をプレート特性に書き込むと、図??の直線のようになります。この直線を負荷抵抗線（ロードライン: load line）といいます。図に示し

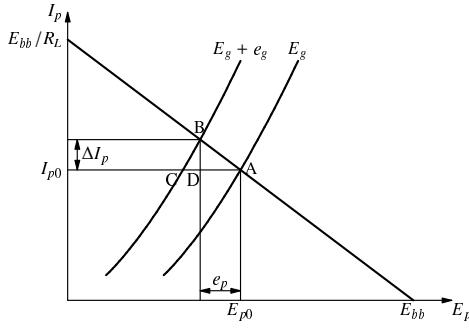


図 1.9: 静特性による增幅回路の解析

たように、ロードラインは $(E_{bb}, 0)$ と $(0, E_{bb}/R_L)$ を通る直線です。このように、負荷抵抗があると、プレートにかかる電圧はプレート電流によって変わってきます。

入力信号がない場合、グリッド電圧は E_g であり、そのグリッド電圧のプレート特性曲線とロードラインとの交点によりプレート電圧とプレート電流が決まります。図??では A 点です。この点を動作点といいます。

入力電圧が加わり、グリッド電圧が $E_g + e_g$ になった場合、プレート特性曲線とロードラインとの交点は B になります。このとき、 $e_g > 0$ なら、プレート電流は ΔI_p だけ増加し、プレート電圧は $\Delta E_p = e_p$ だけ下がります。この增幅回路の増幅度 A は、

$$A = \frac{e_p}{e_g} \quad (1.12)$$

となります。

ここで、増幅度と三定数の関係を調べます。増幅度率 μ より、

$$\vec{CA} = \mu e_g \quad (1.13)$$

三角形 BCD に注目すると、内部抵抗 r_p より、

$$\begin{aligned} r_p &= \frac{\vec{CD}}{\vec{DB}} \\ \vec{CD} &= \vec{DB}r_p = \Delta I_p r_p \end{aligned} \quad (1.14)$$

三角形 ABD に注目すると、負荷抵抗 R_L によるロードラインより、

$$\vec{DA} = -e_p = \Delta I_p R_L \quad (1.15)$$

$\vec{CA} = \vec{CD} + \vec{DA}$ より、

$$\begin{aligned} \mu e_g &= \Delta I_p r_p + \Delta I_p R_L \\ &= \Delta I_p (r_p + R_L) \\ \Delta I_p &= \frac{\mu e_g}{r_p + R_L} \end{aligned} \quad (1.16)$$

式(?)を式(?)に代入して、

$$e_p = -\frac{R_L}{r_p + R_L} \mu e_g \quad (1.17)$$

したがって、増幅度 A は、

$$A = \frac{e_p}{e_g} = -\frac{R_L}{r_p + R_L} \mu \quad (1.18)$$

となります。

さて、式(??)は、電圧 $-\mu e_g$ を、 r_p と R_L で分圧していると見ることができます。負荷抵抗 R_L の両端に生じる出力電圧は、開放電圧が $-\mu e_g$ で内部抵抗が r_p の電圧源に R_L をつないだ場合とまったく同じになります。これより図??の回路の信号成分の等価回路は図??のように表せます。

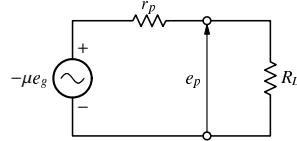


図 1.10: 電圧源による等価回路

式(??)に、 $\mu = g_m r_p$ を代入すると、

$$e_p = -\frac{r_p R_L}{r_p + R_L} g_m e_g \quad (1.19)$$

となり、 r_p と R_L が並列になった回路に電流 $-g_m e_g$ を流したときに生じる電圧が e_p になります。これは、内部抵抗が r_p の電流源と等価です。これより図??の回路の信号成分の等価回路は図??のようにも表せます。

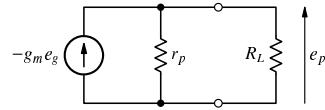


図 1.11: 電流源による等価回路

第2章 電圧増幅回路

この章では、さまざまな電圧増幅回路の増幅度、入出力インピーダンスなどを解析します。電子回路の入門書では、バイアス回路や負荷抵抗の存在を無視して入出力インピーダンスを求めることが多いのですが、ここでは、実際に動作する回路の入出力インピーダンスを求めることにします。

2.1 カソード接地

実際のカソード接地増幅回路を図??に示します。 C_i は、グリッドバイアスが入力端子に現われ

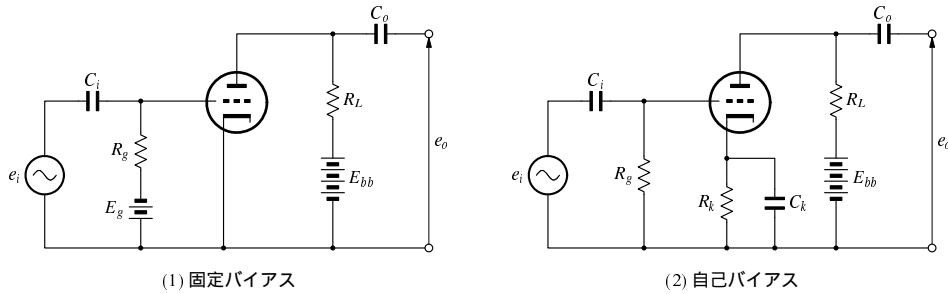


図 2.1: カソード接地増幅回路

ないようにするためのカップリングコンデンサで、(2) の自己バイアスの場合は理論的には不要です。しかし、自己バイアスの場合でも、グリッド電流が流れる場合はグリッド電圧が 0V にならないため、 C_i を入れておいたほうがよいこともあります。 C_o は、プレート電圧の直流分が出力に現われないようにするためのカップリングコンデンサです。自己バイアスの C_k は、 R_k による電流帰還(第??節を参照のこと)がかからないようにするためのバイパスコンデンサです。これらの容量は、低域でもインピーダンスが十分に低くなるような値を選びます。

カソード接地の中域における等価回路は、図??になります。中域では C_i, C_o のインピーダンス

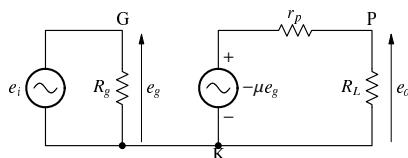


図 2.2: カソード接地の等価回路

が 0 と見なせるので、等価回路では短絡されます。また、直流電圧源も短絡します。真空管の P-K 間は、交流電圧源と内部抵抗に置き換えられます。この等価回路より、出力電圧 e_o と入力電圧 e_i

の関係は、

$$e_o = -\mu e_g \frac{R_L}{r_p + R_L} = -\mu e_i \frac{R_L}{r_p + R_L} \quad (2.1)$$

となるので、この回路の増幅度 A および入力インピーダンス Z_i は、

$$A = \frac{e_o}{e_i} = -\mu \frac{R_L}{r_p + R_L} \quad (2.2)$$

$$Z_i = R_g \quad (2.3)$$

となります。

出力インピーダンス Z_o は、入力を接地して、出力端子から見た内部抵抗のことで、電圧源の内部抵抗は 0 なので、 Z_o は r_p と R_L の並列合成抵抗になります。

$$Z_o = r_p // R_L \equiv \frac{1}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L}} \quad (2.4)$$

2.1.1 数値例

ここでは、12AU7 によるカソード接地回路を解析します。電源電圧 $E_{bb} = 200$ V、負荷抵抗 $R_L = 33$ kΩ、グリッド抵抗 $R_g = 470$ kΩ とします¹。SPICE で伝達特性を求めやすいように、固定バイアスで動作させます。動作点は、 $E_p = 100$ V, $E_g = -3.646829$ V, $I_p = 3.0303$ mA で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1513.786$ μS, $r_p = 11.34946$ kΩ, $\mu = 17.18064$ です。

$$\begin{aligned} A &= -17.18064 \frac{33}{11.34946 + 33} = -12.78395 \\ Z_i &= 470 \text{ [k}\Omega\text{]} \\ Z_o &= \frac{1}{\frac{1}{11.34946} + \frac{1}{33}} = 8.44502 \text{ [k}\Omega\text{]} \end{aligned}$$

2.1.2 シミュレーション例

ここでは、図??の回路を SPICE でシミュレーションして、数値例の結果が合っているか確認します。

SPICE で増幅度や入出力インピーダンスを直接求めるには `tf` コマンドが使えますが、これは直流的な増幅度やインピーダンスを求めるため、このような交流用の回路の分析には適さないので、シミュレーション用に回路を一部変更します。変更した回路を図??に示します。数字は SPICE のネットリストのノード名です。

入力電圧はグリッドバイアスと共に直接 VI で与えます。こうすると、グリッドバイアス分の電流が RG を流れてしまいますが、それ以外の点では元の回路と動作は変わりません。

SPICE の入力ファイルは、次のようにになります。

```
com_k.cir
1 Common cathode voltage amplifier with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 0 12AU7
```

¹これらの定数はベストではありません。最大出力をより大きくするには、バイアスを深くする必要があります。ここでは後述の SRPP と比較しやすい動作点を選んでいます。

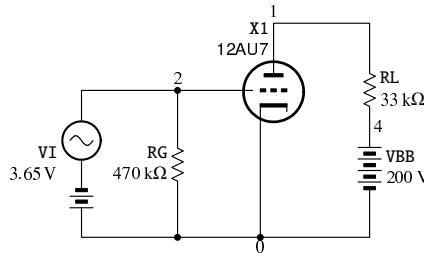


図 2.3: カソード接地増幅回路(シミュレーション用)

```

4 RL 1 4 33k
5 VBB 4 0 200V
6 RG 2 0 470k
7 VI 2 0 DC -3.646829V AC 1V
8 .control
9 op
10 print v(1) v(2) i(vbb)
11 tf v(1) vi
12 print all
13 .endc
14 .END

```

真空管はサブ回路になっていて、その実体は 12AU7.lib というファイルに入っています。それを利用するために、2 行目の .INCLUDE によってファイルの内容を取り込み、3 行目のようにして使用します。このサブ回路のノードは 3 つで、順にプレート、グリッド、カソードです。

8 行目から 13 行目は、SPICE を対話的に使用する時のコマンドをファイルに記述したもので、ここでは 9 行目の op により動作点解析を行い、11 行目の tf により伝達特性解析を行っています。10 行目と 12 行目では print により結果を画面に表示しています。

これらの行は、使用する SPICE のバージョンに合わせて変更する必要があります。たとえば、Circuit Maker の場合は、op や tf を SPICE 2 のコマンド .OP および .TF に変更し、結果の表示は print を使わずに、マウスで回路をクリックして、表示したいノードを選択します。

Linux 上でこのファイルをシミュレートするには、

```
% spice3 com_k.cir
```

のように入力します。

結果

```

1
2 Circuit: Common cathode voltage amplifier with 12AU7
3
4 v(1) = 1.000000e+02
5 v(2) = -3.64683e+00
6 i(vbb) = -3.03030e-03
7 transfer_function = -1.27840e+01
8 output_impedance_at_v(1) = 8.445019e+03
9 vi#input_impedance = 4.700000e+05

```

4 行目の v(1) は、ノード 1 の電圧すなわちプレート電圧 E_p です。5 行目の v(2) は、ノード 2 の電圧すなわちグリッド電圧 E_g です。6 行目の i(vbb) は、電源の + ノードから流れ込む電流で、この場合マイナスの値となっていますから、B 電源から 3.0303 mA の電流が流れていることがわかります。7 行目が電圧増幅度 A 、8 行目が出力インピーダンス Z_o 、9 行目が入力インピーダンス Z_i です。どの値も第??節の数値とよく一致しています。

2.2 電流帰還

自己バイアスによるカソード接地回路のカソードバイパスコンデンサを取り除くと，カソードは交流的にアースされなくなり，出力電圧の一部がカソードに現われます．この電圧は入力と同位相のため，G-K間に加わる信号は入力よりも小さくなり，増幅度が下がります．カソード接地電流帰還増幅回路を図??に，その等価回路を図??に示します．

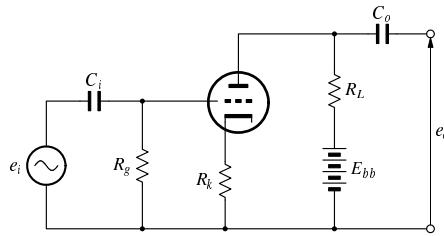


図 2.4: 電流帰還

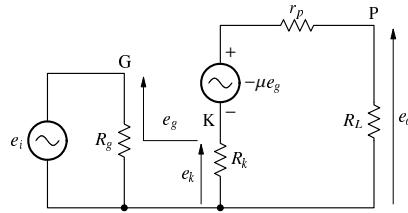


図 2.5: 電流帰還の等価回路

等価回路から，次の関係が導かれます．

$$e_o = -\mu e_g \frac{R_L}{r_p + R_L + R_k} \quad (2.5)$$

$$e_k = \mu e_g \frac{R_k}{r_p + R_L + R_k} \quad (2.6)$$

$$e_i = e_g + e_k \quad (2.7)$$

これらより，増幅度 A を求めると，

$$\begin{aligned} e_i &= e_g \left(1 + \mu \frac{R_k}{r_p + R_L + R_k} \right) \\ e_g &= \frac{e_i}{1 + \mu \frac{R_k}{r_p + R_L + R_k}} \\ e_o &= -\mu \frac{e_i}{1 + \mu \frac{R_k}{r_p + R_L + R_k}} \cdot \frac{R_L}{r_p + R_L + R_k} \\ &= -\mu e_i \frac{R_L}{r_p + R_L + (1 + \mu)R_k} \\ A &= \frac{e_o}{e_i} = -\mu \frac{R_L}{r_p + (1 + \mu)R_k + R_L} \end{aligned} \quad (2.8)$$

となります．この増幅度 A の式は，内部抵抗が $r'_p = r_p + (1 + \mu)R_k$ の真空管を使用した場合のカソード接地の増幅度の式と解釈することができます．このように，電流帰還をかけると，等価的な

真空管の内部抵抗が r_p から $r_p + (1 + \mu)R_k$ に増加します。それに伴い、出力インピーダンスも高くなります。

$$r'_p = r_p + (1 + \mu)R_k \quad (2.9)$$

$$Z_i = R_g \quad (2.10)$$

$$Z_o = r'_p // R_L \quad (2.11)$$

2.2.1 数値例

ここでは、12AU7によるカソード接地回路に電流帰還をかけたものを解析します。電流帰還をかけると、自己バイアスでもバイパスコンデンサがないため、SPICEで直接伝達特性や入出力インピーダンスを求めることができます。電源電圧 $E_{bb} = 200\text{V}$ 、負荷抵抗 $R_L = 33\text{k}\Omega$ 、グリッド抵抗 $R_g = 470\text{k}\Omega$ 、カソード抵抗 $R_k = 1.2\text{k}\Omega$ とします。動作点は、 $E_p = 98.14915\text{V}$, $E_g = -3.57371\text{V}$, $I_p = 2.9781\text{mA}$ で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1508.998\mu\text{S}$, $r_p = 11.40094\text{k}\Omega$, $\mu = 17.20398$ です。

$$\begin{aligned} A &= -17.20398 \frac{33}{11.40094 + (1 + 17.20398)1.2 + 33} = -8.570083 \\ Z_i &= 470\text{k}\Omega \\ r'_p &= 11.40094 + (1 + 17.20398)1.2 = 33.24572[\text{k}\Omega] \\ Z_o &= \frac{1}{\frac{1}{33.24572} + \frac{1}{33}} = 16.56120[\text{k}\Omega] \end{aligned}$$

2.2.2 シミュレーション例

図??の回路をそのままシミュレートします(図??参照)。

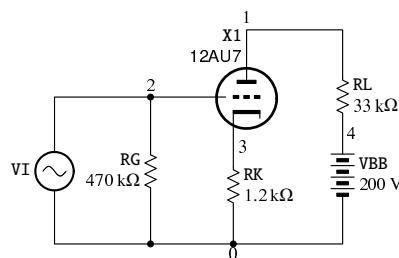


図 2.6: 電流帰還增幅回路(シミュレーション用)

`cur_fb.cir`

```

1 Common cathode voltage amplifier with current feedback (12AU7)
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 3 12AU7
4 RL 1 4 33k
5 VBB 4 0 200V
6 RG 2 0 470k
7 VI 2 0 DC 0V AC 1V
8 RK 3 0 1.2k

```

```

9 .control
10 op
11 print v(1,3) v(2,3) i(vbb)
12 tf v(1) vi
13 print all
14 .endc
15 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Common cathode voltage amplifier with current feedback (12AU7)
3
4 v(1,3) = 9.814915e+01
5 v(2,3) = -3.57371e+00
6 i(vbb) = -2.97810e-03
7 transfer_function = -8.57008e+00
8 output_impedance_at_v(1) = 1.656120e+04
9 vi#input_impedance = 4.700000e+05

```

2.2.3 負帰還としての解釈

電流帰還では、 R_k の両端に発生する電圧と R_L の両端に発生する電圧の比は、 R_k/R_L になります。これが入力に帰還されるので、 $\beta = R_k/R_L$ となります。一方、オープンループゲイン A_o は、

$$|A_o| = \mu \frac{R_L}{r_p + R_L + R_k} \quad (2.12)$$

です。したがって、帰還後のゲイン A_f は、

$$A_f = \frac{A_o}{1 + A_o \beta} = \frac{\mu \frac{R_L}{r_p + R_L + R_k}}{1 + \mu \frac{R_L}{r_p + R_L + R_k} \cdot \frac{R_k}{R_L}} = \mu \frac{R_L}{r_p + (1 + \mu)R_k + R_L} \quad (2.13)$$

となり、式(??)と同じ式が得られます。

2.3 プレート接地(カソードフォロワ)

プレート接地増幅回路の例を図??に示します。自己バイアスのバイパスコンデンサ C_k を省き、 $R_k + R_L$ を負荷抵抗とした回路もありますが、後にシミュレーションでわかるとおり、性能は大差ありません。この場合、出力は R_k と R_L の接続点からではなく、カソードから取り出します。

等価回路は図??になります。これより、次の関係が成り立ちます。

$$e_o = (i_1 + i_2)R_L \quad (2.14)$$

$$\mu e_g = e_o + i_2 r_p \quad (2.15)$$

$$e_i = e_o + i_1 R_g \quad (2.16)$$

$$e_i = e_g + e_o \quad (2.17)$$

これより増幅度 A を求めると、

$$\begin{aligned} e_g &= e_i - e_o \\ \mu e_i - \mu e_o &= e_o + i_2 r_p \end{aligned}$$

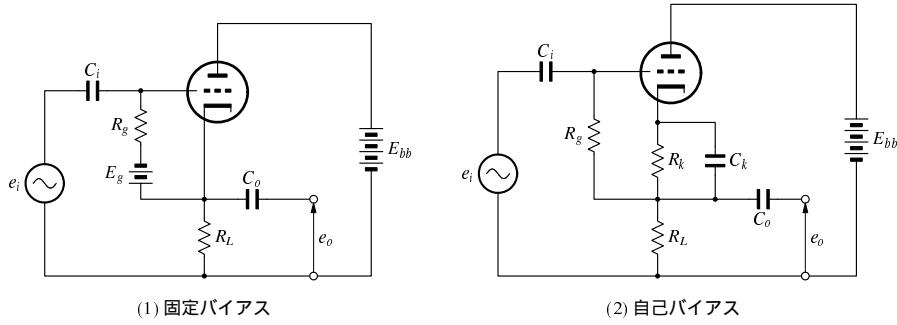


図 2.7: プレート接地増幅回路

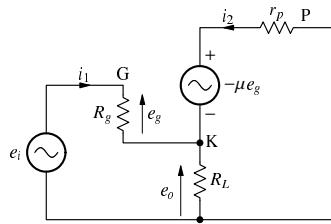


図 2.8: プレート接地の等価回路

$$\begin{aligned}
 \mu e_i &= (1 + \mu) e_o + i_2 r_p \\
 \mu R_g e_i &= (1 + \mu) R_g e_o + i_2 r_p R_g \\
 r_p e_i &= r_p e_o + i_1 r_p R_g \\
 (r_p + \mu R_g) e_i &= \{(1 + \mu) R_g + r_p\} e_o + (i_1 + i_2) r_p R_g \\
 (r_p + \mu R_g) e_i &= \{(1 + \mu) R_g + r_p\} e_o + \frac{e_o}{R_L} r_p R_g \\
 e_o &= \frac{(r_p + \mu R_g) R_L}{\{(1 + \mu) R_g + r_p\} R_L + r_p R_g} e_i \\
 &= \frac{(\mu + r_p / R_g) R_L}{(1 + \mu + r_p / R_g) R_L + r_p} e_i \\
 A &= \frac{(\mu + r_p / R_g) R_L}{(1 + \mu + r_p / R_g) R_L + r_p} \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

となります。 $R_g \gg r_p$ とすると、

$$A \approx \frac{\mu R_L}{(1 + \mu) R_L + r_p} \tag{2.19}$$

となります。

入力インピーダンスは、入力信号の電圧 e_i と電流 i_1 から求められます。

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{e_i - e_o}{R_g} = \frac{e_i(1 - A)}{R_g} \\
 Z_i &= \frac{e_i}{i_1} = \frac{R_g}{1 - A} = \frac{r_p + (1 + \mu + r_p / R_g) R_L}{r_p + R_L} R_g \tag{2.20}
 \end{aligned}$$

$$\approx \frac{r_p + (1 + \mu) R_L}{r_p + R_L} R_g = \left(1 + \frac{\mu R_L}{r_p + R_L}\right) R_g = \left(1 + g_m \frac{r_p R_L}{r_p + R_L}\right) R_g \tag{2.21}$$

$r_p \ll R_L$ とすると、入力インピーダンスはグリッド抵抗のほぼ μ 倍（より正確にはカソード接地の

増幅度倍)となります。五極管の場合は、 $r_p \gg R_L$ となり、入力インピーダンスは R_g のほぼ $g_m R_L$ 倍となります。

出力インピーダンスを求めるには、入力を短絡し、出力端子に e_o を加えた等価回路を作成し、出力端子から回路に流れ込む電流 i_o を求め、 $Z_o = e_o/i_o$ により出力インピーダンスを求めます。出力インピーダンスを求めるための等価回路を図??に示します。

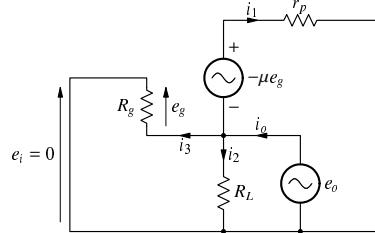


図 2.9: プレート接地の出力インピーダンスを求めるための等価回路

$$\begin{aligned}
 e_i &= e_g + e_o = 0 \\
 e_g &= -e_o \\
 i_1 &= \frac{e_o - \mu e_g}{r_p} = \frac{e_o + \mu e_o}{r_p} = \frac{(1 + \mu)e_o}{r_p} \\
 Z_o &= \frac{e_o}{i_1 + i_2 + i_3} = \frac{1}{\frac{1+\mu}{r_p} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_g}}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

負荷抵抗 R_L およびグリッド抵抗 R_g を除いた出力インピーダンス Z_l は、 $\mu \gg 1$ ならば、

$$Z_l = \frac{r_p}{1 + \mu} \approx \frac{r_p}{\mu} = \frac{1}{g_m} \tag{2.23}$$

と近似できます。

2.3.1 例 1—固定バイアス 1

プレート接地はさまざまな回路が考えられるので、それぞれについてシミュレーションを行ないます。交流增幅器になるので、入出力インピーダンスは入力や出力に交流電圧源を接続して、增幅回路に流れ込む電流を測定して求めます。入出力インピーダンスを同時に求めることはできないので、增幅回路をサブ回路として、2組の回路を構成し、一方で増幅度と入力インピーダンスを、もう一方で出力インピーダンスを求めます。

最初に、図??の 12AU7 による固定バイアスのカソードフォロワを解析します。電源電圧 $E_{bb} = 200$ V、負荷抵抗 $R_L = 33$ kΩ、グリッド抵抗 $R_g = 100$ kΩ とします。動作点は、 $E_p = 100$ V、 $E_g = -3.646829$ V、 $I_p = 3.0303$ mA で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1513.786$ μS、 $r_p = 11.34946$ kΩ、 $\mu = 17.18064$ です。この回路の増幅度は式(??)、入力インピーダンスは式(??)、出力インピーダンスは式(??)を使って求めます。

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{(17.18064 + 11.34946/100)33}{(1 + 17.18064 + 11.34946/100)33 + 11.34946} = 0.9278936 \\
 Z_i &= \frac{100}{1 - 0.9278936} = 1386.84 \text{ [k}\Omega\text{]}
 \end{aligned}$$

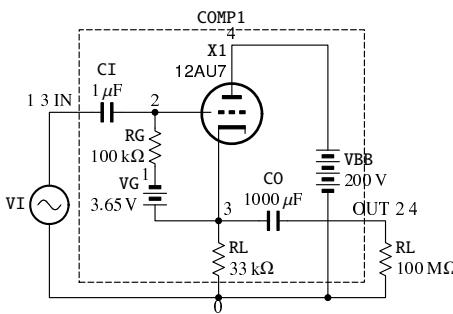


図 2.10: プレート接地(シミュレーション用 固定バイアス 1)

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1+17.18064}{11.34946} + \frac{1}{33} + \frac{1}{100}} = 0.6089398 [\text{k}\Omega]$$

com_p_1.cir

```

1 Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (fixed bias 1)
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .SUBCKT COMP1 IN OUT
4 X1 4 2 3 12AU7
5 RL 3 0 33k
6 VBB 4 0 200V
7 RG 2 1 100k
8 VG 1 3 -3.64683V
9 CI 2 IN 1u
10 CO 3 OUT 1000u
11 .ENDS
12
13 XA1 1 2 COMP1
14 VI 1 0 DC 0V AC 1V
15 RL 2 0 100Meg
16
17 XA2 3 4 COMP1
18 VS 3 0 DC 0V
19 VO 4 0 DC 0V AC 1V
20 .control
21 op
22 print v(a1:4,a1:3) v(a1:2,a1:3) v:a1:bb#branch
23 ac dec 1 1k 1k
24 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vi)) abs(v(4)/i(vo))
25 .endc
26 .END

```

3 行目から 11 行目が、図??の点線で囲った部分をサブ回路としたもので、13 行目と 17 行目で使ってています。

13 行目からが増幅度と入力インピーダンスを求める回路で、17 行目からが出力インピーダンスを求める回路です。

22 行目で動作点の各値を表示していますが、サブ回路の中のノードの値を表示するため、ノードの指定が複雑になっています。

結果

```

1
2 Circuit: Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (fixed bias 1)
3

```

```

4 v(a1:4,a1:3) = 1.000000e+02
5 v(a1:2,a1:3) = -3.64683e+00
6 v:a1:bb#branch = -3.03030e-03
7 abs(v(2)/v(1)) = 9.278865e-01
8 abs(v(1)/i(vi)) = 1.386594e+06
9 abs(v(4)/i(vo)) = 6.089417e+02

```

入力インピーダンスの差が少しありますが、インピーダンスがかなり高いため、真空管の電極間容量の影響が出ています。

2.3.2 例2—固定バイアス2

例1のグリッド抵抗およびバイアス電圧をカソードではなくアースに接続した回路(図??)を解析します。RCの定数、動作点、三定数は、前節の場合と同じです。この回路の増幅度は式(??)、出

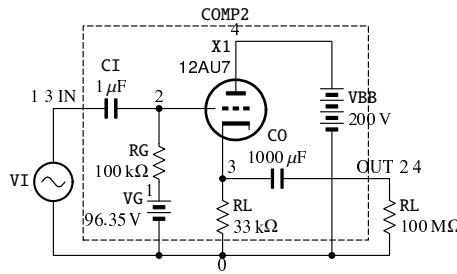


図 2.11: プレート接地(シミュレーション用 固定バイアス2)

カインピーダンスは式(??)を使って求めますが、 $R_g = \infty$ とします。また、入力インピーダンスは $Z_i = R_g$ です。

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{17.18064 \times 33}{(1 + 17.18064)33 + 11.34946} = 0.9274518 \\
 Z_i &= 100 \text{ [k}\Omega\text{]} \\
 Z_o &= \frac{1}{\frac{1}{1+17.18064} + \frac{1}{33}} = 0.6126705 \text{ [k}\Omega\text{]}
 \end{aligned}$$

この回路の場合、カソード接地增幅回路に100%の負帰還をかけたものと解釈することができます。カソード接地の増幅度 $|A_o|$ は、

$$|A_o| = \mu \frac{R_L}{r_p + R_L} \quad (2.24)$$

ですから、帰還後の増幅度 A_f は、 $\beta = 1$ なので、

$$A_f = \frac{A_o}{1 + A_o} = \frac{\mu \frac{R_L}{r_p + R_L}}{1 + \mu \frac{R_L}{r_p + R_L}} = \frac{\mu R_L}{r_p + (1 + \mu)R_L} \quad (2.25)$$

となり、式(??)に $R_g = \infty$ を代入したものと一致します。

com_p_2.cir

```

1 Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (fixed bias 2)
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .SUBCKT COMP2 IN OUT

```

```

4 X1 4 2 3 12AU7
5 RL 3 0 33k
6 VBB 4 0 200V
7 RG 2 1 100k
8 VG 1 0 96.35317V
9 CI 2 IN 1u
10 CO 3 OUT 1000u
11 .ENDS
12
13 XA1 1 2 COMP2
14 VI 1 0 DC 0V AC 1V
15 RL 2 0 100Meg
16
17 XA2 3 4 COMP2
18 VS 3 0 DC 0V
19 VO 4 0 DC 0V AC 1V
20 .control
21 op
22 print v(a1:4,a1:3) v(a1:2,a1:3) v:a1:bb#branch
23 ac dec 1 1k 1k
24 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vi)) abs(v(4)/i(vo))
25 .endc
26 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (fixed bias 2)
3
4 v(a1:4,a1:3) = 1.000000e+02
5 v(a1:2,a1:3) = -3.64683e+00
6 v:a1:bb#branch = -3.03030e-03
7 abs(v(2)/v(1)) = 9.274435e-01
8 abs(v(1)/i(vi)) = 1.000002e+05
9 abs(v(4)/i(vo)) = 6.126713e+02

```

2.3.3 例3—自己バイアス1

図??の自己バイアスの回路を解析します。RCの定数、動作点、三定数は、前節の場合と同じです。この回路の増幅度、入出力インピーダンスは、例1と同じです。

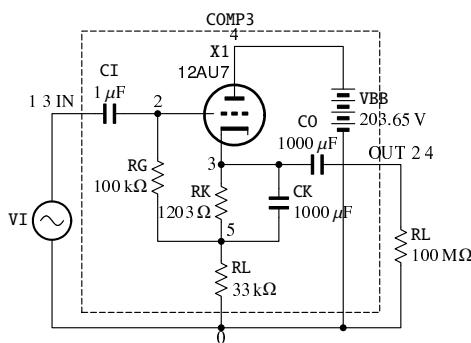


図 2.12: プレート接地 (シミュレーション用 自己バイアス 1)

com_p_3.cir

```

1 Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (self bias 1)
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .SUBCKT COMP3 IN OUT
4 X1 4 2 3 12AU7
5 RK 3 5 1203.454
6 CK 3 5 1000u
7 RL 5 0 33k
8 VBB 4 0 203.64683V
9 RG 2 5 100k
10 CI 2 IN 1u
11 CO 3 OUT 1000u
12 .ENDS
13
14 XA1 1 2 COMP3
15 VI 1 0 DC 0V AC 1V
16 RL 2 0 100Meg
17
18 XA2 3 4 COMP3
19 VS 3 0 DC 0V
20 VO 4 0 DC 0V AC 1V
21 .control
22 op
23 print v(a1:4,a1:3) v(a1:2,a1:3) v:a1:bb#branch
24 ac dec 1 1k 1k
25 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vi)) abs(v(4)/i(vo))
26 .endc
27 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (self bias 1)
3
4 v(a1:4,a1:3) = 1.000000e+02
5 v(a1:2,a1:3) = -3.64683e+00
6 v:a1:bb#branch = -3.03030e-03
7 abs(v(2)/v(1)) = 9.278865e-01
8 abs(v(1)/i(vi)) = 1.386595e+06
9 abs(v(4)/i(vo)) = 6.089417e+02

```

2.3.4 例4—自己バイアス2

前節の回路のカソードバイパスコンデンサ CK を取り除き，負荷抵抗 RL とカソード抵抗 RK の和が $33\text{ k}\Omega$ となるように調整します。また，電源電圧もバイアスの分だけ下げます。回路は図??のようにになります。等価回路(略)より，

$$e_o = (i_1 + i_2)R_L + i_2R_k \quad (2.26)$$

$$\mu e_g = (i_1 + i_2)R_L + i_2(r_p + R_k) \quad (2.27)$$

$$e_i = (i_1 + i_2)R_L + i_1R_g \quad (2.28)$$

$$e_i = e_g + (i_1 + i_2)R_L \quad (2.29)$$

が成り立ち，これより，

$$\begin{aligned} e_g &= e_i - e_o = e_i - (i_1 + i_2)R_L - i_2R_k \\ \mu e_i &= (1 + \mu)(i_1 + i_2)R_L + \{(1 + \mu)R_k + r_p\}i_2 \\ &= (1 + \mu)R_L i_1 + \{r_p + (1 + \mu)R_L + (1 + \mu)R_k\}i_2 \end{aligned}$$

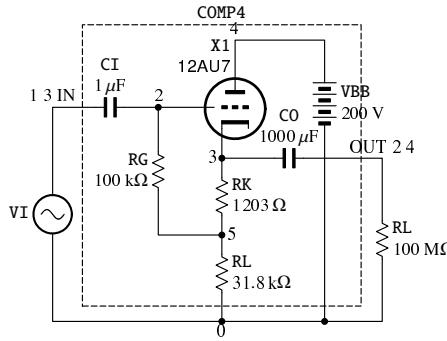


図 2.13: プレート接地(シミュレーション用自己バイアス 2)

$$\begin{aligned}
 e_i &= (R_L + R_g)i_1 + R_L i_2 \\
 i_1 &= \frac{r_p + R_L + (1 + \mu)R_k}{(1 + \mu)(R_L R_g + R_k R_g + R_k R_L) + r_p(R_L + R_g)} e_i \\
 i_2 &= \frac{\mu R_g - R_L}{(1 + \mu)(R_L R_g + R_k R_g + R_k R_L) + r_p(R_L + R_g)} e_i \\
 e_o &= \frac{r_p R_L + \mu(R_k R_L + R_g R_L + R_g R_k)}{(1 + \mu)(R_L R_g + R_k R_g + R_k R_L) + r_p(R_L + R_g)} e_i \\
 &= \frac{\mu(R_L + R_k + R_k R_L / R_g) + R_L r_p / R_g}{(1 + \mu)(R_L + R_k + R_k R_L / R_g) + (R_L + R_g) r_p / R_g} e_i
 \end{aligned}$$

この場合の増幅度 A , 入力インピーダンス Z_i , 出力インピーダンス Z_o は ,

$$A = \frac{\mu(R_L + R_k + R_k R_L / R_g) + R_L r_p / R_g}{(1 + \mu)(R_L + R_k + R_k R_L / R_g) + (R_L + R_g) r_p / R_g} \quad (2.30)$$

$$Z_i = \frac{e_i}{i_1} = \frac{(1 + \mu)(R_L R_g + R_k R_g + R_k R_L) + r_p(R_L + R_g)}{r_p + R_L + (1 + \mu)R_k} \quad (2.31)$$

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_k + R_g // R_L}} \quad (2.32)$$

となります . したがって , この例の数値をあてはめると ,

$$R' = R_L + R_k + R_k R_L / R_g = 31.79655 + 1.203454 + 1.203454 \times 31.79655 / 100 = 33.38266 [\text{k}\Omega]$$

$$A = \frac{17.18064 \times 33.38266 + 31.79655 \times 11.34946 / 100}{(1 + 17.18064)33.38266 + (31.79655 + 100)11.34946 / 100} = 0.9280691$$

$$Z_i = \frac{(1 + 17.18064)33.38266 \times 100 + (31.79655 + 100)11.34946}{11.34946 + 31.79655 + (1 + 17.18064)1.203454} = 956.357 [\text{k}\Omega]$$

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1+17.18064}{11.34946} + \frac{1}{1.203454+24.12548}} = 0.6092449 [\text{k}\Omega]$$

com_p_4.cir

```

1 Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (self bias 2)
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .SUBCKT COMP4 IN OUT
4 X1 4 2 3 12AU7
5 RK 3 5 1203.454
6 RL 5 0 31.79655k
7 VBB 4 0 200V

```

```

8 RG 2 5 100k
9 CI 2 IN 1u
10 CO 3 OUT 1000u
11 .ENDS
12
13 XA1 1 2 COMP4
14 VI 1 0 DC 0V AC 1V
15 RL 2 0 100Meg
16
17 XA2 3 4 COMP4
18 VS 3 0 DC 0V
19 VO 4 0 DC 0V AC 1V
20 .control
21 op
22 print v(a1:4,a1:3) v(a1:2,a1:3) v:a1:bb#branch
23 ac dec 1 1k 1k
24 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vi)) abs(v(4)/i(vo))
25 .endc
26 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Common plate voltage amplifier (cathode follower) with 12AU7 (self bias 2)
3
4 v(a1:4,a1:3) = 1.000000e+02
5 v(a1:2,a1:3) = -3.64683e+00
6 v:a1:bb#branch = -3.03030e-03
7 abs(v(2)/v(1)) = 9.280620e-01
8 abs(v(1)/i(vi)) = 9.562632e+05
9 abs(v(4)/i(vo)) = 6.092468e+02

```

2.4 グリッド接地

グリッド接地增幅回路の例を図??に示します。グリッド接地は、入力インピーダンスが低い、接地されたグリッドにより入力と出力の干渉が少ない、という特徴があるため、主に高周波の用途で使われます。グリッド接地回路が単体でオーディオ用途に使われることはまれですが、カソード接地回路の出力をグリッド接地で受けるカスコード接続(第??節)として使われことがあります。

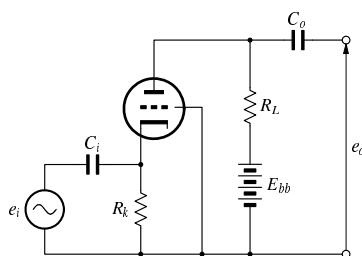


図 2.14: グリッド接地增幅回路

グリッド接地の場合、入力をカソードに加えますが、カソードには直流電流を流さなければならぬいため、必然的にカソードとアース(または電源)の間に抵抗またはインダクタを入れることになります。オーディオの用途では、インダクタを入れるのを避けるため、カソードに抵抗が入ることになり、ある程度の自己バイアスがかかりことになります。そのため、ここでは自己バイアスの回路のみを扱います。

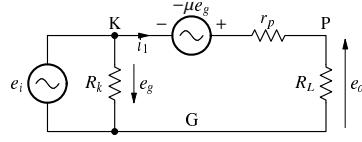


図 2.15: グリッド接地の等価回路

グリッド接地の等価回路は図??になります。これより、

$$\begin{aligned} e_o &= (e_i - \mu e_g) \frac{R_L}{r_p + R_L} = (1 + \mu)e_i \frac{R_L}{r_p + R_L} \\ A &= (1 + \mu) \frac{R_L}{r_p + R_L} \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} i_i &= \frac{(1 + \mu)e_i}{r_p + R_L} \\ Z_i &= \frac{e_i}{i_1 + \frac{e_i}{R_k}} = \frac{1}{\frac{1+\mu}{r_p+R_L} + \frac{1}{R_k}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$Z_o = r_p // R_L \quad (2.35)$$

となります。

グリッド接地回路では、入力信号源の出力インピーダンスが出力インピーダンスに影響します。通常は、信号源の出力インピーダンスを 0 として出力インピーダンスを求めますが、ここで、信号源の出力インピーダンスを R_s として、グリッド接地の出力インピーダンスを求めます。負荷抵抗を除いた等価回路は、図??のようになります。次の関係が成り立ちます。

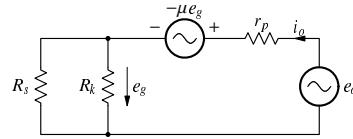


図 2.16: グリッド接地の出力インピーダンスを求めるための等価回路

$$i_o = \frac{e_o + \mu e_g}{r_p + R_s // R_k} \quad (2.36)$$

$$e_g = -i_o(R_s // R_k) \quad (2.37)$$

これより、

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{e_o - \mu i_o (R_s // R_k)}{r_p + R_s // R_k} \\ e_o &= \{r_p + (1 + \mu)(R_s // R_k)\} i_o \\ Z_o &= \frac{e_o}{i_o} = r_p + (1 + \mu)(R_s // R_k) \end{aligned} \quad (2.38)$$

となります。実際の回路における出力インピーダンスは、 Z_o と負荷抵抗を並列にしたものです。

2.4.1 数値例

ここでは、12AU7 によるグリッド接地增幅回路を解析します。電源電圧 $E_{bb} = 203.64683$ V、負荷抵抗 $R_L = 33$ kΩ、カソード抵抗 $R_k = 1.203454$ kΩ とします。動作点は、 $E_p = 100$ V, $E_g = -3.646829$ V,

$I_p = 3.0303 \text{ mA}$ で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1513.786 \mu\text{S}$, $r_p = 11.34946 \text{ k}\Omega$, $\mu = 17.18064$ です。

$$A = (1 + 17.18064) \frac{33}{11.34946 + 33} = 13.52804$$

$$Z_{i1} = \frac{11.34946 + 33}{1 + 17.18064} = 2.439378 [\text{k}\Omega]$$

$$Z_i = \frac{1}{\frac{1}{2439.378} + \frac{1}{1203.454}} = 805.8782 [\Omega]$$

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{11.34946} + \frac{1}{33}} = 8.445022 [\text{k}\Omega]$$

2.4.2 シミュレーション例

シミュレートする回路は図??です。

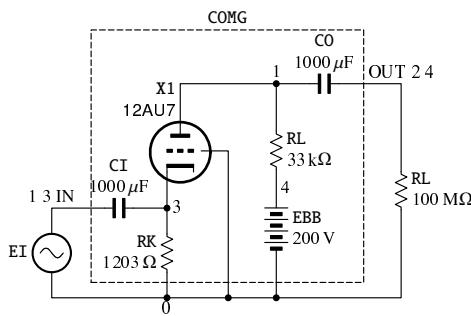


図 2.17: グリッド接地(シミュレーション用)

com_g.cir

```

1 Common grid voltage amplifier with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .SUBCKT COMG IN OUT
4 X1 1 0 3 12AU7
5 RK 3 0 1203.454
6 RL 1 4 33k
7 VBB 4 0 203.64683V
8 CI IN 3 1000u
9 CO 1 OUT 1000u
10 .ENDS
11
12 XA1 1 2 COMG
13 VIN 1 0 DC 0V AC 1V
14 RL 2 0 100Meg
15
16 XA2 3 4 COMG
17 VS 3 0 DC 0V
18 VO 4 0 DC 0V AC 1V
19 .control
20 op
21 print v(a1:1,a1:3) v(a1:3)*-1 v:a1:bb#branch
22 ac dec 1 1k 1k
23 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vin)) abs(v(4)/i(vo))
24 .endc
25 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Common grid voltage amplifier with 12AU7
3
4 v(a1:1,a1:3) = 1.000000e+02
5 v(a1:3)*-1 = -3.64683e+00
6 v:a1:bb#branch = -3.03030e-01
7 abs(v(2)/v(1)) = 1.352690e+01
8 abs(v(1)/i(vin)) = 8.058129e+02
9 abs(v(4)/i(vo)) = 8.445020e+03

```

2.5 E_p - I_p 特性図による電圧増幅回路の設計

2.5.1 カソード接地増幅回路の設計

入力レベルが小さい場合 このような状況は、おもにアンプの初段の場合に見られ、前につながる装置の出力インピーダンスが必ずしも低いとは仮定できません。たとえば、パワーアンプの初段の前にレベル調整用のボリュームとして $100\text{ k}\Omega$ を入れると、その部分のインピーダンスが最悪のケースで $25\text{ k}\Omega$ 以上になってしまいます。このとき、 $E_g > -0.7\text{ V}$ になると初速度電流によりグリッド電流が流れ、入力インピーダンスが下がり、信号が正しく伝わらず歪んでしまいます。そのため、グリッドバイアスを 尖頭許容入力電圧 $+0.7\text{ V}$ より深くする必要があります。消費電流を考慮しなければ、グリッドバイアスが浅いほど真空管の直線性の良い部分を使えるので、結局グリッドバイアス E_{g0} は、

$$E_{g0} = -(尖頭許容入力電圧 + 0.7) [\text{V}] \quad (2.39)$$

に設定すればよいことになります。

増幅度については、この章でこれまで調べてきたような、小信号解析の結果がそのままあてはまります。

大きな出力が必要な場合 大きな出力を取り出そうとすると、電源電圧や真空管の非直線性などの制限を受けるようになり、小信号解析の結果が常に得られるわけではありません。このような場合は、 E_p - I_p 特性曲線を使って、電源電圧、負荷抵抗、グリッドバイアスを慎重に決めていく必要があります。

まず三極管の場合を考えます。 $E_g = 0$ の曲線とロードラインの交点により最低プレート電圧 $E_{p\min}$ が決まりますが、負荷抵抗を低くすると、 $E_{p\min}$ が高くなり、取り出せる出力が小さくなっています。一方、負荷抵抗を高くすると、ロードラインが寝てきて、カットオフに近い特性曲線の湾曲部にかかることになり、直線性が悪くなります。また、出力インピーダンスも高くなり、高域特性が悪化します。

これらのことから、 $R_L \geq 2r_p$ を目安にして負荷抵抗を設定する場合が多いのです。このとき、動作点のプレート電圧は $E_p = (2/3)E_{bb}$ 、最低プレート電圧は $E_{p\min} \approx E_{bb}/3$ 程度になり、実効値の出力電圧は $e_p \approx E_{bb}/3\sqrt{2} \approx E_{bb}/5$ 程度を見込めます。ただし、実際には、グリッド電圧が低いところでは、特性曲線の間隔が詰まってきて、所定の出力は得られません。

ここで、12AU7 を使い、 $E_{bb} = 250\text{ V}$ として設計してみます。 $E_p = 80\text{ V} (\approx E_{bb}/3)$ 、 $E_g = 0$ の内部抵抗は $r_p \approx 7.3\text{ k}\Omega$ なので、負荷抵抗をその約 3 倍の $R_L = 22\text{ k}\Omega$ としてロードラインを引いてみます(図??)。 $E_p = E_{bb}$ 近辺のグリッド電圧は約 -18 V なので、グリッドバイアスを $E_{g0} = -9\text{ V}$ としたいところですが、このあたりの特性曲線の間隔がだいぶ詰まっているので、 $E_{g0} = -6\text{ V}$ としま

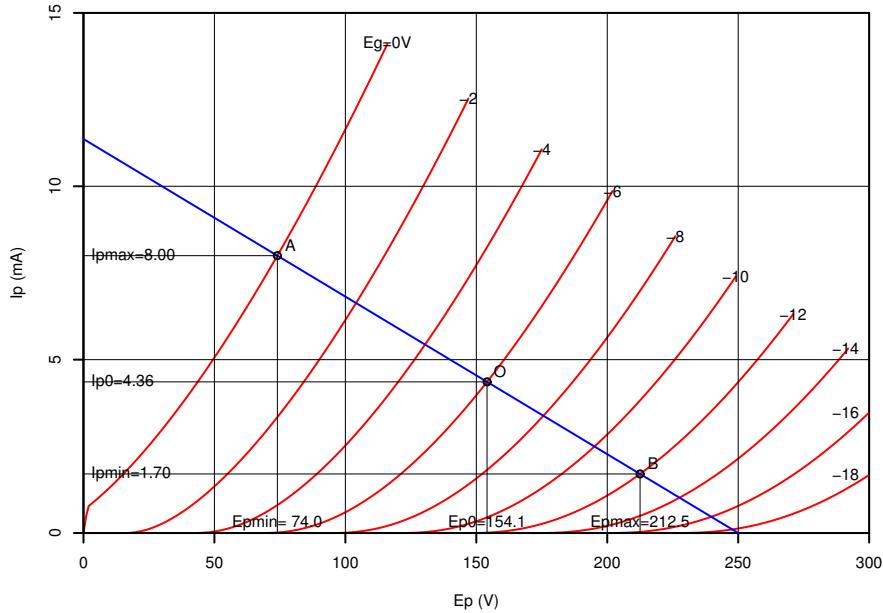


図 2.18: 12AU7 の特性曲線と $22\text{k}\Omega$ のロードライン

す。したがって、入力電圧の実効値は $\sqrt{6} \approx 4.24\text{V}$ ということになります。この動作点のプレート電流 I_{p0} は、ロードラインと $E_g = 0$ との交点の電流 $I_{p\max}$ の $1/2$ 以上になるようになります。こうすれば、出力に最大の振幅の正弦波が現われたときに、カットオフすることはありません。負帰還をかけると、出力が入力と相似になるようなグリッド電圧がかかります。このグリッド電圧は、必ずしも入力の波形と相似ではありません。このような場合に大きな出力がとれるようにするためにも、この条件が必要です²。

この動作点のプレート電圧、プレート電流はそれぞれ $E_{p0} = 154.1\text{V}$, $I_{p0} = 4.36\text{mA}$ で、 $+6\text{V}$ の入力が加わったとき(点 A), $E_{p\min} = 74.0\text{V}$, $I_{p\max} = 8.00\text{mA}$ となり、 -6V の入力が加わったとき, $E_{p\max} = 212.5\text{V}$, $I_{p\min} = 1.70\text{mA}$ となります。これより、出力は $E_{p\max} - E_{p0} = 212.5 - 154.1 = 58.4\text{V}$ から $E_{p\min} - E_{p0} = 74.0 - 154.1 = -80.1\text{V}$ と非対称になります。つまり、歪みが発生しています。

増幅度は $(58.4 + 80.1)/2/6 = 11.54167$ です。小信号等価回路から増幅度を求めるとき, $r_p = 10.4295\text{k}\Omega$, $\mu = 16.61322$, $A = 11.27032$ となります。

負荷抵抗がある回路について、横軸に E_g をとり、縦軸に I_p をとったグラフが動特性曲線で、この例の場合、図??のようになります。

さて、この動作点でよいとして、自己バイアスにするには、 $I_{p0} = 4.36\text{mA}$, $E_{g0} = -6\text{V}$ より、

$$R_k = \frac{-E_{g0}}{I_{p0}} = \frac{6}{4.36} = 1.376147 [\text{k}\Omega] \quad (2.40)$$

となります。E12 系列に存在する $R_k = 1.5\text{k}\Omega$ を使うことにします。また、電源電圧をグリッドバイアス分上げて $E_{bb} = 256\text{V}$ としますが、 $E_{bb} = 250\text{V}$ のままでも大差ないでしょう。バイパスコンデンサの容量は後ほど検討します。できあがった回路を図??に示します。

² 実際には真空管アンプの場合では直流分を帰還させることができないので、 $I_{p0} < 1/2I_{p\max}$ にしたほうが、最大出力を大きく取れます。

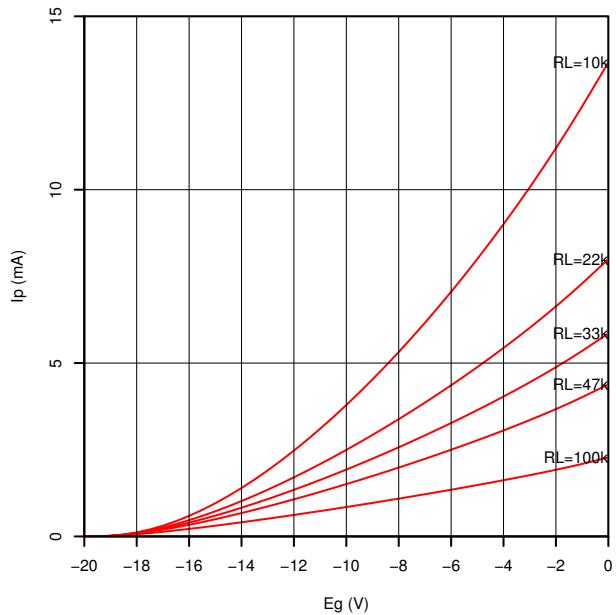


図 2.19: 動特性曲線の例

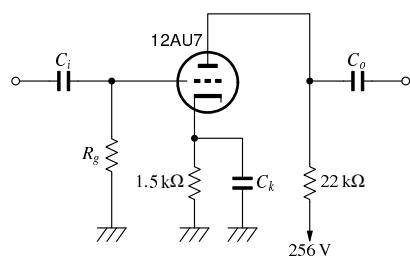


図 2.20: 自己バイアスにした場合

2.5.2 R を利用した設計

これまでに説明した設計の方法は， E_p - I_p 特性図の上にロードラインを引いて，特性曲線とロードラインの交点を求める必要があります。さまざまな負荷抵抗に対するロードラインを引くのも面倒ですし，グリッド電圧が離散的にしか与えられていないので，特性曲線とロードラインの交点を自分で読み取ることになります。真空管の特性をモデル化してあれば，これらの作業をコンピュータにやらせることができます。

まず最初に，カソード接地の伝達特性を計算する R の関数 trans.vol を作成します。この関数は，固定バイアスのカソード接地增幅回路の伝達特性(ここではグリッド電圧とプレート電流やプレート電圧の関係)を計算するだけでなく，電流帰還増幅回路およびカソードフォロワの伝達特性，自己バイアスの動作点の決定にも使えるようにしてあります。

trans.vol.r

```

1 "trans.vol" <-
2 function(p, ei, Ebb, Eg0, Rp, Rk=0) {
3   # 電圧増幅の伝達関数を求める
4   # p: 真空管のパラメータ
5   # ei: 入力電圧
6   # Ebb: 電源電圧
7   # Eg0: グリッド電圧
8   # Rp: プレート側負荷抵抗
9   # Rk: カソード側負荷抵抗
10
11  RL <- Rp + Rk          # 負荷抵抗
12  f <- function(ep) {
13    # ep: 対カソードプレート電圧
14    ip2 <- (Ebb - ep)/RL      # ロードラインによる電流
15    ek <- ip2 * Rk            # カソード電圧
16    ip1 <- Ip(p, ep, eg-ek)  # プレート電圧に対するプレート電流
17    ip1 - ip2                 # 差が 0 になるプレート電圧を求める
18  }
19  Eg <- ei + Eg0           # 実際のグリッド電圧(対アース)
20  ep <- rep(0, length(Eg))
21  for (i in seq(along=Eg)) { # 入力電圧の各要素に対してループ
22    eg <- Eg[i]
23    ep[i] <- if (Ip(p, Ebb, eg) == 0) Ebb  # カットオフ
24    else uniroot(f, c(0, Ebb))$root
25  }
26  ip <- (Ebb - ep)/RL      # プレート電流
27  ek <- ip * Rk            # カソード電圧
28  eo <- ep + ek
29  list(Ip=ip, Eo=eo, Ep=ep, Ek=ek, Eg=Eg)
30 }
```

引数の説明は，3 行目から 9 行目までにあるとおりです。Rk については，カソード接地の時に指定しなくてもよいようにデフォルト引数 0 を指定しています。

11 行目では，トータルの負荷抵抗を求めています。

12 行目から定義されている関数 f は，特性曲線とロードラインの交点を求める時に使われるローカルな関数で，解を求める関数 uniroot(24 行目)によって使用されます。uniroot は，最初の引数で指定された関数の値が 0 になるような引数の値を求める関数です。ここでは，f の引数が ep となっていますが，これは真空管の P-K 間の電圧です。関数 f は，P-K 間電圧の候補 ep を受け取り，ロードラインから求めた電流と，このプレート電圧とグリッド電圧から計算されるプレート電流の差を求め返します。この値が 0 になれば，各部の電圧と電流が矛盾することなく定まることになります。

関数の内部では、まず負荷抵抗にかかる電圧を求め、流れる電流 $ip2$ を求めます。次に、この電流が Rk を流れるにより発生するカソード電圧 ek を求めます。カソードの電圧が決まれば、G-K 間の電圧(実際のグリッド電圧)が決まるので、プレート電流 $ip1$ が定まります。この $ip1$ と $ip2$ の差がこの関数の返値となります。

`trans.vol` では、 ei にベクトルを指定することができます。こうすると、複数のグリッド電圧に対するプレート電流などを 1 回で求めることができます。`uniroot` では複数の解(交点)を同時に求めることはできないので、21 行目からのループを使います。23 行目で交点を求めていますが、`uniroot` では解の探索範囲を指定する必要があります。プレート電圧は 0 と Ebb の間になるはずなので、この範囲を指定しています。

では、グリッド電圧を指定して、動作点のプレート電圧と電流を求めてみましょう。

```
> trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg=-6, Rp=22e3)
$Ip
[1] 0.00435906          # プレート電流
$Eo
[1] 154.1007            # 出力ポイントの対アース電圧
$Ep
[1] 154.1007            # 対カソードプレート電圧
$Ek
[1] 0                   # 対アースカソード電圧
$Eg
[1] -6                 # 対カソードグリッド電圧
```

(引数の指定で $ei =$ などとしてありますが、引数の順序を正しく指定してやればこの部分を入力する必要はありません。ここでは引数の意味が分かりやすいように付けています。また、出力の空行を適宜除いてあります。)

ei にベクトルを指定すれば、一度にたくさんの点を求めるすることができます。ここでは、入力が $+6V, 0V, -6V$ の 3 つの場合について、プレート電流などを求めます。

```
> trans.vol(t12AU7, ei=c(6, 0, -6), Ebb=250, Eg=-6, Rp=22e3)
$Ip
[1] 0.007998548 0.004359060 0.001703476
$Eo
[1] 74.03194 154.10068 212.52353
$Ep
[1] 74.03194 154.10068 212.52353
$Ek
[1] 0 0 0
$Eg
[1] 0 -6 -12
```

これで $E_{p\min}$, $I_{p\max}$ 等が計算されました。

伝達特性(動特性)のグラフは次のようにして作成できます。

```
> Eg <- seq(-19, 0, by=0.5)
> Eg
[1] -19.0 -18.5 -18.0 -17.5 -17.0 -16.5 -16.0 -15.5 -15.0 -14.5 -14.0 -13.5
...
[37] -1.0 -0.5  0.0
> ip <- trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg=Eg, Rp=22e3)$Ip
> ip
[1] 1.689226e-05 5.087075e-05 1.032984e-04 1.727899e-04 2.577371e-04
...
[36] 6.957745e-03 7.295647e-03 7.645951e-03 7.998548e-03
> plot(Eg, ip, type="l")
```

図??のバイアス電圧を求めます。

```
> trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=256, Eg0=0, Rp=22e3, Rk=1.5e3)$Ek
[1] 6.297733
```

計算値より大きなカソード抵抗を用いたため、グリッドバイアスが少し深くなっています。

2.5.3 プレート接地增幅回路の設計

プレート接地増幅回路の場合も、カソード接地と同じように E_p - I_p 特性曲線にロードラインを引いて設計します。たとえば、第??節と同じ動作点によりカソードフォロワを構成した場合、図??の図をそのまま使えます。

ここでは、グリッド抵抗をカソードにつなげない場合を考えます（グリッド抵抗を経由して現われる出力は一般に非常に小さいので無視することにすれば、他の形式のカソードフォロワにも使えます）。カソードフォロワ用に点を取り直した特性曲線を図??に示します。動作点（点 O）の対アーア

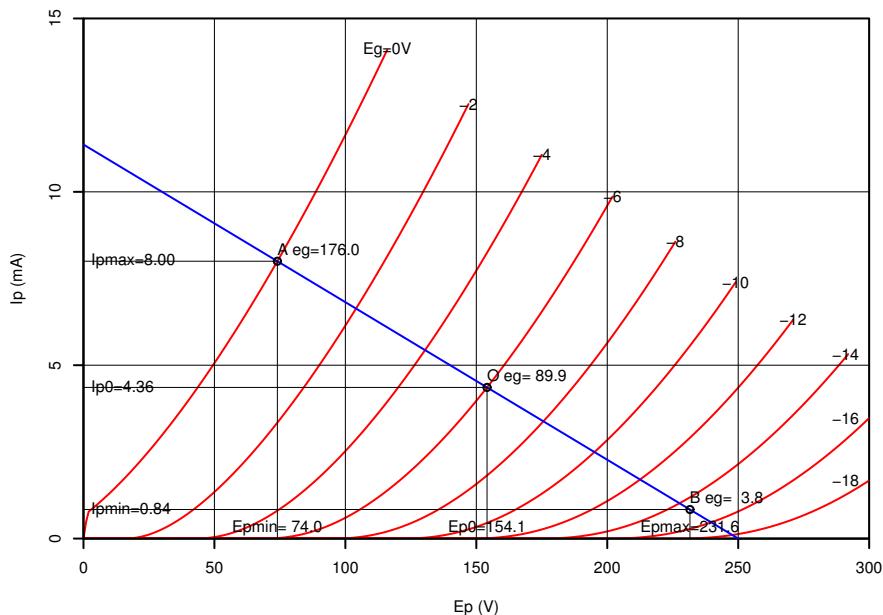


図 2.21: カソードフォロワのロードライン

スグリッド電圧は、 $E_{bb} - E_{p0} + E_{g0} = 250 - 154.1 - 6 = 89.9 \text{ V}$ 、入力の正の尖頭値 ($E_g = 0$ となる点 A) の対アースグリッド電圧は、 $E_{bb} - E_{p\min} = 250 - 74.0 = 176.0 \text{ V}$ 、それに対応する負の尖頭値 (点 B) の対アースグリッド電圧は、 $89.9 - (176.0 - 89.9) = 3.8 \text{ V}$ となります。

伝達特性を求めるには、次のようにします。

```
> eg <- seq(3.8, 176, len=50)
> ip <- trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg=eg, Rp=0, Rk=22e3)$Ip
> ip
[1] 0.0008365518 0.0009752263 0.0011147955 0.0012551109 0.0013960632
...
[46] 0.0073996938 0.0075497245 0.0076997719 0.0078498346 0.0079999121
> plot(eg, ip, type="l")
```

図??のようなグラフが得られます。カソードフォロワは、真空管で得られるゲインをすべて負帰還

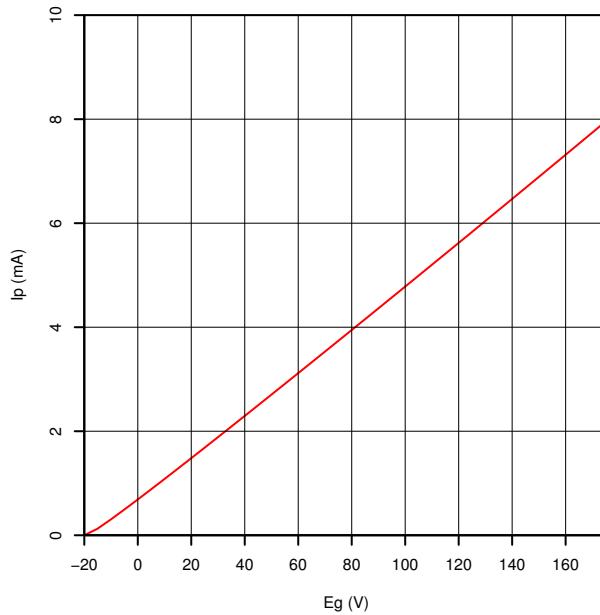


図 2.22: カソードフォロワの伝達特性

しているため、このように直線性が非常に良くなります。

2.5.4 グリッド接地増幅回路の設計

グリッド接地増幅回路を設計する場合も、図??の特性曲線とロードラインを使います。ただし、グリッド接地の場合は、入力にともなって、実質的な電源供給電圧が変動するため、図の読み取り方を変えなければなりません。

図??に、グリッド接地回路の特性曲線とロードラインを示します。グリッド接地では、P-K 間のプレート電圧と、カソード電圧($= -E_g$)と、負荷抵抗の電圧降下を足し合わせたものが電源電圧と等しくならなければなりません。そのため、入力に対応するグリッド電圧とロードラインの交点を求めるのではなく、入力に対応するグリッド電圧の特性曲線を $-E_g$ だけ右側に移動した特性曲線とロードラインの交点を求めることになります。図では、この移動した特性曲線をオレンジ色の線で示しています。実際に真空管に掛かっているプレート電圧とプレート電流の関係は、カソード電圧の分だけ低く、図の緑色の線(B-O-A)のようになります。

動作点では、対カソードグリッド電圧は $E_{g0} = -6 \text{ V}$ で、この時のプレート電圧は $E_{p0} = 152.2 \text{ V}$ 、プレート電流は $I_{p0} = 4.17 \text{ mA}$ です(点 O)。カソードに $+6 \text{ V}$ の信号が加わったとき、対カソードグリッド電圧は $E_{g\min} = -12 \text{ V}$ となり、この時のプレート電圧は $E_{p\max} = 207.0 \text{ V}$ 、プレート電流は $I_{p\min} = 1.41 \text{ mA}$ となります(点 A)。カソードに -6 V の信号が加わったとき、対カソードグリッド電圧は $E_{g\max} = 0 \text{ V}$ となり、この時のプレート電圧は $E_{p\min} = 74.0 \text{ V}$ 、プレート電流は $I_{p\max} = 8.00 \text{ mA}$ となります(点 B)。

グリッド接地の伝達特性を求める R の関数 `trans.comg` を以下に示します。

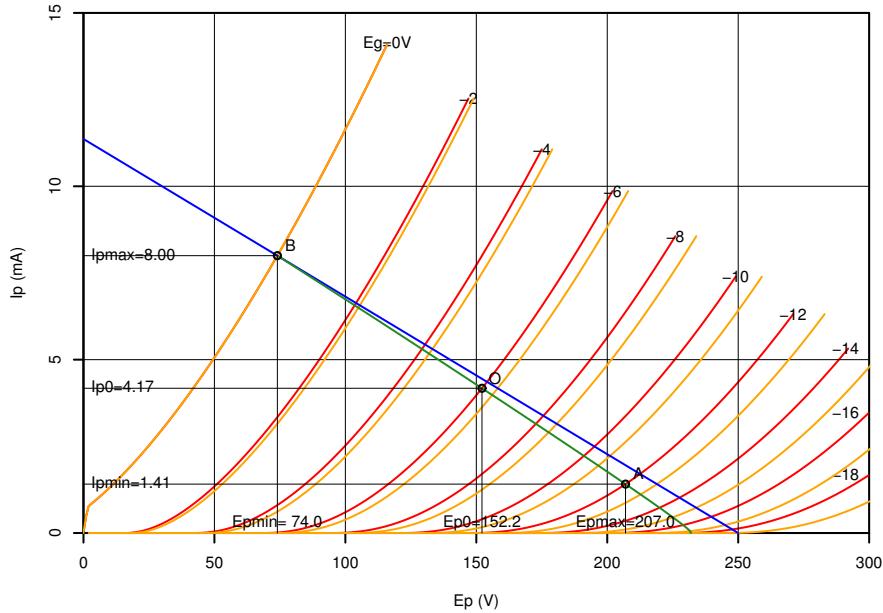


図 2.23: グリッド接地回路のロードライン

`trans_comg.r`

```

1 "trans.comg" <-
2 function(p, ei, Ebb, Eg0, Ek0, RL) {
3   # グリッド接地回路の伝達関数を求める
4   # p: 真空管のパラメータ
5   # ei: 入力電圧
6   # Ebb: 電源電圧
7   # Eg0: グリッド電圧
8   # Ek0: カソード電圧
9   # RL: 負荷抵抗
10
11 f <- function(ep) {
12   # ep: 対アースプレート電圧
13   ip2 <- (Ebb - ep)/RL      # ロードラインによる電流
14   ip1 <- Ip(p, ep-ek, Eg0-ek) # プレート電圧に対するプレート電流
15   ip1 - ip2                  # 差が 0 になるプレート電圧を求める
16 }
17 Ek <- ei + Ek0            # 実際のグリッド電圧(対アース)
18 ep <- rep(0, length(Ek))
19 for (i in seq(along=Ek)) { # 入力電圧の各要素に対してループ
20   ek <- Ek[i]
21   ep[i] <- if (Ip(p, Ebb-ek, Eg0-ek) == 0) Ebb    # カットオフ
22     else uniroot(f, c(ek, Ebb))$root
23 }
24 ip <- (Ebb - ep)/RL      # プレート電流
25 list(Ip=ip, Eo=ep, Ep=ep-Ek, Ip=ip, Ek=Ek)
26 }
```

特性曲線とロードラインの交点を求める際に、特性曲線を平行移動する必要はなく、プレート電圧をカソード電圧分だけ下げて計算すればよいのです(14 行目)。

この関数を使って伝達特性を求めるには、次のようにします。

```

> ek <- seq(0, 12, by=0.5)
> ip <- trans.comg(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg0=0, Ek0=ek, 22e3)$Ip
> ip
```

```

[1] 0.007998548 0.007629136 0.007262160 0.006907778 0.006566853 0.006237492
...
[25] 0.001410539
> plot(ek, ip, type="l")

```

図??のようなグラフが表示されます。

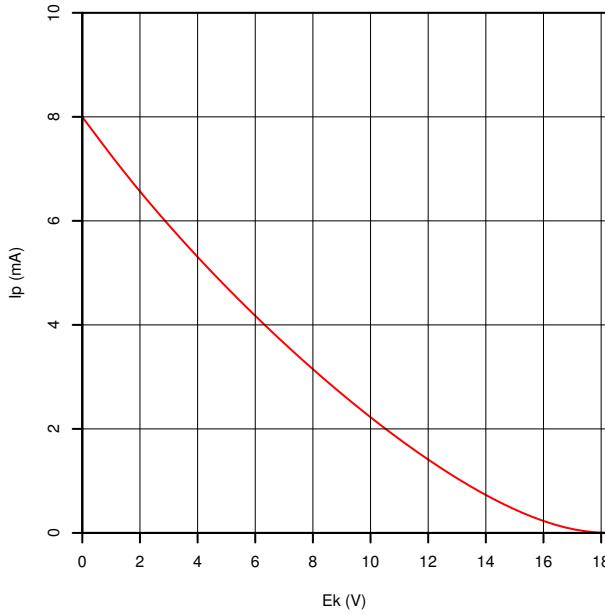


図 2.24: グリッド接地の伝達特性

2.6 SRPP

SRPP (Shunt Regulated Push Pull) の回路を図??に示します。電圧増幅では負荷が軽いので、負荷を無視した等価回路を図??に示します。この等価回路では、電流帰還のカソード抵抗 R_{k1} が入っています。電流帰還がない場合は、 $R_{k1} = 0$ とすればよいからです。等価回路より、次の関係が成り立ちます。

$$i = \frac{-\mu_1 e_{g1} - \mu_2 e_{g2}}{r_{p1} + R_{k1} + r_{p2} + R_{k2}} \quad (2.41)$$

$$e_{g2} = iR_{k2} \quad (2.42)$$

$$e_o = -\mu_1 e_{g1} - i(r_{p1} + R_{k1} + R_{k2}) \quad (2.43)$$

$$e_i = e_{g1} - iR_{k1} \quad (2.44)$$

これから、増幅度を求めます。

$$e_{g1} = e_i + iR_{ki}$$

$$(r_{p1} + R_{k1} + r_{p2} + R_{k2})i = -\mu_1 e_i - (\mu_1 R_{k1} + \mu_2 R_{k2})i$$

$$\{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}\}i = -\mu_1 e_i$$

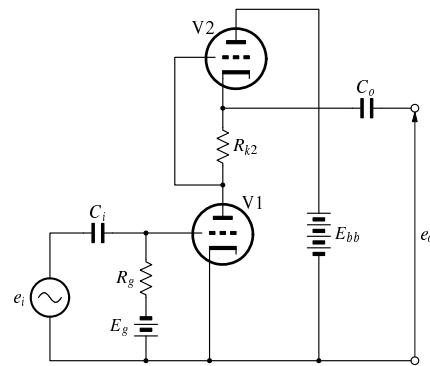


図 2.25: SRPP 増幅回路

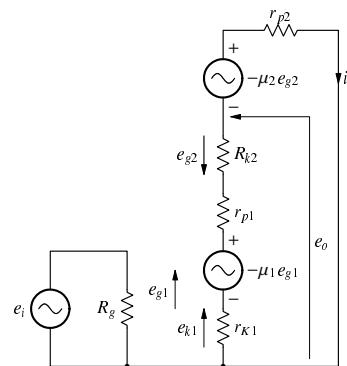


図 2.26: SRPP の等価回路

$$\begin{aligned}
i &= \frac{-\mu_1 e_i}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}} \\
e_o &= -\mu_1 e_i \frac{r_{p2} + \mu_2 R_{k2}}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}} \\
A &= -\mu_1 \frac{r_{p2} + \mu_2 R_{k2}}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}} \quad (2.45)
\end{aligned}$$

出力インピーダンスを求めるための等価回路は、図??になります。これより、以下の関係が成り立ちます。

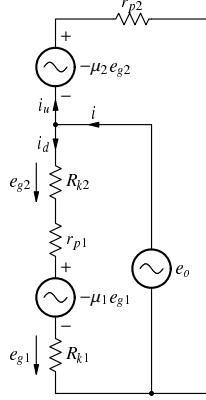


図 2.27: SRPP の出力インピーダンスを求めるための等価回路

$$\begin{aligned}
i_d &= \frac{e_o + \mu_1 e_{g1}}{r_{p1} + R_{k1} + R_{k2}} = \frac{e_o - \mu_1 i_d R_{k1}}{r_{p1} + R_{k1} + R_{k2}} \\
(r_{p1} + R_{k1} + R_{k2})i_d &= e_o - \mu_1 i_d R_{k1} \\
i_d &= \frac{e_o}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2}} \\
i_u &= \frac{e_o - \mu_2 e_{g2}}{r_{p2}} = \frac{e_o + \mu_2 i_d R_{k2}}{r_{p2}} \\
&= \frac{e_o + \mu_2 \frac{e_o}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2}} R_{k2}}{r_{p2}} \\
&= \frac{e_o}{r_{p2}} \left(1 + \mu_2 \frac{R_{k2}}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2}} \right) \\
&= e_o \frac{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + (1 + \mu_2)R_{k2}}{r_{p2} \{ r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2} \}}
\end{aligned}$$

これより、出力インピーダンス Z_o は、次のようにになります。

$$\begin{aligned}
Z_o &= \frac{e_o}{i_u + i_d} = \frac{1}{\frac{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + (1 + \mu_2)R_{k2}}{r_{p2} \{ r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2} \}}} + \frac{1}{\frac{1}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2}}} \\
&= \frac{r_{p2} \{ r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + R_{k2} \}}{r_{p1} + (1 + \mu_1)R_{k1} + r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}} \quad (2.46)
\end{aligned}$$

2.6.1 例 1—固定バイアス

ここでは、12AU7 による SRPP 回路を解析します。SPICE で伝達特性を求めやすいように、固定バイアスで動作させます。電源電圧 $E_{bb} = 196.4884$ V, 上側のカソード抵抗 $R_{k2} = 1.2$ kΩ, グリッ

ド抵抗 $R_g = 470 \text{ k}\Omega$ とします。動作点は、 $E_p = 96.4884 \text{ V}$, $E_g = -3.5116 \text{ V}$, $I_p = 2.92632 \text{ mA}$ で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1503.186 \mu\text{S}$, $r_p = 11.45684 \text{ k}\Omega$, $\mu = 17.22177$ です。

$$A = -17.22177 \frac{11.45684 + 17.22177 \times 1.2}{11.45684 + 11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2} = -12.3541$$

$$Z_i = 470 [\text{k}\Omega]$$

$$Z_o = \frac{11.45684(11.45684 + 1.2)}{11.45684 + 11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2} = 3.238234 [\text{k}\Omega]$$

カソード接地の場合と比べて増幅度が少し落ちましたが ($-12.78 \rightarrow -12.35$)、出力インピーダンスが大幅に下がりました ($16.6 \text{ k}\Omega \rightarrow 3.24 \text{ k}\Omega$)。

シミュレーションの回路を図??に示します。

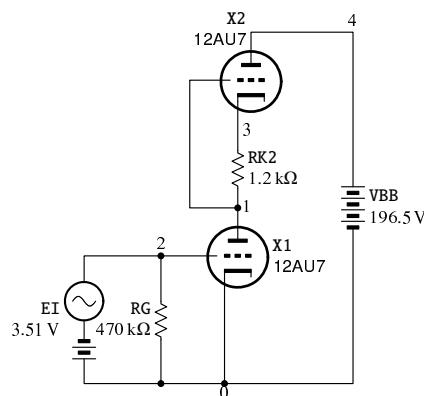


図 2.28: SRPP 増幅回路 (シミュレーション用)

srpp.cir

```

1 SRPP voltage amplifier with 12AU7
2 .OPTIONS ITL1=200 ITL2=200
3 .INCLUDE 12AU7.lib
4 X1 1 2 0 12AU7
5 X2 4 1 3 12AU7
6 RK 1 3 1.2k
7 VBB 4 0 196.4884V
8 RG 2 0 470k
9 VIN 2 0 DC -3.511599V AC 1V
10 .NODESET V(3)=100V
11 .control
12 op
13 print v(1) v(2) v(4,3) v(1,3) i(vbb)
14 tf v(3) vin
15 print all
16 .endc
17 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: SRPP voltage amplifier with 12AU7
3
4 v(1) = 9.648839e+01
5 v(2) = -3.51160e+00

```

```

6 v(4,3) = 9.648841e+01
7 v(1,3) = -3.51160e+00
8 i(vbb) = -2.92633e-03
9 transfer_function = -1.23541e+01
10 output_impedance_at_v(3) = 3.238233e+03
11 vin#input_impedance = 4.700000e+05

```

2.6.2 例 2—電流帰還

前節の回路に V_1 のカソード抵抗 $R_{k1} = 1.2\text{k}\Omega$ を追加して、電流帰還をかけます。 V_1 のバイアス分電源電圧を上げ、 $E_{bb} = 200\text{V}$ とします。動作点および三定数は前節の例と変わりません。

$$A = -17.22177 \frac{11.45684 + 17.22177 \times 1.2}{11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2 + 11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2} = -8.300797$$

$$Z_i = 470 [\text{k}\Omega]$$

$$Z_o = \frac{11.45684(11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2 + 1.2)}{11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2 + 11.45684 + (1 + 17.22177) \times 1.2} = 5.93471 [\text{k}\Omega]$$

シミュレーションの回路を図??に示します。この回路で tf 解析をやろうとすると、SPICE が異常終了するため、 ac 解析を使用しています。

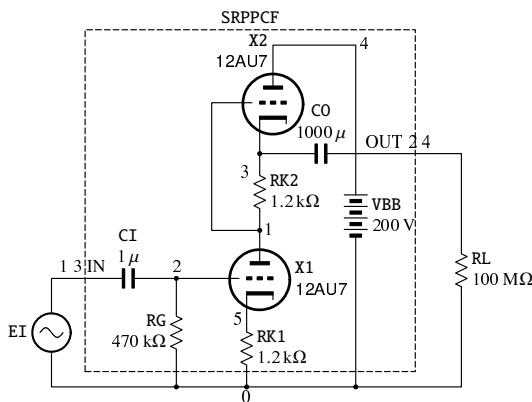


図 2.29: 電流帰還のある SRPP 増幅回路 (シミュレーション用)

`srpp_cf.cir`

```

1 SRPP voltage amplifier with 12AU7
2 .OPTIONS ITL1=200 ITL2=200
3 .INCLUDE 12AU7.lib
4 .SUBCKT SRPPCF IN OUT
5 X1 1 2 5 12AU7
6 X2 4 1 3 12AU7
7 RK1 5 0 1.2k
8 RK2 1 3 1.2k
9 VBB 4 0 200V
10 RG 2 0 470k
11 CI IN 2 1u
12 CO 3 OUT 1000u
13 .ENDS
14
15 XA1 1 2 SRPPCF
16 VI 1 0 DC 0V AC 1V
17 RL 2 0 100Meg

```

```

18 .NODESET V(A1:1)=100V
19
20 XA2 3 4 SRPPCF
21 VS 3 0 DC 0V
22 VO 4 0 DC 0V AC 1V
23 .NODESET V(A2:1)=100V
24
25 .control
26 op
27 print v(a1:1,a1:5) v(a1:2,a1:5) v(a1:4,a1:3) v(a1:1,a1:3) v(a1:1) v:a1:bb#branch
28 ac dec 1 1k 1k
29 print abs(v(2)/v(1)) abs(v(1)/i(vi)) abs(v(4)/i(vo))
30 .endc
31 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: SRPP voltage amplifier with 12AU7
3
4 v(a1:1,a1:5) = 9.648840e+01
5 v(a1:2,a1:5) = -3.51160e+00
6 v(a1:4,a1:3) = 9.648840e+01
7 v(a1:1,a1:3) = -3.51160e+00
8 v(a1:1) = 1.000000e+02
9 v:a1:bb#branch = -2.92633e-03
10 abs(v(2)/v(1)) = 8.300174e+00
11 abs(v(1)/i(vi)) = 4.694988e+05
12 abs(v(4)/i(vo)) = 5.934634e+03

```

2.6.3 設計

SRPP の場合 , 上側の球 (V2) から動作を解析していきます . $E_{bb} = 250\text{V}$, $R_{k2} = 1.2\text{k}\Omega$ とします . 仮に $I_p = 5\text{mA}$ 流れたとすると , R_{k2} に生じる電圧は $I_p R_{k2} = 5 \cdot 1.2 = 6\text{V}$ であり , これが V2 のグリッド電圧 $E_{g2} = -6\text{V}$ になります . このときのプレート電圧は ,

```

> uniroot(function(ep) Ip(t12AU7, ep, -6) - 5e-3, c(0, 250))$root
[1] 160.5975

```

より , $E_{p2} = 160.6\text{V}$ です . この点は , 図??の点 X です . このようにして I_p を変えながら E_p を求めてプロットすると , 図??の緑色の線のようになります . この線はほぼ直線になり , V2 は抵抗のような働きをしていることがわかります . 概略の抵抗値は , $160.6/5 \approx 32\text{k}\Omega$ です (正確には , $r_{p2} + (1 + \mu_2)R_{k2}$ です) . カソード抵抗 R_{k2} が大きくなるほど , この線が寝てきて , V1 の等価的な負荷抵抗が大きくなります .

このとき , V1 のプレート電圧は , $E_{bb} - E_{p2} - I_p R_{k2}$ で , 青色の線のようになります . これが V1 のロードラインになります . V1 は , 負荷抵抗が約 $32\text{k}\Omega$ のカソード接地として動作しています . この等価的な負荷抵抗の大きさは , R_k の値により変わります . 出力は , V1 のプレート電圧に R_{k2} の電圧降下を加えたもので , 特性図上ではオレンジ色の線になります . 入力に対する出力の様子を調べるには , 入力に対応するグリッド電圧と青色の線の交点を求め , その点を通る水平線とオレンジ色の線の交点を求めます . その電圧が V2 のカソード電圧になります .

動作点 O の決め方はカソード接地と同様で , ロードラインと $E_{g1} = 0$ (または $E_{g1} = -0.7\text{V}$) の交点 A の位置を参考にします . 例えば , $E_{g1} = -6\text{V}$ を動作点とすると , その時のプレート電流は $I_{p0} = 3.19\text{mA}$ となります . このとき , V1 のプレート電圧は $E_{p1} = 141.2\text{V}$, V2 のグリッド電圧は $E_{g2} = -I_{p0} R_{k2} = -3.83\text{V}$, V2 のカソード電圧は $E_{p1} - E_{g2} = 145.0\text{V}$ となります .

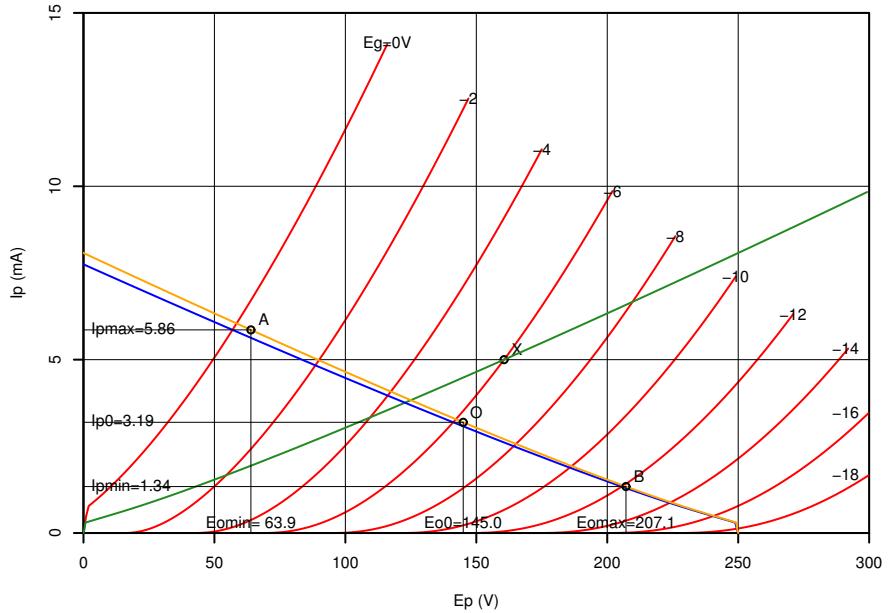


図 2.30: SRPP のロードライン

V1 のグリッドに +6 V の信号が加わったとき , プレート電流は $I_{p\max} = 5.86 \text{ mA}$, V1 のプレート電圧は $E_{p1\min} = 56.9 \text{ V}$, V2 のグリッド電圧は $E_{g2\min} = -I_{p\max} R_{k2} = -7.03 \text{ V}$, V2 のカソード電圧は $E_{p1\min} - E_{g2\min} = 63.9 \text{ V}$ となります (点 A) . V1 のグリッドに -6 V の信号が加わったとき , プレート電流は $I_{p\min} = 1.34 \text{ mA}$, V1 のプレート電圧は $E_{p1\max} = 205.5 \text{ V}$, V2 のグリッド電圧は $E_{g2\max} = -I_{p\min} R_{k2} = -1.60 \text{ V}$, V2 のカソード電圧は $E_{p1\max} - E_{g2\max} = 207.1 \text{ V}$ となります (点 B) .

一般に , 自己バイアスで SRPP を構成するとき , カソード抵抗の値を上下で同じ値とし , $E_{p1} = E_{p2}$ として使う場合が多いのですが , 図からわかるとおり , SRPP から大きな出力を取り出したい場合は , $E_{p1} > E_{p2}$ すべきです . 入力が小さい場合は , 逆に $E_{p1} < E_{p2}$ としたほうがよい場合もあります . また , 2 次歪みの打ち消しを行なう場合は , V1 の動作点を動かすことが必要です .

SRPP の伝達特性を求める R の関数 trans.srpp を以下に示します .

`trans_srpp.r`

```

1 "trans.srpp" <-
2 function(p1, ei, Ebb, Eg1, Rk1=0, Rk2, p2=p1)
3 {
4     # SRPP の伝達関数を求める
5     # p1: V1 のパラメータ
6     # p2: V2 のパラメータ
7     # ei: 入力電圧
8     # Ebb: 電源電圧
9     # Eg1: V1 グリッド電圧 (対アース)
10    # Rk1: V1 カソード抵抗
11    # Rk2: V2 カソード抵抗
12    # 返値
13    # $Ip: プレート電流
14    # $Eg1: 対カソード V1 グリッド電圧
15    # $Ep1: 対カソード V1 プレート電圧
16    # $Eg2: 対カソード V2 グリッド電圧
17    # $Ep2: 対カソード V2 プレート電圧

```

```

18      # $Eo: 出力電圧(対アースV2 カソード電圧)
19
20  get.ep2 <- function(ip) {
21      # プレート電流 ip に対する V2 のプレート電圧を求める
22      if (ip == 0)          # カットオフの場合
23          return(0)
24      eg2 <- -ip * Rk2
25      uniroot(function(ep2) Ip(p2, ep2, eg2) - ip, c(0, Ebb))$root
26  }
27
28  f <- function(ip) {
29      ep2 <- get.ep2(ip)           # V2 が分担する電圧
30      eg1 <- eg - ip * Rk1       # 実際の V1 のグリッド電圧
31      ep1 <- Ebb - ip * (Rk1 + Rk2) - ep2
32      ip1 <- Ip(p1, ep1, eg1)
33      ip - ip1
34  }
35
36  # V2だけを考え、流れうる最大の電流を求める
37  Ipmax <- uniroot(function(ip) Ip(p2, Ebb-ip*(Rk1+Rk2), -ip*Rk2) - ip,
38                      c(0, Ip(p2, Ebb, 0)))$root
39
40  Eg <- ei + Eg1
41  ip <- ep2 <- rep(0, length(Eg))
42  for (i in seq(along=Eg)) {
43      eg <- Eg[i]
44      cat(eg, "")
45      ip[i] <- if (Ip(p1, Ebb, eg) == 0) 0
46      else uniroot(f, c(0, Ipmax*0.99), tol=1e-8)$root
47      ep2[i] <- get.ep2(ip[i])           # 対カソードプレート電圧
48  }
49  cat("\n")
50  eg2 <- -ip * Rk2                  # 対カソードグリッド電圧
51  eg1 <- Eg - ip * Rk1              # 対カソードグリッド電圧
52  ep1 <- Ebb - ip * (Rk1 + Rk2) - ep2    # 対カソードプレート電圧
53  eo <- ip * (Rk1 + Rk2) + ep1        # 対アースV2 カソード電圧
54  list(Ip=ip, Eo=eo, Eg1=eg1, Ep1=ep1, Eg2=eg2, Ep2=ep2)
55 }

```

この関数を利用して，SRPP の動作点を求めます．

```

> trans.srpp(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg1=-6, Rk2=1.2e3)
-6
$Ip                                # プレート電流
[1] 0.003193013
$Eo                                # 出力ポイント対アース電圧
[1] 144.9966
$Eg1                               # 対カソードグリッド電圧
[1] -6
$Ep1                               # 対カソードプレート電圧
[1] 141.165
$Eg2                               # 対カソードグリッド電圧
[1] -3.831616
$Ep2                               # 対カソードプレート電圧
[1] 105.0034

```

入力に対する出力を求めます．

```

> ei <- c(0, 6, -6)
> z <- trans.srpp(t12AU7, ei=ei, Ebb=250, Eg1=-6, Rk2=1.2e3)
-6 0 -12
> z$Ip
[1] 0.003193013 0.005858398 0.001339306
> z$Eo
[1] 144.99661 63.93202 207.14122

```

伝達特性のグラフを作成します。

```
> eg <- seq(-20, 0, by=0.5)
> ip <- trans.srpp(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg1=eg, Rk2=1.2e3)$Ip
-20 -19.5 -19 ...
-2.5 -2 -1.5 -1 -0.5 0
> plot(eg, ip, type="l")
```

図??のようなグラフが作成されます。

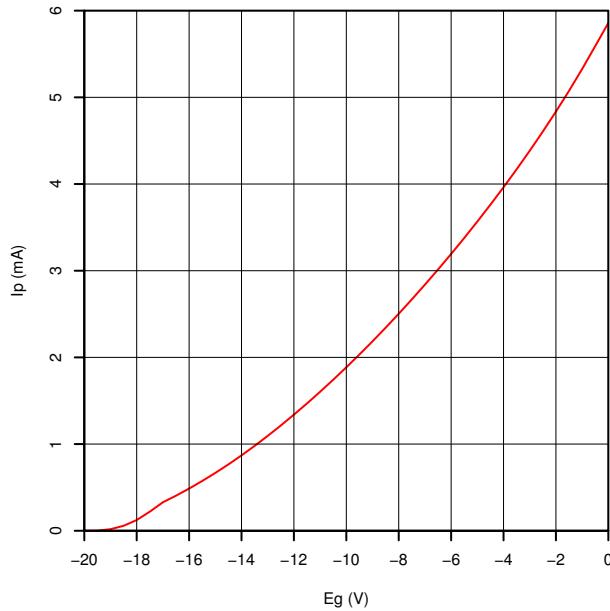


図 2.31: SRPP の伝達特性

2.7 カスコード接続

図??のように，V1 によるカソード接地回路のプレートを V2 によるグリッド接地回路の入力に直結することをカスコード接続 (cascode) といいます。この回路では，V2 のグリッド電圧が固定されており，したがって V2 のカソード電圧 (V1 のプレート電圧) がほとんど変動しないため，V1 には電圧增幅作用がほとんどなく，ミラー効果による入力容量の増加がありません。さらに V2 はグリッドが接地されているため，入力と出力がシールドされ，高周波の用途に向いています。またグリッド接地に見られた入力インピーダンスが低いという欠点 (高周波回路では必ずしも欠点ではないが) もありません。等価回路は図??のようになります。

等価回路より，以下の関係が成り立ちます。

$$e_o = (-\mu_1 e_{g1} - \mu_2 e_{g2}) \frac{R_L}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \quad (2.47)$$

$$e_{p1} = -\mu_1 e_{g1} + (\mu_1 e_{g1} + \mu_2 e_{g2}) \frac{r_{p1}}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \quad (2.48)$$

$$e_{g2} = -e_{p1} \quad (2.49)$$

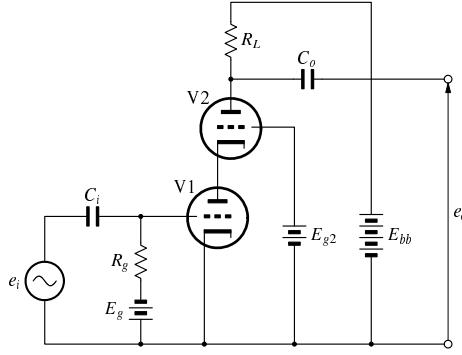


図 2.32: カスコード接続

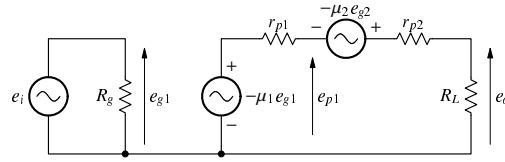


図 2.33: カスコード接続の等価回路

これより、

$$\begin{aligned}
 e_{g2} &= \mu_1 e_{g1} - (\mu_1 e_{g1} + \mu_2 e_{g2}) \frac{r_{p1}}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \\
 (r_{p1} + r_{p2} + R_L) e_{g2} &= \mu_1 (r_{p1} + r_{p2} + R_L) e_{g1} - (\mu_1 e_{g1} + \mu_2 e_{g2}) r_{p1} \\
 \{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L\} e_{g2} &= \mu_1 (r_{p2} + R_L) e_{g1} \\
 e_{g2} &= \frac{\mu_1 (r_{p2} + R_L)}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} e_{g1} \\
 e_o &= \left(-\mu_1 e_{g1} - \mu_2 \mu_1 \frac{r_{p2} + R_L}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} e_{g1} \right) \frac{R_L}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \\
 &= -\mu_1 e_{g1} \left(1 + \mu_2 \frac{r_{p2} + R_L}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} \right) \frac{R_L}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \\
 &= -\mu_1 e_{g1} \frac{(1 + \mu_2)(r_{p1} + r_{p2} + R_L)}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} \cdot \frac{R_L}{r_{p1} + r_{p2} + R_L} \\
 &= -\mu_1 e_{g1} \frac{(1 + \mu_2) R_L}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} \\
 A &= -\mu_1 (1 + \mu_2) \frac{R_L}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} \tag{2.50}
 \end{aligned}$$

ここでは、全体の等価回路から増幅度を求めましたが、カソード接地とグリッド接地に分けて、それぞれの増幅度を求めてそれらを掛け合わせることによって全体の増幅度を求めるこどもできます。2つの部分は直結されているので、カソード接地の出力インピーダンスは $Z_{o1} = r_{p1}$ 、グリッド接地の入力インピーダンスは $Z_{i2} = (r_{p2} + R_L)/(1 + \mu_2)$ で、これがカソード接地の負荷になります。したがって、カソード接地段の増幅度 A_1 は、

$$A_1 = -\mu_1 \frac{Z_{i2}}{r_{p1} + Z_{i2}} = -\mu_1 \frac{\frac{r_{p2} + R_L}{1 + \mu_2}}{r_{p1} + \frac{r_{p2} + R_L}{1 + \mu_2}} = -\mu_1 \frac{r_{p2} + R_L}{(1 + \mu_2) r_{p1} + r_{p2} + R_L} \tag{2.51}$$

グリッド接地段の増幅度 A_2 は、式(??)より、

$$A_2 = (1 + \mu_2) \frac{R_L}{r_{p2} + R_L} \quad (2.52)$$

ですから、全体の増幅度 A は、

$$A = A_1 A_2 = -\mu_1 \frac{r_{p2} + R_L}{(1 + \mu_2)r_{p1} + r_{p2} + R_L} (1 + \mu_2) \frac{R_L}{r_{p2} + R_L} = -\mu_1 (1 + \mu_2) \frac{R_L}{(1 + \mu_2)r_{p1} + r_{p2} + R_L} \quad (2.53)$$

となり、式(??)と同じ結果が得られます。

同様に考えると、カスコード接続の出力インピーダンス Z_o は、グリッド接地の場合(式(??))と同じですから、

$$Z_o = \{r_{p2} + (1 + \mu_2)r_{p1}\} // R_L \quad (2.54)$$

$$Z_i = R_g \quad (2.55)$$

となります。

2.7.1 数値例

ここでは、12AU7によるカスコード接続回路を解析します。SPICEで伝達特性を求めやすいように、固定バイアスで動作させます。電源電圧 $E_{bb} = 250V$ 、グリッド抵抗 $R_g = 470k\Omega$ 、負荷抵抗 $R_L = 22k\Omega$ 、V1のグリッドバイアス $E_{g1} = -3V$ 、V2のグリッド電圧 $E_{g2} = 72V$ とします。動作点は、 $E_{p1} = 77.89354V$, $E_{g1} = -3V$, $E_{p2} = 125.5693V$, $E_{g2} = -5.893544V$, $I_p = 2.115324mA$ で、この動作点における三定数は、 $g_{m1} = 1347.921\mu S$, $r_{p1} = 12.77094k\Omega$, $\mu_1 = 17.21421$, $g_{m2} = 1129.799\mu S$, $r_{p2} = 14.11705k\Omega$, $\mu_2 = 15.94943$ です。

$$A = -17.21421(1 + 15.94943) \frac{22}{(1 + 15.94943)12.77094 + 14.11705 + 22} = -25.41387$$

$$Z_i = 470 [k\Omega]$$

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{14.11705 + (1 + 15.94943)12.77094} + \frac{1}{22}} = 20.08375 [k\Omega]$$

2.7.2 シミュレーション例

シミュレーション用の回路図を図??に示します。

`cascode.cir`

```

1 Cascode voltage amplifier with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 0 12AU7
4 X2 3 4 1 12AU7
5 RL 3 5 22k
6 VBB 5 0 250V
7 VG2 4 0 72V
8 RG 2 0 470k
9 VI 2 0 DC -3V AC 1V
10 .NODESET V(1)=78V
11 .control
12 op

```

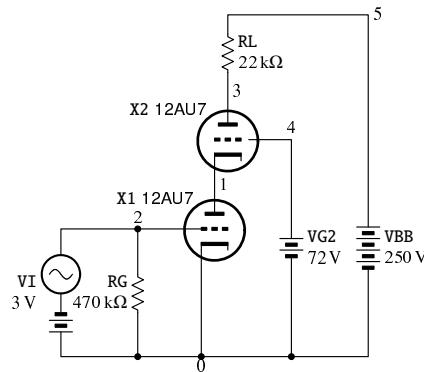


図 2.34: カスコード接続増幅回路(シミュレーション用)

```

13 print v(1) v(2) v(3,1) v(4,1) v(3) i(vbb)
14 tf v(3) vi
15 print all
16 .endc
17 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Cascode voltage amplifier with 12AU7
3
4 v(1) = 7.789318e+01
5 v(2) = -3.00000e+00
6 v(3,1) = 1.255705e+02
7 v(4,1) = -5.89318e+00
8 v(3) = 2.034636e+02
9 i(vbb) = -2.11529e-03
10 transfer_function = -2.54139e+01
11 output_impedance_at_v(3) = 2.008375e+04
12 vi#input_impedance = 4.700000e+05

```

2.7.3 設計

カスコード接続の上側の球V2の動作はグリッド接地と同じです。ただし、グリッドの電圧が通常の0Vではなく、 E_{g2} ですから、仮のロードライン(図??のオレンジ色の線)は、 $E_{bb} - E_{g2}$ から引きます。実際のV2のロードラインは水色の線(A2-O2-B2)のように曲線になります。このとき、V2のカソードの対アース電圧は、図の緑色の線(A1-O1-B1)のようになります。この線は、オレンジ色の線と水色の線との差に E_{g2} を加えたものです。

この緑色の線が、V1のプレート電圧とプレート電流の関係、すなわちロードラインになります。このようにV1のロードラインの傾きは急であり、V2の μ が高いほどカソード電圧の変化は少なくてすむため、垂直線に近くなります。V1はカソード接地で動作していますが、負荷がこのように非常に低いため、電圧増幅度が非常に低くなります。では増幅をしていないかと言うとそうではなくて、入力の変化はプレート電流の変化になっています。グリッド電圧の変化に対するプレート電流の変化は g_m でしたが、 g_m に相当する電流増幅を行なっているのです。V2は、この電流の変化を負荷抵抗を通して電圧の変化にしているのです。

動作点の決め方ですが、まず、 E_{g2} を決める必要があります。仮に E_{g2} を決めて、オレンジ色の

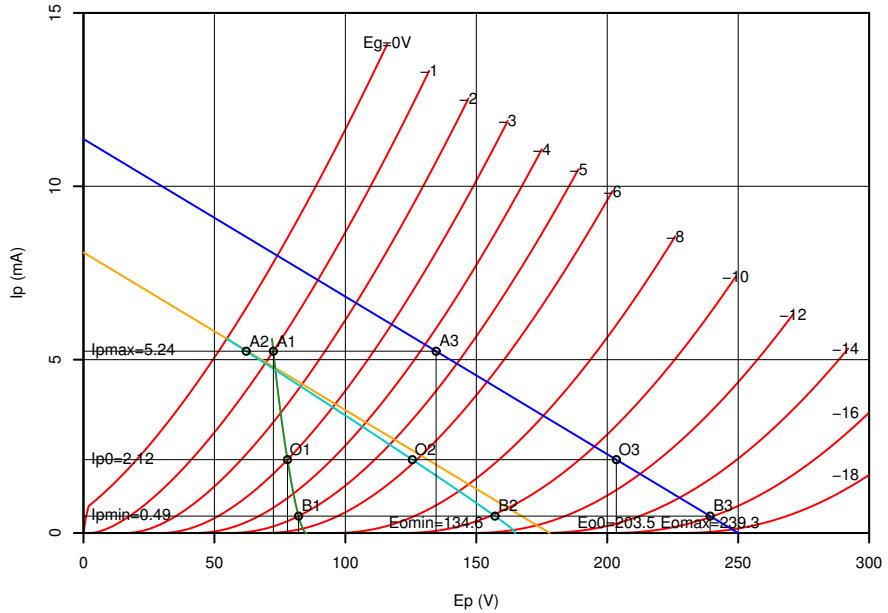


図 2.35: カスコード接続のロードライン

線のような V_2 のロードラインを引いてみます。この直線と $E_{g0} = 0$ の交点の y 座標が、緑色の線 (V_1 のロードライン) の上端になります。この点が $E_{g0} = 1\text{V}$ の特性曲線の上にこないようにします。 V_1 は初段の場合が多いので、初速度電流の影響を受けないようにするためです。 V_2 のほうは、グリッド接地なので、グリッド電圧を考慮することなく、 $E_{g0} = 0$ までフルスイングして構わないでしょう。 V_1 は、 $g_m e_i$ という電流増幅を行なっていますが、 g_m はプレート電流の 0.6 乗に比例するという性質があります。したがって、プレート電流を多く流してやれば、利得も大きくなります。というわけで、 V_1 のロードラインの上端ができるだけ $E_{g0} = 1\text{V}$ に近くなるような E_{g2} を探します。

あとは、 V_1 の入力の大きさに応じて動作点 O を決めます。ここでは、 $4\text{V}_{\text{p-p}}$ の入力が入るとしたので、 $E_{g1} = -3\text{V}$ としました。この場合、プレート電流は $E_g = -3\text{V}$ と緑色の線の交点 O_1 で決まり、 2.12mA となります。 V_2 の(対カソード)プレート電圧は、 O_1 を通る水平線と水色の線の交点 O_2 であり、対アースの電圧は O_3 の 203.5V になります。 $+2\text{V}$ の信号が加わったとき、プレート電流は $I_{p\text{max}} = 5.24\text{mA}$ となり(点 A_1)、対アースの V_2 のプレート電圧は A_3 の $E_{o\text{min}} = 134.6\text{V}$ になります。 -2V の信号が加わったとき、プレート電流は $I_{p\text{min}} = 0.49\text{mA}$ となり(点 B_1)、対アースの V_2 のプレート電圧は B_3 の $E_{o\text{max}} = 239.3\text{V}$ になります。

カスコード接続の伝達特性を求める R の関数 `trans.cascode` を以下に示します。

```
trans_cascode.r
1 "trans.cascode" <-
2 function(p1, ei, Ebb, Eg1, Eg2, RL, Rk=0, p2=p1)
3 {
4   # カスコード接続の伝達関数を求める
5   # p1: V1 のパラメータ
6   # p2: V2 のパラメータ
7   # ei: 入力電圧
8   # Ebb: 電源電圧
```

```

9      # Eg1: V1 グリッド電圧 (対アース)
10     # Eg2: V2 グリッド電圧
11     # RL: 負荷抵抗
12     # Rk: V1 カソード抵抗
13     # 返値
14     # $Ip: プレート電流
15     # $Eo: 出力電圧 (対アース V2 プレート電圧)
16     # $Eg1: 対カソード V1 グリッド電圧
17     # $Ep1: 対カソード V1 プレート電圧
18     # $Eg2: 対カソード V2 グリッド電圧
19     # $Ep2: 対カソード V2 プレート電圧
20
21     get.ek2 <- function(ip) {
22       # プレート電流が ip となるときの
23       # V2 の対アースカソード電圧を求める
24       if (ip == 0)           # V2 がカットオフする場合は
25         return(Ek2max)      # これ以上のカソード電圧にならないはず?
26       ep2 <- Ebb - ip * RL    # 対アース V2 プレート電圧
27       if (ep2 <= 0)
28         return(0)
29       uniroot(function(ek) Ip(p2, ep2-ek, Eg2-ek) - ip,
30               c(0, Ek2max), tol=1e-8)$root
31     }
32
33     f <- function(ip) {
34       ep1 <- get.ek2(ip)      # 対アース V1 プレート電圧
35       ek1 <- ip * Rk        # 対アース V1 カソード電圧
36       ip1 <- Ip(p1, ep1-ek1, eg-ek1)
37       ip - ip1
38     }
39
40     # V2 がカットオフ (Ip=1nA) する対アースカソード電圧を求める
41     Ek2max <- uniroot(function(ek) Ip(p2, Ebb-ek, Eg2-ek) - 1e-9,
42                           c(Eg2, Ebb))$root
43     cat("Ek2max=", Ek2max, "\n", sep="")
44     Eg <- ei + Eg1
45     ip <- ek2 <- rep(0, length(Eg))
46     for (i in seq(along=Eg)) {
47       eg <- Eg[i]
48       cat(eg, "")
49       ip[i] <- if(Ip(p1, Ek2max, eg) <= 1e-9) 0
50         else uniroot(f, c(0, (Ebb-Eg2)/RL), tol=1e-8)$root
51       ek2[i] <- get.ek2(ip[i])
52     }
53     cat("\n")
54     eo <- Ebb - ip * RL
55     ep2 <- eo - ek2
56     eg2 <- Eg2 - ek2
57     ep1 <- ek2 - ip * Rk
58     eg1 <- Eg - ip * Rk
59     list(Ip=ip, Eo=eo, Ep1=ep1, Eg1=eg1, Ep2=ep2, Eg2=eg2)
60   }

```

この関数を使って、カスコード接続の動作を調べます。

```

> trans.cascode(t12AU7, ei=c(0, 2, -2), Ebb=250, Eg1=-3, Eg2=72, RL=22e3)
Ek2max=85.30461
-3 -1 -5
$Ip
[1] 0.0021153245 0.0052434383 0.0004876885
$Eo
[1] 203.4629 134.6444 239.2709          # 出力ポイント (V2 のプレート) の電圧
$Ep1
[1] 77.89354 72.50324 82.12975
$Eg1
[1] -3 -1 -5
$Ep2

```

```
[1] 125.56932 62.14111 157.14110
$Eg2
[1] -5.8935443 -0.5032431 -10.1297507
```

伝達特性のグラフは、次のようにして作成します。

```
> eg <- seq(-7, 0, by=0.25)
> ip <- trans.cascode(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg1=eg, Eg2=72, RL=22e3)$Ip
Ek2max=85.30461
-7 -6.75 ...
... -0.75 -0.5 -0.25 0
> plot(eg, ip, type="l")
```

図??のようなグラフが作成されます。カスコード接続では g_m による電流増幅を利用していいるため、入力電圧が大きいと、 g_m の変化（プレート電流の 0.6 乗に比例）に起因する増幅度の変化により、歪みが大きくなります。伝達特性の曲線が大きく曲がっているのはこのためです。

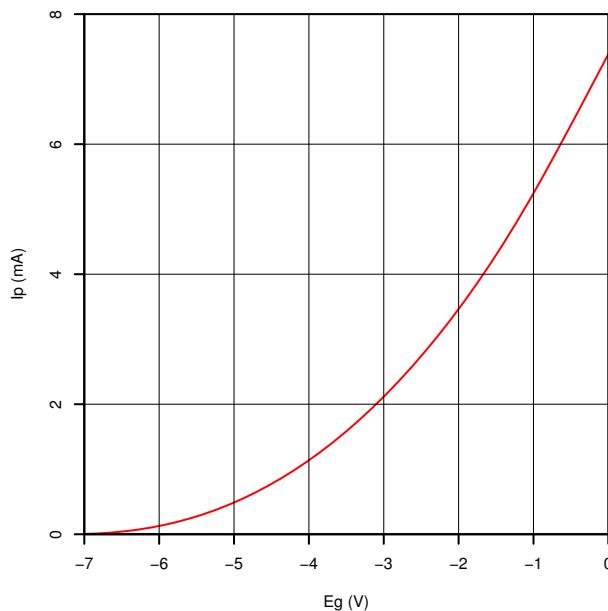


図 2.36: カスコード接続の伝達特性

2.8 交流負荷

実際の電圧增幅回路では、出力に次段の電圧增幅回路や電力增幅回路が接続され、交流的にはそのグリッド抵抗 R_{g2} が負荷として加わります。

カソード接地回路において、このようすをプレート特性曲線上で見ると、図??のようになります。ここでは、 $R_{g2} = 100 \text{ k}\Omega$ としています。次段のグリッド抵抗を考慮したロードラインは、緑色の線です。ロードラインが立ってきて、出力電圧が下がり、歪みが多くなっています。一般に、次段のグリッド抵抗の大きさは、負荷抵抗 R_L の 2 倍以上にとります。

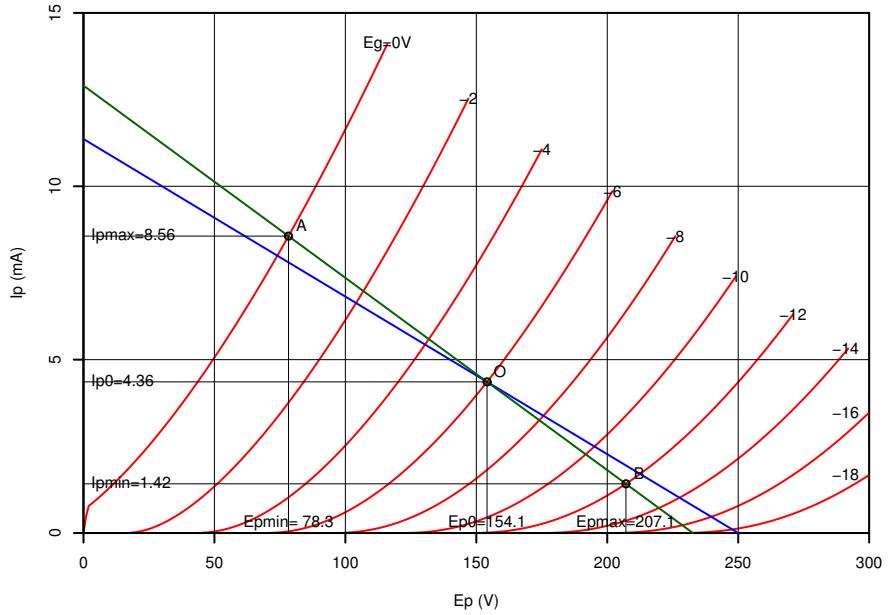


図 2.37: 交流負荷を考慮したカソード接地回路のロードライン

カソード接地やプレート接地(自己バイアス 2 を除く), グリッド接地等では, R_{g2} は R_L と並列になるので, $R_{Lac} = R_L // R_{g2}$ として, これを増幅度や出力インピーダンスの式に入れてやれば, 小信号解析の結果をそのまま使えます.

伝達特性を求める関数 `trans.vol` などは, 負荷抵抗として R_{Lac} を指定し, さらに電源電圧として次のような交流等価電源電圧 E_{bbac} を指定してやれば使えます.

$$E_{bbac} = E_{p0} + I_{p0}R_{Lac} \quad (2.56)$$

図??の点を求めるには, 次のように入力します.

```
> z0 <- trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg0=-6, 22e3)
> RLac <- 22e3 %p% 100e3      # %p% は並列抵抗を求める演算子
> RLac                         # 交流負荷抵抗
[1] 18032.79
> Ebbac <- z0$Ep + z0$Ip * RLac    # 交流等価電源電圧
> Ebbac
[1] 232.7067
> ei <- c(0, 6, -6)
> trans.vol(t12AU7, ei=ei, Ebb=Ebbac, Eg0=-6, Rp=RLac)
$Ip
[1] 0.004359060 0.008563391 0.001418526
$Eo
[1] 154.10068 78.28488 207.12670
$Ep
[1] 154.10068 78.28488 207.12670
$Ek
[1] 0 0 0
$Eg
[1] -6 0 -12
```

2.9 高域・低域の特性の解析(工事中)

第3章 位相反転回路

この章では、現代的なプッシュプルアンプに使われる位相反転回路として、P-K 分割、差動増幅回路、カソード結合型(ミュラード型)を取り上げます。

3.1 P-K 分割

P-K 分割回路は、真空管のカソードとプレートに同じ値の負荷抵抗を入れることにより、同じ大きさの出力を得る回路です(図??(1) 参照)。位相は、カソード側が入力と同相で、プレート側が逆相になります。カソードの電位が高くなるので、前段と直結する場合が多く、低域の時定数を1つ減らすことから、もっぱら直結形式が使われます(図??(2) 参照)。

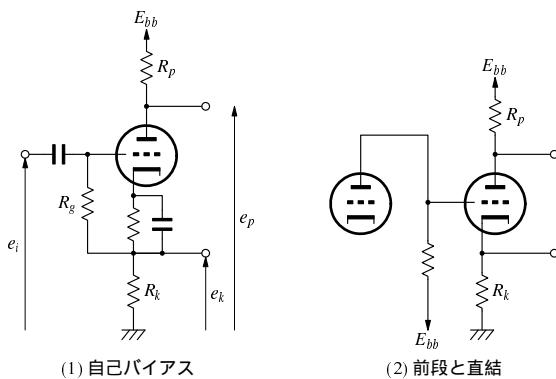


図 3.1: P-K 分割回路

カソード側は、カソードフォロワと同等な動作をするので、ゲインは1以下となります。また最大出力は、カソードフォロワのそれをカソード側とプレート側の2つに分けるため、 $1/2$ になります。したがって、入力電圧が大きな出力管をドライブする用途にはあまり向いていません。比較的新しい(g_m の高い)多極管をドライブするのに向いています。

3.1.1 ゲイン

P-K 分割回路の等価回路は、図??のようになります。この等価回路では、カソード側、プレート側の負荷がそれぞれ Z_k, Z_p となっていますが、これには、次段のグリッド抵抗や浮遊容量が含まれているものとします。これより、

$$e_k = -iZ_k \quad (3.1)$$

$$e_p = iZ_p \quad (3.2)$$

$$-\mu e_g = i(r_p + Z_k + Z_p) \quad (3.3)$$

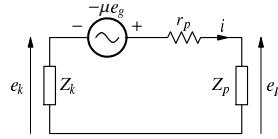


図 3.2: P-K 分割回路の等価回路

$$e_i = e_g + e_k \quad (3.4)$$

という関係が成り立ちます。したがって、

$$\begin{aligned} e_g &= e_i - e_k = e_i + iZ_k \\ -\mu(e_i + iZ_k) &= i(r_p + Z_k + Z_p) \\ -\mu e_i &= \{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p\}i \\ i &= \frac{-\mu e_i}{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p} \\ e_p &= -\mu e_i \frac{Z_p}{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$e_k = \mu e_i \frac{Z_k}{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p} \quad (3.6)$$

となり、ゲインは以下の式になります。

$$A_p = -\mu \frac{Z_p}{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p} \quad (3.7)$$

$$A_k = \mu \frac{Z_k}{r_p + (1 + \mu)Z_k + Z_p} \quad (3.8)$$

通常は、 $Z_k = Z_p$ とするので、負荷を Z とすれば、カソード側、プレート側ともゲイン(の絶対値)は、

$$|A| = \mu \frac{Z}{r_p + (2 + \mu)Z} \quad (3.9)$$

となります。

3.1.2 出力インピーダンス

プレート側

プレート側の出力インピーダンスを求めるための等価回路は、図??になります。

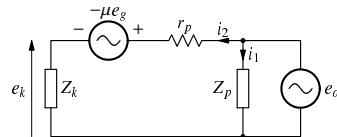


図 3.3: P-K 分割回路のプレート側の出力インピーダンスを求める等価回路

$$i_1 = \frac{e_o}{Z_p} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned}
i_2(r_p + Z_k) &= \mu e_g + e_o = -\mu e_k + e_o = -\mu i_2 Z_k + e_o \\
\{r_p + (1 + \mu)Z_k\}i_2 &= e_o \\
i_2 &= \frac{e_o}{r_p + (1 + \mu)Z_k} \\
Z_{op} &= \frac{e_o}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{1}{Z_p} + \frac{1}{r_p + (1 + \mu)Z_k}} \\
&= Z_p // \{r_p + (1 + \mu)Z_k\}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

カソード側

プレート側の出力インピーダンスを求めるための等価回路は、図??になります。

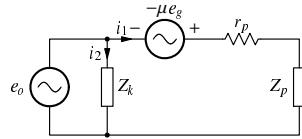


図 3.4: P-K 分割回路のカソード側の出力インピーダンスを求める等価回路

$$i_1(r_p + Z_p) = e_o - \mu e_g = (1 + \mu)e_o \tag{3.12}$$

$$i_2 = \frac{e_o}{Z_k} \tag{3.13}$$

$$i_1 = \frac{1 + \mu}{r_p + Z_p} e_o$$

$$Z_{ok} = \frac{e_o}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{1}{Z_k} + \frac{1 + \mu}{r_p + Z_p}} \tag{3.14}$$

このように、カソード側の出力インピーダンスと、プレート側の出力インピーダンスとは大幅に異なっています。

3.1.3 数値例

ここでは、12AU7 を使った P-K 分割回路を解析します。電源電圧 $E_{bb} = 250V$ 、負荷抵抗 $R_k = R_p = 22 k\Omega$ 、グリッド電圧 $E_g = -6 V$ とします。動作点は、 $E_p = 134.2252 V$, $I_p = 2.63125 mA$ で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1250.989 \mu S$, $r_p = 12.88682 k\Omega$, $\mu = 16.12127$ です。

$$\begin{aligned}
|A| &= 16.12127 \frac{22}{12.88682 + (2 + 16.12127)22} = 0.8617758 \\
Z_{op} &= 22 // \{12.88682 + (1 + 16.12127)22\} = 20.82397 [k\Omega] \\
Z_{ok} &= \frac{1}{\frac{1}{22} + \frac{1+16.12127}{12.88682+22}} = 1.864904 [k\Omega]
\end{aligned}$$

3.1.4 シミュレーション例

さきほどの数値例の定数を使い、SPICE でシミュレートします。回路は、図??のとおりです。

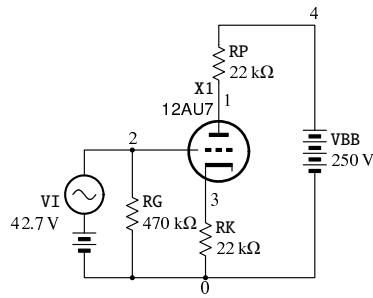


図 3.5: P-K 分割回路 (シミュレーション用)

pk.cir

```

1 P-K phase inverter with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 3 12AU7
4 RP 1 4 22k
5 RK 3 0 22k
6 *CP 1 0 0.01u
7 *CK 3 0 0.01u
8 *CP 1 0 220p
9 *CK 3 0 200p
10 VBB 4 0 250V
11 RG 2 0 470k
12 VI 2 0 DC 51.88741V AC 1V
13 .control
14 op
15 print v(1,3) v(2,3) i(vbb)
16 tf v(1) vi
17 print all
18 tf v(3) vi
19 print all
20 *ac dec 10 1 1meg
21 *plot db(v(1)) db(v(3)) ylimit -5 0
22 .endc
23 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: P-K phase inverter with 12AU7
3
4 v(1,3) = 1.342252e+02
5 v(2,3) = -6.000000e+00
6 i(vbb) = -2.63125e-03
7 transfer_function = -8.61776e-01
8 output_impedance_at_v(1) = 2.082397e+04
9 vi#input_impedance = 4.700000e+05
10 transfer_function = 8.617758e-01
11 output_impedance_at_v(3) = 1.864904e+03
12 vi#input_impedance = 4.700000e+05

```

3.1.5 負荷がバランスしている場合の等価出力インピーダンス

P-K 分割回路の負荷は、次段のグリッド抵抗と電極間容量・浮遊容量であり、ほぼ等しい値で一定になっているはずです。こうした時に出力インピーダンスを調べる目的は、電極間容量・浮遊容量が高域特性へどのような影響を与えるかを検討するためです。

ここで、負荷抵抗と次段のグリッド抵抗の並列抵抗値を R 、電極間容量・浮遊容量を C とすると、負荷インピーダンスは $Z = R//C$ より $Z = 1/(1/R + j\omega C) = R/(1 + j\omega CR)$ となるので、P-K 分割回路のゲインは、式(??)より、

$$\begin{aligned} |A| &= \mu \frac{Z}{r_p + (2 + \mu)Z} = \mu \frac{1}{r_p/Z + (2 + \mu)} \\ &= \mu \frac{1}{\frac{1+j\omega CR}{R} r_p + (2 + \mu)} = \mu \frac{R}{r_p + (2 + \mu)R + j\omega CR r_p R} \\ &= \mu \frac{R}{\{r_p + (2 + \mu)R\}(1 + j\omega C \frac{r_p R}{r_p + (2 + \mu)R})} \\ &= \frac{\mu R}{r_p + (2 + \mu)R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C \frac{r_p R}{r_p + (2 + \mu)R}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

となって、カットオフ周波数を決める出力インピーダンス Z'_o は、

$$Z'_o = \frac{r_p R}{r_p + (2 + \mu)R} \quad (3.16)$$

となります。これは、プレート側、カソード側共通です。さきほどの数値例の場合、 $Z'_o = 688.8756 [\Omega]$ となって、インピーダンスが非常に低いことがわかります。したがって、高域特性はかなり良くなります。

しかし、少しでもアンバランスがある場合、カソード側とプレート側でその影響は大きく異なり、周波数特性が大きく変わってしまいます。

たとえば、カソード側の容量が大きくなると、カソード側はバイパスされ出力が減り、プレート側は電流帰還が少なくなるためゲインが上がります。逆に、プレート側の容量が大きくなると、プレート側はバイパスされ出力が減りますが、カソード側には十分な電流帰還がかかったままですから、ゲインはあまり変わらないはずです。

図??に、カソードおよびプレートに 100 pF または 0.01 μ F を付加した場合の周波数特性を示します。赤い線がプレート側のゲイン、青い線がカソード側のゲインを表わしています。実線は、カソード、プレートとも 100 pF を付加した場合、破線は、カソードに 100 pF、プレートに 0.01 μ F を付加した場合、点線は、カソードに 0.01 μ F、プレートに 100 pF を付加した場合、一点鎖線は、カソード、プレートとも 0.01 μ F を付加した場合です。

実際の回路ではこれほどの差がつくことはないにしろ、浮遊容量をピッタリ同じにできるものではありません。例えば、プレート側に 220 pF、カソード側に 200 pF を付加した場合の周波数特性は図??のようになります。100 kHz 近辺で約 1 dB の差が付いています。カットオフ周波数も 920 kHz と 1.2 MHz のように差がでます。

3.1.6 設計

ロードラインの引き方は、カソードフォロワと同じです。ただし、負荷抵抗を $R_k + R_p$ として作図します。このようにして得られた最大出力の 1/2 が、P-K 分割回路の出力となります。図??に、P-K 分割のロードラインを示します。

青い色の直線 ($A-O-B$) が $R_k + R_p$ のロードラインで、動作点はこのロードラインに対して定めます。緑色 ($A''-O''-B''$) およびオレンジ色 ($A'-O'-B'$) の直線は、それぞれカソード、プレートの対アース電圧を表わします。これらの直線の傾き (の逆数) は、 R_k や R_p そのものです。

伝達特性のグラフは、R の関数 trans.vol を使用して作成できます。

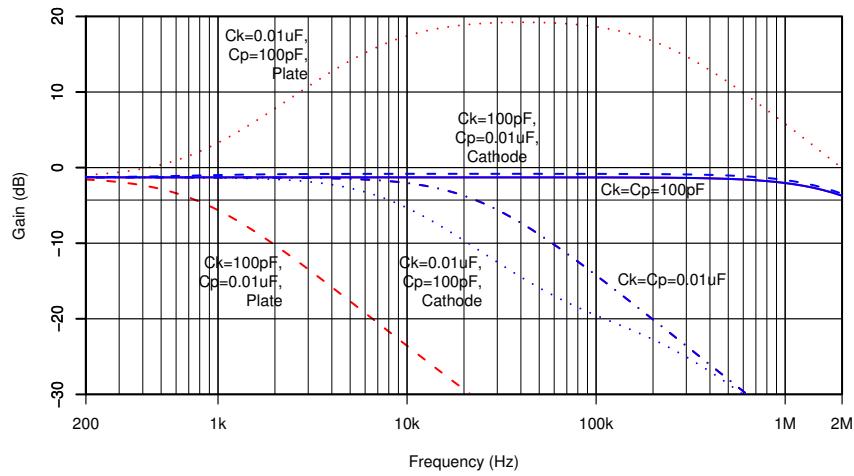


図 3.6: P-K 分割回路の周波数特性

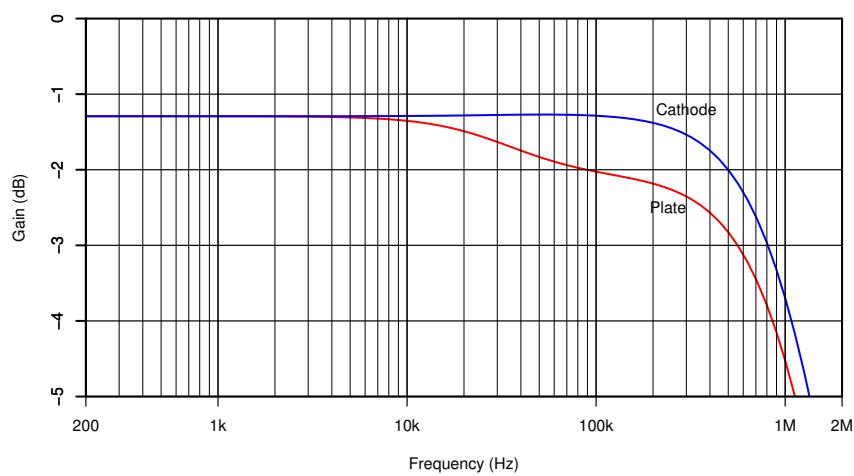


図 3.7: P-K 分割回路の周波数特性

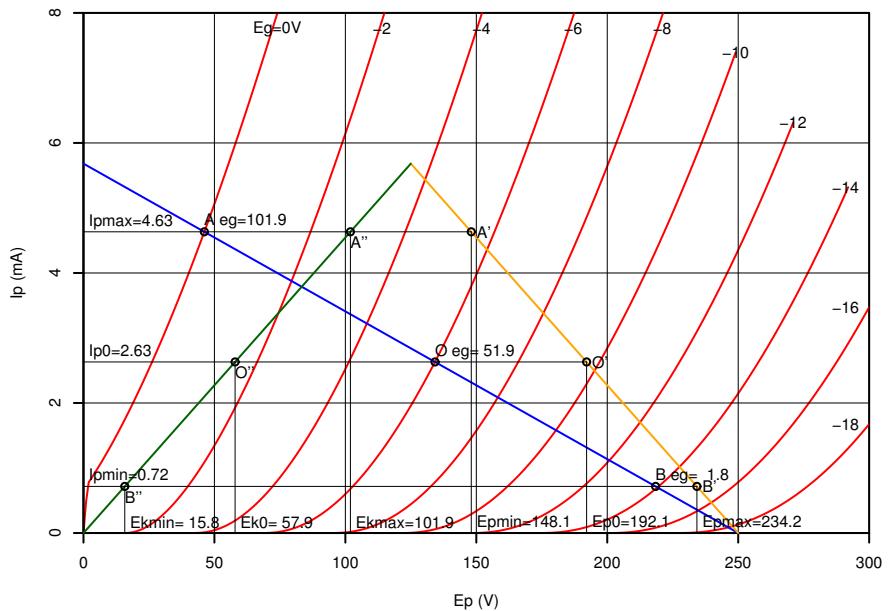


図 3.8: P-K 分割回路のロードライン

```

> Eg <- seq(0, 100, len=21)
> Eg
[1] 0 5 10 15 20 25 30 35 40 45 50 55 60 65 70 75 80 85 90
[20] 95 100
> z <- trans.vol(t12AU7, ei=0, Ebb=250, Eg=Eg, Rp=22e3, Rk=22e3)
> matplot(Eg, cbind(z$Eo, z$Ek), type="l", lty=1)

```

図??のようなグラフが描かれます。

3.2 差動増幅回路

位相反転回路としては、差動増幅回路よりは、次節のミュラード型のほうがよく使われますが、差動増幅回路のほうが解析が簡単なので、こちらから先に説明します。

差動増幅回路は、2本の真空管のカソードを結び、そこに定電流源を接続して、2本の真空管のプレート電流の和を常に一定に保つようにした回路です(図??)。プレート電流の和が一定ですから、片方の真空管のプレート電流が増えると、その分だけもう一方の真空管のプレート電流が減ります。負荷抵抗が等しければ、正確に位相が反転した電圧がプレートに現われます。差動増幅回路には、2つの入力があります。出力には、2つの入力の差のみが現われます。位相反転回路として使用する場合は、一方の入力のみを使い、他方はアースするか、負帰還の入力として使用します。

3.2.1 ゲイン

差動増幅回路の等価回路は図??のようになります。定電流源は交流的には開放となります。等価回路より、次の関係が成り立ちます。

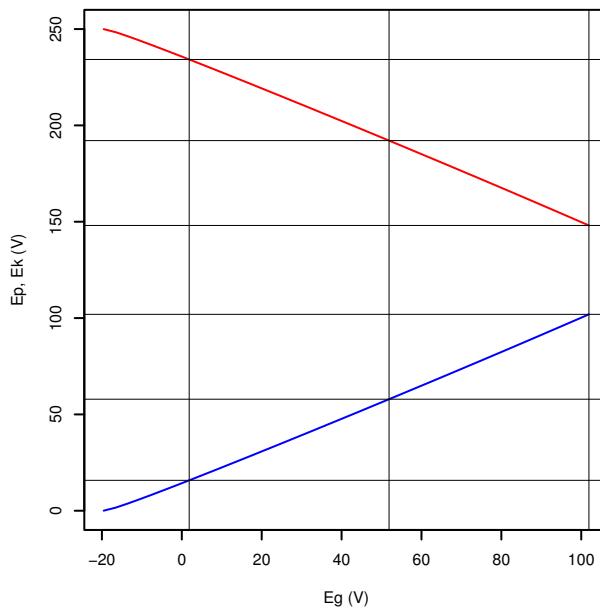


図 3.9: P-K 分割回路の伝達特性

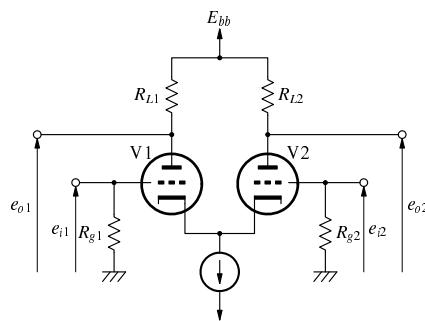


図 3.10: 差動増幅回路

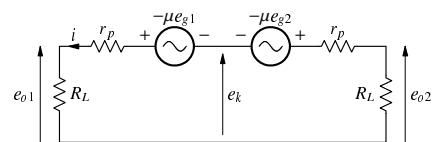


図 3.11: 差動増幅回路の等価回路

$$e_{o1} = iR_L \quad (3.17)$$

$$e_{o2} = -iR_L \quad (3.18)$$

$$-\mu(e_{g1} - e_{g2}) = 2i(r_p + R_L) \quad (3.19)$$

$$e_k = \mu e_{g1} + i(r_p + R_L) = \mu e_{g2} - i(r_p + R_L) \quad (3.20)$$

$$e_{i1} = e_{g1} + e_k \quad (3.21)$$

$$e_{i2} = e_{g2} + e_k \quad (3.22)$$

これより、

$$\begin{aligned} e_{g1} &= e_{i1} - e_k = e_{i1} - i(r_p + R_L) - \mu e_{g1} \\ (1 + \mu)e_{g1} &= e_{i1} - (r_p + R_L)i \\ e_{g1} &= \frac{e_{i1} - (r_p + R_L)i}{1 + \mu} \\ e_{g2} &= e_{i2} - e_k = e_{i2} + i(r_p + R_L) - \mu e_{g2} \\ (1 + \mu)e_{g2} &= e_{i2} + (r_p + R_L)i \\ e_{g2} &= \frac{e_{i2} + (r_p + R_L)i}{1 + \mu} \\ 2i(r_p + R_L) &= -\mu(e_{g1} - e_{g2}) \\ &= -\frac{\mu}{1 + \mu}\{e_{i1} - e_{i2} - 2(r_p + R_L)i\} \\ 2(r_p + R_L)i &= -\mu(e_{i1} - e_{i2}) \\ i &= \frac{-\mu(e_{i1} - e_{i2})}{2(r_p + R_L)} \\ e_{o1} &= iR_L = -\mu(e_{i1} - e_{i2})\frac{R_L}{2(r_p + R_L)} \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} e_k &= i(r_p + R_L) + \mu e_{g1} = (r_p + R_L)i + \mu \frac{e_{i1} - (r_p + R_L)i}{1 + \mu} \\ &= \frac{(1 + \mu)(r_p + R_L)i + \mu e_{i1} - \mu(r_p + R_L)i}{1 + \mu} \\ &= \frac{(r_p + R_L)i + \mu e_{i1}}{1 + \mu} = \frac{\frac{-\mu(e_{i1} - e_{i2})}{2} + \mu e_{i1}}{1 + \mu} \\ &= \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{e_{i1} + e_{i2}}{2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

したがって、差動増幅回路の片側の出力のゲインは、通常のカソード接地回路のゲインの $1/2$ になります。出力を両プレート間から取り出せば、カソード接地回路と同じ増幅度が得られます。また、カソードには、($\mu \gg 1$ のとき) 入力電圧の平均値とほぼ等しい電圧が現われています。

3.2.2 出力インピーダンス

差動増幅回路の出力インピーダンスを求めるための等価回路は図??のようになります。等価回路より、次の関係が成り立ちます。

$$i_1 = \frac{e_o}{R_L} \quad (3.25)$$

$$e_o + \mu(e_{g1} - e_{g2}) = i_2(2r_p + R_L) \quad (3.26)$$

$$e_{g1} = e_{g2} = -e_k \quad (3.27)$$

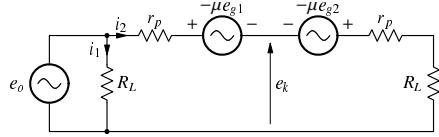


図 3.12: 差動増幅回路の出力インピーダンスを求めるための等価回路

これより ,

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{e_o}{2r_p + R_L} \\ Z_o &= \frac{e_o}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{2r_p + R_L}} \\ &= R_L // (2r_p + R_L) \end{aligned}$$

となります .

また , 両方の出力の条件が等しい場合の出力インピーダンスを求めるための等価回路は図??のようになります . 等価回路より ,

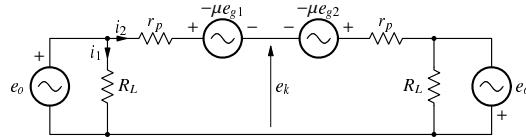


図 3.13: 差動増幅回路の出力インピーダンスを求めるための等価回路 (負荷の条件が等しい場合)

$$i_1 = \frac{e_o}{R_L} \quad (3.28)$$

$$2e_o + \mu(e_{g1} - e_{g2}) = 2i_2 r_p \quad (3.29)$$

$$e_{g1} = e_{g2} \quad (3.30)$$

これより ,

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{e_o}{r_p} \\ Z'_o &= \frac{e_o}{i_1 + i_2} = r_p // R_L \end{aligned}$$

となり , カソード接地と同じです . 高域特性を調べる場合には , この Z'_o を使います .

3.2.3 数値例

ここでは , 12AU7 を使った差動増幅回路を解析します . 対グリッド電源電圧 $E_{bb} = 256$ V, 負荷抵抗 $R_k = R_p = 33$ kΩ, 共通カソード電流 $I_k = 6.53632$ mA とします . 動作点は , $E_p = 142.1451$ V, $E_g = -6.00566$ V で , この動作点における三定数は , $g_m = 1388.774$ μS, $r_p = 11.75587$ kΩ, $\mu = 16.32624$ です .

$$\begin{aligned} |A| &= 16.32624 \frac{33}{2(11.75587 + 33)} = 6.018942 \\ Z_o &= 33 // (2 \times 11.75587 + 33) = 20.834 \text{ [kΩ]} \\ Z'_o &= 33 // 11.75587 = 8.667995 \text{ [kΩ]} \end{aligned}$$

図??に、V1 および V2 のプレートとアース間に 100 pF または $0.01\mu\text{F}$ を付加した場合の周波数特性を示します。赤い線が V1 側のゲイン、青い線が V2 側のゲインを表わしています。実線は、V1, V2 とも 100 pF を付加した場合、破線は、V1 に $0.01\mu\text{F}$, V2 に 100 pF を付加した場合、点線は、V1, V2 とも $0.01\mu\text{F}$ を付加した場合です。 $0.01\mu\text{F}$ を付加した場合のカットオフ周波数は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi CZ'_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.01 \times 10^{-6} \times 8.667995 \times 10^3} = 1836.122[\text{Hz}]$$

となり、グラフと一致しています。

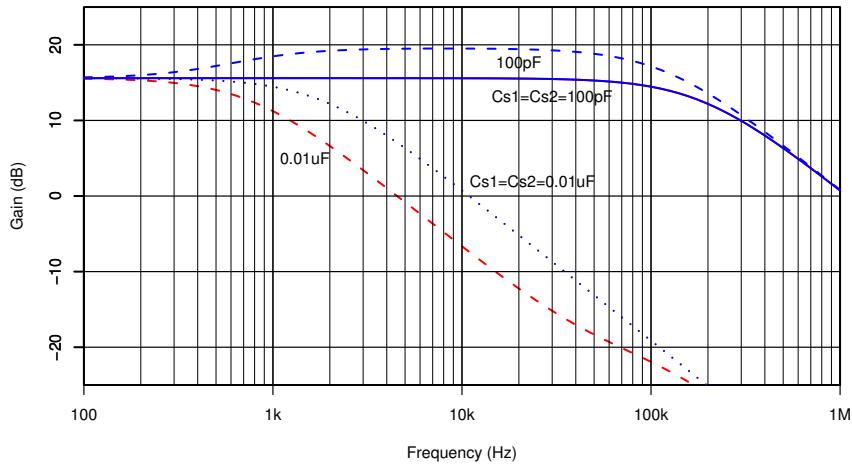


図 3.14: 差動増幅回路の周波数特性(1)

V1 側に 220 pF , V2 側に 200 pF を付加した場合の周波数特性は図??のようになります。V1 と V2 で多少形が異なりますが、P-K 分割回路と比べると素直な落ち方になっています。

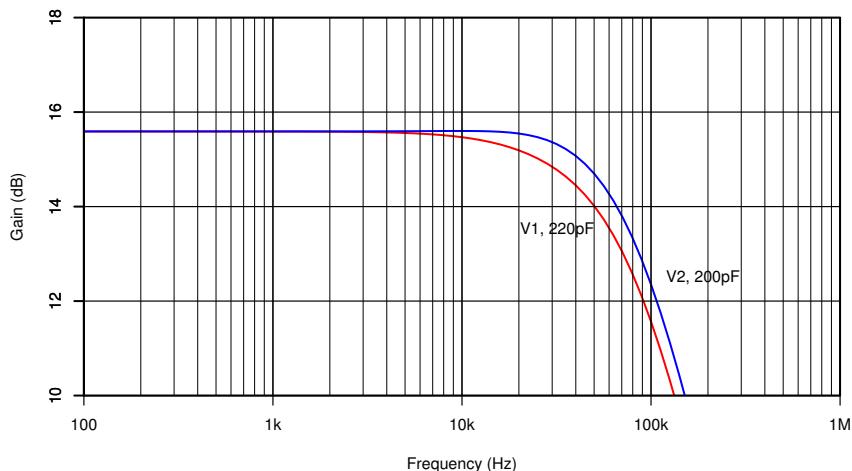


図 3.15: 差動増幅回路の周波数特性(2)

3.2.4 シミュレーション例

さきほどの数値例の定数を使い、SPICEでシミュレートします。回路は、図??のとおりです。

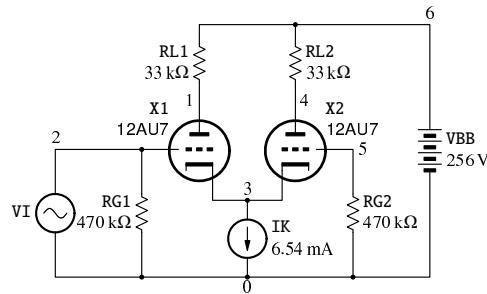


図 3.16: 差動増幅回路(シミュレーション用)

diff.cir

```

1 Differential amplifier with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 3 12AU7
4 X2 4 5 3 12AU7
5 IK 3 0 6.53632mA
6 RL1 6 1 33k
7 RL2 6 4 33k
8 RG1 2 0 470k
9 RG2 5 0 470k
10 VI 2 0 DC 0V AC 1V
11 VBB 6 0 256V
12 .control
13 op
14 print v(1) v(3) v(1,3) v(2,3) v(4,3) v(5,3) i(vbb)
15 tf v(1) vi
16 print all
17 tf v(4) vi
18 print all
19 ac dec 1 1k 1k
20 print v(2) v(3)
21 .endc
22 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Differential amplifier with 12AU7
3
4 v(1) = 1.481507e+02
5 v(3) = 6.005662e+00
6 v(1,3) = 1.421451e+02
7 v(2,3) = -6.00566e+00
8 v(4,3) = 1.421451e+02
9 v(5,3) = -6.00566e+00
10 i(vbb) = -6.53632e-03
11 transfer_function = -6.01894e+00
12 output_impedance_at_v(1) = 2.083400e+04
13 vi#input_impedance = 4.700000e+05
14 transfer_function = 6.018939e+00
15 output_impedance_at_v(4) = 2.083400e+04
16 vi#input_impedance = 4.700000e+05
17 v(2) = 1.000000e+00,0.000000e+00

```

18 v(3) = 4.716081e-01, 1.373463e-02

3.2.5 設計

カソードには、入力の約 1/2 の電圧が生じるので、それだけカソード電圧が変動しても定電流回路が正しく動作することを保証する必要があります。カソード電圧が決まれば、 $E_{bb} - E_k$ を電源電圧とするカソード接地回路と同様に設計を進めます。所要入力電圧は、カソード接地回路の 2 倍となります。

差動増幅回路は、動特性曲線の非直線性を打ち消すようにカソード電圧が変化するので、プレート電流が変化する範囲はカソード接地回路よりも狭くなります。

差動増幅回路による位相反転のロードラインは、図??のようになります。青い線が負荷抵抗 $33\text{ k}\Omega$ によるロードラインで、 x 軸との交点は $E_{bb} = 256\text{ V}$ にとってあるので、各球の対アースプレート電圧を表わします。V1 のロードラインは緑色の線（丸印がついている曲線）で、V2 のロードラインは茶色の線です。V1 のプレート電流とカソード電圧の関係は、オレンジ色の線で表わされています。

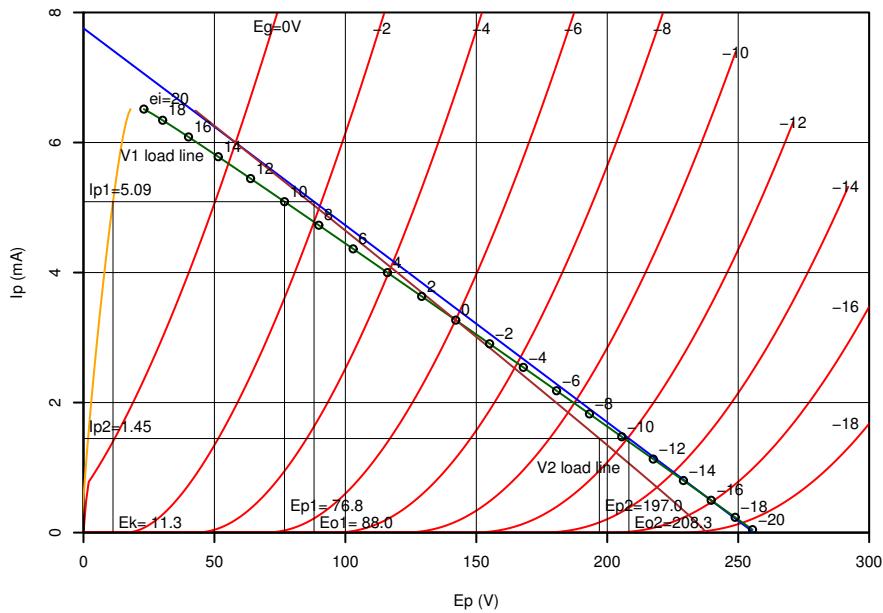


図 3.17: 差動増幅回路のロードライン

例えば $e_i = 10\text{ V}$ の入力があった場合、カソード電圧は $E_k = 11.3\text{ V}$ となり、V1 のグリッド電圧は $E_{g1} = 10 - 11.3 = -1.3\text{ V}$ となって、プレート電流が $I_{p1} = 5.09\text{ mA}$ 流れます。このときのプレート電圧は $E_{p1} = 76.8\text{ V}$ で、対アースプレート電圧は $E_{o1} = 88.0\text{ V}$ になります。V2 のグリッド電圧は $E_{g2} = 0 - 11.3 = -11.3\text{ V}$ となって、プレート電流が $I_{p2} = 1.45\text{ mA}$ 流れます。このときのプレート電圧は $E_{p2} = 197.0\text{ V}$ で、対アースプレート電圧は $E_{o2} = 208.3\text{ V}$ になります。プレート電流の合計は $5.09 + 1.45 = 6.54\text{ mA}$ となって、設定したカソード電流と確かに一致しています。

また、V1 のロードラインと $E_g = 0$ の交点は、約 13.35 V なので、尖頭値で 13.35 V までの入力を加えることができます。

伝達特性のグラフは、以下に示す R の関数 `trans.diff` を使用して作成できます。

`trans_diff.r`

```

1 "trans.diff" <-
2 function(p, ei1, ei2=0, Ebb, Eg0,
3         RL1, RL2=RL1, aRL1=RL1, aRL2=RL2, Ik, Rk, verbose=FALSE)
4 {
5     # 差動増幅回路の伝達特性
6     # p: パラメータ
7     # ei1: V1 入力電圧
8     # ei2: V2 入力電圧
9     # Ebb: 電源電圧
10    # Eg0: グリッドバイアス電圧
11    # RL1: V1 負荷抵抗 (DC)
12    # RL2: V2 負荷抵抗 (DC)
13    # aRL1: V1 負荷抵抗 (AC)
14    # aRL2: V2 負荷抵抗 (AC)
15    # Ik: 共通カソード電流
16    # Rk: カソード抵抗
17    # verbose: 進行状況を表示するか?
18
19    # 必要なパラメータが指定されているかチェックする
20    if (missing(Ik) && missing(Rk))
21        stop("Ik or Rk must be specified.")
22    if (missing(Ik))
23        mode <- 1      # mullard
24    else
25        mode <- 0      # diff
26
27    # 入力電圧の長さを揃える (ei2==0 の場合が多いため)
28    if (length(ei1) != length(ei2)) {
29        ei1 <- ei1 + ei2 * 0
30        ei2 <- ei2 + ei1 * 0
31    }
32
33    # eg, ek が定まったときの (直流負荷に対する) 対アースプレート電圧を求める
34    get.ep.dc <- function(ep, ek, RL) {
35        # eg: 対アースグリッド電圧
36        # ek: 対アースカソード電圧
37        # RL: 負荷抵抗
38        ip <- Ip(p, Ebb-ek, eg-ek)      # この電源電圧による最大プレート電流
39        if (ip <= 0 || RL <= 0)          # カットオフまたは負荷がない場合は
40            return(list(ep=Ebb, ip=ip, ik=ip)) # プレート電圧は Ebb
41        ep <- uniroot(function(ep) {
42            ip2 <- (Ebb - ep)/RL        # ロードラインから求めたプレート電流
43            ip1 <- Ip(p, ep-ek, eg-ek) # 真空管の特性によるプレート電流
44            ip1 - ip2                  # 両者の差がなくなるような ep を求める
45        }, c(ek, Ebb))$root
46        z <- Ip.sub(p, ep-ek, eg-ek)
47        list(ep=ep, ip=z$ip, ik=z$ip+z$ig)
48    }
49
50    # eg, ek が定まったときの (交流負荷に対する) 対アースプレート電圧を求める
51    get.ep.ac <- function(ep, ek, RL, Eo0, Ip0) {
52        # eg: 対アースグリッド電圧
53        # ek: 対アースカソード電圧
54        # RL: 負荷抵抗
55        # Eo0: 動作点の対アースプレート電圧
56        # Ip0: 動作点のプレート電流
57        Eomax <- Eo0 + Ip0 * RL        # 対アースプレート電圧の最大値
58        ip <- Ip(p, Eomax-ek, eg-ek)   # 最大プレート電流
59        if (ip <= 0 || RL <= 0)          # カットオフまたは負荷がない場合は
60            return(list(ep=Eomax, ip=ip, ik=ip)) # プレート電圧は最大値に上昇
61        ep <- uniroot(function(ep) {
62            ip2 <- Ip0 + (Eo0 - ep)/RL  # ロードラインから求めたプレート電流
63            ip1 <- Ip(p, ep-ek, eg-ek) # 真空管の特性によるプレート電流
64            ip1 - ip2                  # 両者の差がなくなるような ep を求める
65        }, c(ek, Eomax))$root

```

```

66      z <- Ip.sub(p, ep-ek, eg-ek)
67      list(ep=ep, ip=z$ip, ik=z$ip+z$ig)
68  }
69
70  # あるカソード電圧を与えたときに
71  # V1, V2 の合計電流とカソード電流の食い違いを返す関数 (動作点探索用)
72  f.dc <- function(ek) {
73    v1 <- get.ep.dc(Eg0, ek, RL1)
74    v2 <- get.ep.dc(Eg0, ek, RL2)
75    v1$ik + v2$ik - (if (mode == 1) ek/Rk else Ik)
76  }
77
78  # あるカソード電圧を与えたときに
79  # V1, V2 の合計電流とカソード電流の食い違いを返す関数 (信号入力時探索用)
80  f.ac <- function(ek) {
81    v1 <- get.ep.ac(Eg0+eg1, ek, aRL1, Eo10, Ip10)
82    v2 <- get.ep.ac(Eg0+eg2, ek, aRL2, Eo20, Ip20)
83    v1$ik + v2$ik - (if (mode == 1) ek/Rk else Ik)
84  }
85
86  # 一方の球の電圧降下がなくなったと仮定した場合のカソード電圧を最大値とする
87  if (mode == 1)
88    ekmax <- Ebb * Rk / (Rk + min(c(RL1, RL2)))
89  else
90    ekmax <- Ebb - Ik * min(c(RL1, RL2))
91  if (verbose)
92    cat("ekmax=", ekmax, "\n", sep="")
93
94  # 動作点を求める
95  ek0 <- uniroot(f.dc, c(Eg0, ekmax), tol=1e-6)$root # 動作点のカソード電圧
96  if (verbose)
97    cat("ek0=", ek0, "\n", sep="")
98  v1 <- get.ep.dc(Eg0, ek0, RL1)
99  Eo10 <- v1$ep
100 Ip10 <- v1$ip
101 v2 <- get.ep.dc(Eg0, ek0, RL2)
102 Eo20 <- v2$ep
103 Ip20 <- v2$ip
104 if (verbose) {
105   cat("Eo10=", Eo10, ", Ip10=", Ip10, "\n", sep="")
106   cat("Eo20=", Eo20, ", Ip20=", Ip20, "\n", sep="")
107 }
108
109 # 入力信号ベクトルの長さに合わせて結果格納領域を用意する
110 ek <- ip1 <- ip2 <- eo1 <- eo2 <- rep(NA, length(ei1))
111 for (i in seq(along=ei1)) {
112   if (verbose)
113     cat(i, "")
114   eg1 <- ei1[i]
115   eg2 <- ei2[i]
116   ek[i] <- uniroot(f.ac, c(min(c(eg1, eg2))+Eg0, ekmax), tol=1e-6)$root
117   v1 <- get.ep.ac(Eg0+eg1, ek[i], aRL1, Eo10, Ip10)
118   ip1[i] <- v1$ip
119   eo1[i] <- v1$ep
120   v2 <- get.ep.ac(Eg0+eg2, ek[i], aRL2, Eo20, Ip20)
121   ip2[i] <- v2$ip
122   eo2[i] <- v2$ep
123 }
124 if (verbose)
125   cat("\n")
126 list(ek=ek, eo1=eo1, eo2=eo2, ip1=ip1, ep1=eo1-ek, ip2=ip2, ep2=eo2-ek)
127 }

```

`trans.diff` は、差動増幅回路およびカソード結合型位相反転回路の伝達特性を計算する関数です。差動増幅出力段にも使えるように、直流の負荷と交流の負荷として別々の値を指定することができます。

`Ik` または `Rk` のいずれか一方を指定します。`Ik` を指定した場合は差動増幅回路になり、値には

共通カソード電流を指定します。 R_k を指定した場合はカソード結合型位相反転回路になり、値には共通カソード抵抗を指定します。

```
> Ei <- seq(-20, 20, by=1)
> z <- trans.diff(t12AU7, ei1=Ei, Ebb=256, Eg=0, RL1=33e3, Ik=6.53632e-3)
> matplot(Ei, cbind(z$eo1, z$eo2), type="l", lty=1)
```

図??のようなグラフが描かれます。

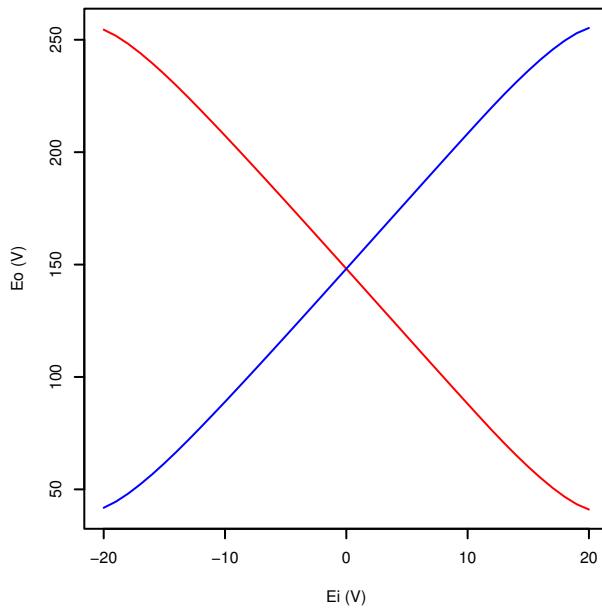


図 3.18: 差動増幅回路の伝達特性

3.3 カソード結合型(ミュラード型)

カソード結合型は、差動増幅回路の定電流源を高抵抗 R_k に変えたものです(図??(1)参照)。差動増幅回路では、入力の約 $1/2$ がカソードに現われるため、定電流源ではなく R_k を使用すると共通カソード電流がわずかながら変動し、2つの出力は対称ではなくなります。

ミュラード型は、カソードの電位が高くなることを利用して、V1のグリッドと前段のプレートを直結にしたものです(図??(2))。V2のグリッドを直流的にはV1のグリッドの電位とし、交流的にはアースとするために、V2のグリッドは高抵抗 R_g を介してV1のグリッドに結び、また大容量の C_g でアースします。良好な低域特性を得るために、この時定数を他の段間の時定数よりもかなり大きくしておきます。ミュラード型のほうが回路が簡潔になるので、(1)のカソード結合型が使われることはまずありません。

ミュラード型では、カソード電圧 E_k は増幅にほとんど寄与しておらず、大きな出力を得るために、高い電源電圧 E_{bb} が必要になります。電源電圧が低い場合、図??(3)のように、直結をあきらめて、グリッドの電位を0とし、カソード側を負の電源により引き込む回路を使うことがあります。この回路は、黒川達夫氏の作例 [3, 4] によく見られます。

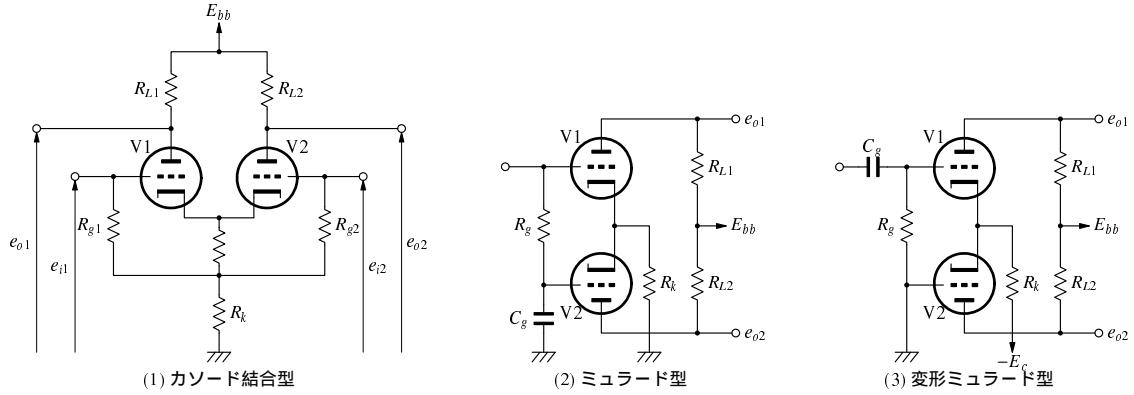


図 3.19: カソード結合型・ミュラード型回路

3.3.1 ゲイン

ミュラード型位相反転回路の等価回路は図??のようになります。等価回路より、次の関係が成り立ちます。

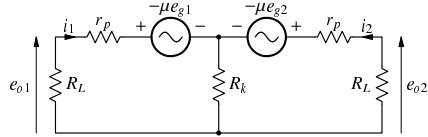


図 3.20: ミュラード型回路の等価回路

$$\mu_1 e_{g1} = i_1(r_{p1} + R_{L1}) + (i_1 + i_2)R_k \quad (3.31)$$

$$\mu_2 e_{g2} = i_2(r_{p2} + R_{L2}) + (i_1 + i_2)R_k \quad (3.32)$$

$$e_{i1} = e_{g1} + (i_1 + i_2)R_k \quad (3.33)$$

$$e_{i2} = e_{g2} + (i_1 + i_2)R_k \quad (3.34)$$

$$e_{o1} = -i_1 R_{L1} \quad (3.35)$$

$$e_{o2} = -i_2 R_{L2} \quad (3.36)$$

これより、 $R_1 = r_{p1} + R_{L1}$, $R_2 = r_{p2} + R_{L2}$ とおけば、

$$\mu_1 \{e_{i1} - (i_1 + i_2)R_k\} = i_1 R_1 + (i_1 + i_2)R_k$$

$$\mu_2 \{e_{i2} - (i_1 + i_2)R_k\} = i_2 R_2 + (i_1 + i_2)R_k$$

$$\mu_1 e_{i1} = i_1 R_1 + (1 + \mu_1)(i_1 + i_2)R_k$$

$$\mu_2 e_{i2} = i_2 R_2 + (1 + \mu_2)(i_1 + i_2)R_k$$

$$\mu_1 e_{i1} = \{R_1 + (1 + \mu_1)R_k\}i_1 + (1 + \mu_1)R_k i_2$$

$$\mu_2 e_{i2} = (1 + \mu_2)R_k i_1 + \{R_2 + (1 + \mu_2)R_k\}i_2$$

$$\{R_2 + (1 + \mu_2)R_k\}\mu_1 e_{i1} - (1 + \mu_1)R_k \mu_2 e_{i2}$$

$$= \{R_2 + (1 + \mu_2)R_k\}\{R_1 + (1 + \mu_1)R_k\}i_1 - (1 + \mu_1)(1 + \mu_2)R_k^2 i_1$$

$$\begin{aligned}
i_1 &= \frac{(R_2 + (1 + \mu_2)R_k)\mu_1 e_{i1} - (1 + \mu_1)R_k\mu_2 e_{i2}}{(R_2 + (1 + \mu_2)R_k)(R_1 + (1 + \mu_1)R_k) - (1 + \mu_1)(1 + \mu_2)R_k^2} \\
&= \frac{(R_2 + (1 + \mu_2)R_k)\mu_1 e_{i1} - (1 + \mu_1)R_k\mu_2 e_{i2}}{R_1 R_2 + \{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2\}R_k} \\
&= \frac{\mu_1(1 + \mu_2)e_{i1} - \mu_2(1 + \mu_1)e_{i2} + \mu_1 e_{i1} R_2/R_k}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} \\
i_2 &= \frac{-\mu_1(1 + \mu_2)e_{i1} + \mu_2(1 + \mu_1)e_{i2} + \mu_2 e_{i2} R_1/R_k}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} \\
e_{o1} &= \frac{-\mu_1(1 + \mu_2)e_{i1} + \mu_2(1 + \mu_1)e_{i2} - \mu_1 e_{i1} R_2/R_k}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} R_{L1} \quad (3.37) \\
e_{o2} &= \frac{\mu_1(1 + \mu_2)e_{i1} - \mu_2(1 + \mu_1)e_{i2} + \mu_2 e_{i2} R_1/R_k}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} R_{L2} \quad (3.38)
\end{aligned}$$

位相反転として用いるときは、 $e_{i2} = 0$ なので、

$$A_1 = \frac{-(1 + \mu_2) + R_2/R_k \mu_1 R_{L1}}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} \quad (3.39)$$

$$A_2 = \frac{(1 + \mu_2)\mu_1 R_{L2}}{(1 + \mu_2)R_1 + (1 + \mu_1)R_2 + R_1 R_2/R_k} \quad (3.40)$$

となります。特に、 $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, $r_{p1} = r_{p2} = r_p$, $R_{L1} = R_{L2} = R_L$, $R_1 = R_2 = R$ のとき、

$$A_1 = \frac{-(1 + \mu) + R/R_k \mu R_L}{2(1 + \mu)R + R^2/R_k} = \frac{-(1 + \frac{R}{(1+\mu)R_k})\mu R_L}{2R + \frac{R^2}{(1+\mu)R_k}} = \frac{-(1 + \frac{r_p+R_L}{(1+\mu)R_k})\mu R_L}{2(r_p + R_L) + \frac{(r_p+R_L)^2}{(1+\mu)R_k}} \quad (3.41)$$

$$A_2 = \frac{(1 + \mu)\mu R_L}{2(1 + \mu)R + R^2/R_k} = \frac{\mu R_L}{2(r_p + R_L) + \frac{(r_p+R_L)^2}{(1+\mu)R_k}} \quad (3.42)$$

ここで、正相側(V2)のゲインに対する逆相側(V1)のゲインの比を求めるとき、

$$\frac{|A_1|}{A_2} = 1 + \frac{r_p + R_L}{(1 + \mu)R_k} \quad (3.43)$$

となります。すなわち、逆相側(V1)は正相側(V2)に比べて、 $m = (r_p + R_L)/((1 + \mu)R_k)$ だけゲインが大きいということになります。これより、 μ が高いほど、また R_k が高いほど、また R_L が低いほど、AC バランスが良くなることが分かります。

AC バランスに関して、「V2 の負荷抵抗 R_{L2} を V1 の負荷抵抗 R_{L1} の $1 + m$ 倍して両側のゲインを揃えればよい」、という記述が多く見受けられますが、このようにしてもバランスは取れません。 R_{L2} を変えると、V1 のゲインも変わってしまうからです。正しい AC バランスを得るためにには、 $|A_1| = A_2$ を満たす R_{L2} と R_{L1} の関係を求めます。

$$\begin{aligned}
|A_1| &= A_2 \\
\{(1 + \mu_2)R_k + (r_{p2} + R_{L2})\}\mu_1 R_{L1} &= (1 + \mu_2)R_k \mu_1 R_{L2} \\
R_{L2} &= \frac{\{(1 + \mu_2)R_k + r_{p2}\}R_{L1}}{(1 + \mu_2)R_k - R_{L1}} \quad (3.44)
\end{aligned}$$

このように R_{L2} を定めれば、小信号時に AC バランスが取れることになります。しかし、 R_{L2} を高くすると、V2 のプレート電圧が下がり、V1 の動作点と V2 の動作点が異なってきます。それに伴って、三定数も多少ですが変わってきて、正負の対称性がくずれます。また、大振幅時には、V1, V2 の非直線性も関わってくるため、正しい AC バランスが維持されるとは限りません。

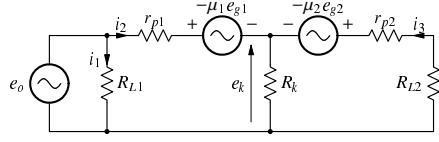


図 3.21: ミュラード型回路の出力インピーダンスを求めるための等価回路

3.3.2 出力インピーダンス

$$e_o = i_1 R_{L1} \quad (3.45)$$

$$e_k = (i_2 + i_3)R_k \quad (3.46)$$

$$e_{g1} = e_{g2} = -e_k \quad (3.47)$$

$$e_o + \mu_1 e_{g1} = i_2 r_{p1} + (i_2 + i_3)R_k \quad (3.48)$$

$$\mu_2 e_{g2} = i_3 (r_{p2} + R_{L2}) + (i_2 + i_3)R_k \quad (3.49)$$

これより、

$$\begin{aligned}
 e_o - \mu_1(i_2 + i_3)R_k &= i_2 r_{p1} + (i_2 + i_3)R_k \\
 e_o &= \{(1 + \mu_1)R_k + r_{p1}\}i_2 + (1 + \mu_1)R_k i_3 \\
 -\mu_2(i_2 + i_3)R_k &= i_3(r_{p2} + R_{L2}) + (i_2 + i_3)R_k \\
 0 &= (1 + \mu_2)R_k i_2 + \{(1 + \mu_2)R_k + r_{p2} + R_{L2}\}i_3 \\
 \{(1 + \mu_2)R_k + r_{p2} + R_{L2}\}e_o &= [(1 + \mu_2)R_k r_{p1} + \{(1 + \mu_1)R_k + r_{p1}\}(r_{p2} + R_{L2})]i_2 \\
 i_2 &= \frac{(1 + \mu_2)R_k + r_{p2} + R_{L2}}{(1 + \mu_2)R_k r_{p1} + \{(1 + \mu_1)R_k + r_{p1}\}(r_{p2} + R_{L2})} e_o \\
 &= \frac{(1 + \mu_2) + (r_{p2} + R_{L2})/R_k}{(1 + \mu_2)r_{p1} + (1 + \mu_1)(r_{p2} + R_{L2}) + r_{p1}(r_{p2} + R_{L2})/R_k} \\
 Z_o &= \frac{e_o}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{L1}} + \frac{(1 + \mu_2) + (r_{p2} + R_{L2})/R_k}{(1 + \mu_2)r_{p1} + (1 + \mu_1)(r_{p2} + R_{L2}) + r_{p1}(r_{p2} + R_{L2})/R_k}} \\
 &= R_{L1} // \frac{(1 + \mu_2)r_{p1} + (1 + \mu_1)(r_{p2} + R_{L2}) + r_{p1}(r_{p2} + R_{L2})/R_k}{(1 + \mu_2) + (r_{p2} + R_{L2})/R_k} \quad (3.50)
 \end{aligned}$$

3.3.3 数値例

ここでは、12AU7 を使ったミュラード型位相反転回路を解析します。電源電圧 $E_{bb} = 350\text{V}$ 、負荷抵抗 $R_L = 33\text{k}\Omega$ 、カソード抵抗 $15.3\text{k}\Omega$ 、対アースグリッド電圧 $E_{ge} = 94\text{V}$ とします。動作点は、 $E_p = 142.1451\text{V}$, $E_g = -6.00566\text{V}$, $I_p = 3.26816\text{mA}$ で、この動作点における三定数は、 $g_m = 1388.774\mu\text{S}$, $r_p = 11.75587\text{k}\Omega$, $\mu = 16.32624$ です。

$$\begin{aligned}
 R_1 &= R_2 = 44.75587[\text{k}\Omega] \\
 A_1 &= -\frac{\{44.75587 + (1 + 16.32624)\}15.3}{44.75587^2 + 2(1 + 16.32624)44.75587 \times 15.3} = -6.487483 \\
 A_2 &= \frac{(1 + 16.32624)15.3 \times 16.32624 \times 33}{44.75587^2 + 2(1 + 16.32624)44.75587 \times 15.3} = 5.5504
 \end{aligned}$$

$$Z_o = 33 / \frac{(1 + 16.32624)(2 \times 10.6052 + 33) + 10.6052 \times 44.75587 / 15.3}{(1 + 16.32624) + 44.75587 / 15.3} = 19.88694 [\text{k}\Omega]$$

この定数で差動増幅回路を構成した場合の出力インピーダンスは $20.834 \text{ k}\Omega$ ですから、ミュラード型にすると出力インピーダンスが多少下がります。しかし計算が面倒なので、近似値として差動増幅回路の出力インピーダンスを求めるほうがよいでしょう。

図??に、V1 および V2 のプレートに 100 pF または $0.01 \mu\text{F}$ を付加した場合の周波数特性を示します。赤い線が V1 側のゲイン、青い線が V2 側のゲインを表わしています。実線は、V1, V2 とも 100 pF を付加した場合、破線は、V1 に 100 pF , V2 に $0.01 \mu\text{F}$ を付加した場合、点線は、V1 に $0.01 \mu\text{F}$, V2 に 100 pF を付加した場合、一点鎖線は、V1, V2 とも $0.01 \mu\text{F}$ を付加した場合です。

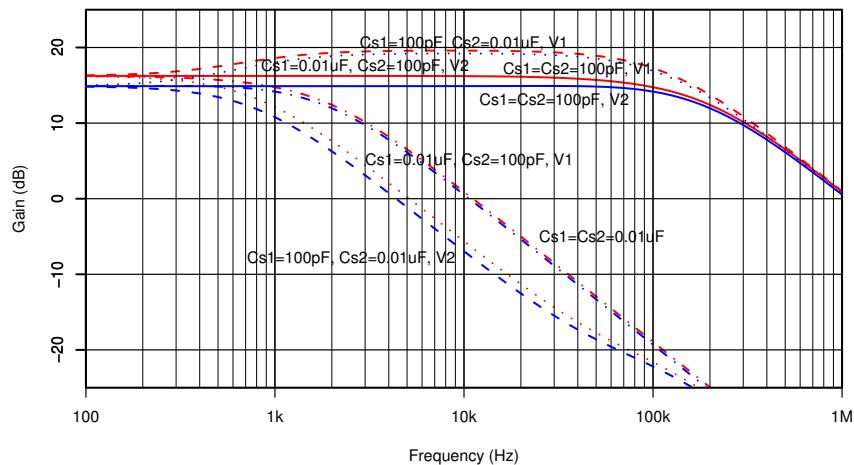


図 3.22: ミュラード型位相反転回路の周波数特性 (1)

V1 側に 220 pF , V2 側に 200 pF を付加した場合の周波数特性は図??のようになります。ごくわずかですが周波数特性にコブができていて、差動増幅回路よりもクセがあることがわかります。

3.3.4 シミュレーション例

さきほどの数値例の定数を使い、SPICE でシミュレートします。回路は、図??のとおりです。

`mullard.cir`

```

1 Mullard type phase inverter with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 .OPTIONS ITL1=200 ITL2=200
4 X1 1 2 3 12AU7
5 X2 4 5 3 12AU7
6 RK 3 0 15.3k
7 RL1 6 1 33k
8 RL2 6 4 33k
9 RG1 2 0 470k
10 RG2 5 0 470k
11 VI1 2 0 DC 94V
12 VI2 5 0 DC 94V
13 VBB 6 0 350V

```

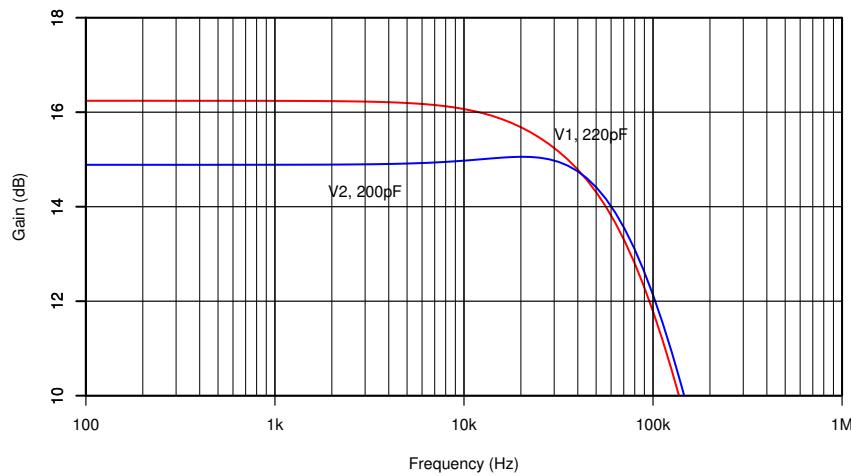


図 3.23: ミュラード型位相反転回路の周波数特性 (2)

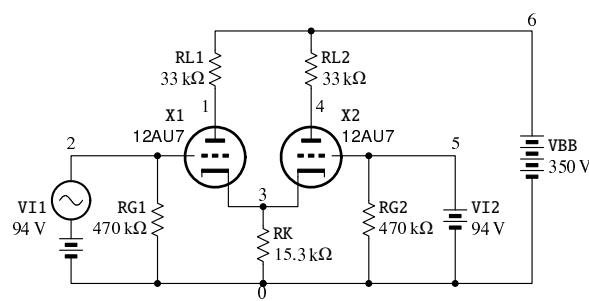


図 3.24: ミュラード型位相反転回路 (シミュレーション用)

```

14 .control
15 op
16 print v(1) v(3) v(1,3) v(2,3) v(4,3) v(5,3) i(vbb)
17 tf v(1) vi1
18 print all
19 tf v(4) vi1
20 print all
21 .endc
22 .END

```

結果

```

1
2 Circuit: Mullard type phase inverter with 12AU7
3
4 v(1) = 2.421508e+02
5 v(3) = 1.000057e+02
6 v(1,3) = 1.421451e+02
7 v(2,3) = -6.00566e+00
8 v(4,3) = 1.421451e+02
9 v(5,3) = -6.00566e+00
10 i(vbb) = -6.53632e-03
11 transfer_function = -6.48748e+00
12 output_impedance_at_v(1) = 1.988694e+04
13 vi1#input_impedance = 4.700000e+05
14 transfer_function = 5.550397e+00
15 output_impedance_at_v(4) = 1.988694e+04
16 vi1#input_impedance = 4.700000e+05

```

3.3.5 設計

ミュラード型位相反転回路のロードラインは、図??のようになります。青い線が負荷抵抗 $33\text{ k}\Omega$ によるロードラインで、 x 軸との交点は $E_{bb} = 350\text{ V}$ にとってあるので、各球の対アースプレート電圧を表わします。V1 のロードラインは緑色の線（丸印がついている曲線）で、V2 のロードラインは茶色の線です。V1 のプレート電流とカソード電圧の関係は、オレンジ色の線で表わされています。

例えば $e_i = 10\text{ V}$ の入力があった場合、カソード電圧は $E_k = 104.9\text{ V}$ となり、V1 のグリッド電圧は $E_{g1} = 94 + 10 - 104.9 = -0.9\text{ V}$ となって、プレート電流が $I_{p1} = 5.29\text{ mA}$ 流れます。このときのプレート電圧は $E_{p1} = 70.6\text{ V}$ で、対アースプレート電圧は $E_{o1} = 175.5\text{ V}$ になります。V2 のグリッド電圧は $E_{g2} = 94 - 104.9 = -10.9\text{ V}$ となって、プレート電流が $I_{p2} = 1.57\text{ mA}$ 流れます。このときのプレート電圧は $E_{p2} = 175.5\text{ V}$ で、対アースプレート電圧は $E_{o2} = 298.3\text{ V}$ になります。プレート電流の合計は $5.29 + 1.57 = 6.86\text{ mA}$ となって、無信号時のカソード電流 6.54 mA より増えています。

また、V1 のロードラインと $E_g = 0$ の交点は、約 12 V なので、尖頭値で 12 V までの入力を加えることができます。

伝達特性のグラフは、差動增幅回路と同様に R の関数 `trans.diff` を使用して作成できます。

```

> Ei <- seq(-20, 20, by=1)
> z <- trans.diff(t12AU7, ei1=Ei, Ebb=350, Eg=94, RL1=33e3, Rk=15.3e3)
> matplot(Ei, cbind(z$eo1, z$eo2), type="l", lty=1)

```

図??のようなグラフが描かれます。点線は、V1 の出力を反転したものです、V1 のゲインが大きいことがわかります。

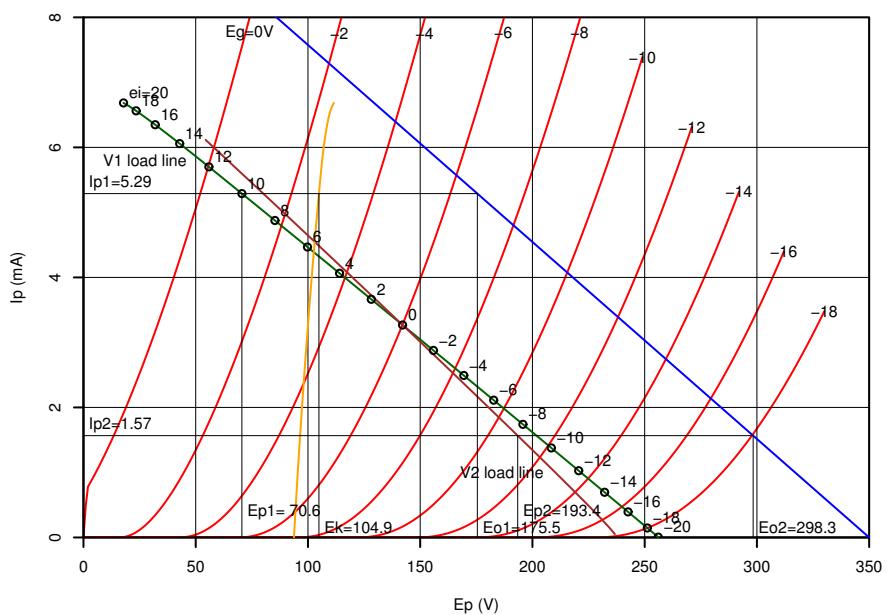


図 3.25: ミュラード型位相反転回路のロードライン

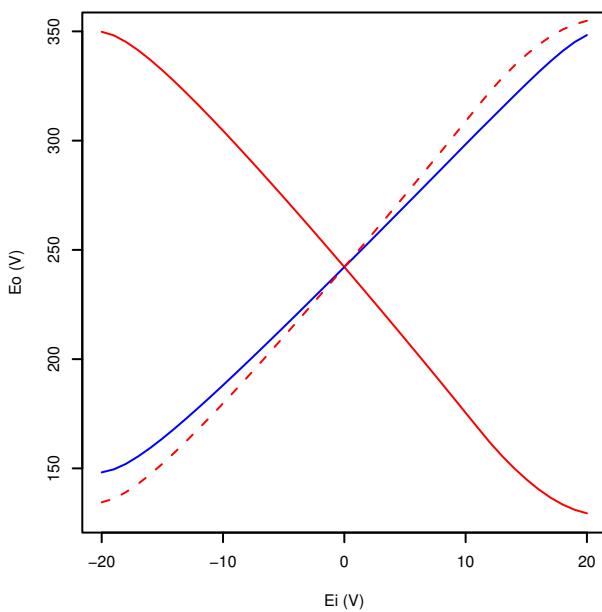


図 3.26: ミュラード型位相反転回路の伝達特性

3.3.6 AC バランスの調整例

式(??)の R_{L1}, R_{L2} には、交流負荷抵抗、すなわちプレート抵抗と次段のグリッド抵抗との並列抵抗値を用います。プレート抵抗、カソード抵抗等は数値例の定数とし、次段のグリッド抵抗を $100\text{k}\Omega$ とした場合の R_{p2} を求めてみましょう。

$$R_{L1} = R_{p1} // R_{g1} = 33 // 100 = 24.81203 [\text{k}\Omega]$$

より、

$$R_{L2} = \frac{(1 + 16.32624)15.3 + 11.755}{(1 + 16.32624)15.3 - 24.81203} \cdot 24.81203 = 28.58815 [\text{k}\Omega] \quad (3.51)$$

$$R_{p2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{L2}} - \frac{1}{100}} = 40.03278 [\text{k}\Omega] \quad (3.52)$$

となります。この定数でシミュレートした結果を図??に示します。また、この定数の場合のロードラインを図??に、伝達特性を図??に示します。

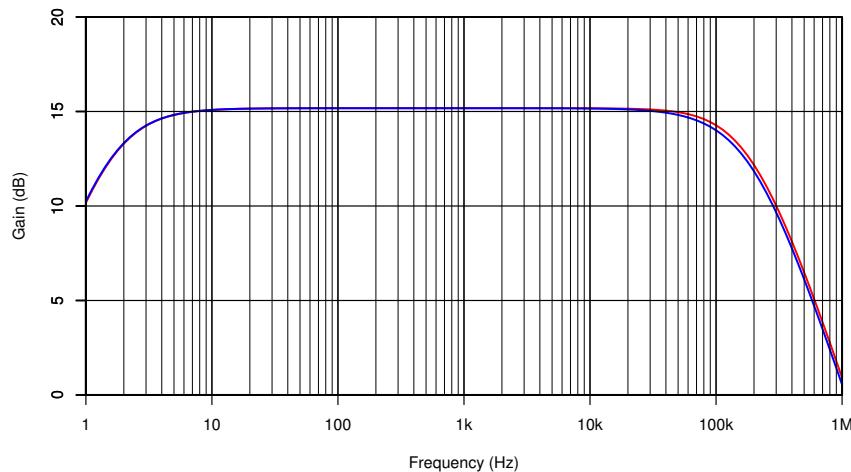


図 3.27: ミュラード型の AC バランス

mullard3.cir

```

1 Mullard type phase inverter with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 3 12AU7
4 X2 4 5 3 12AU7
5 RK 3 0 15.3k
6 RL1 6 1 33k
7 RL2 6 4 40.03278k
8 RG1 2 0 470k
9 RG2 5 0 470k
10 VI1 2 0 DC 94V AC 1V
11 VI2 5 0 DC 94V
12 VBB 6 0 350V
13 CC1 1 7 1u
14 CC2 4 8 1u
15 RG3 7 0 100k

```

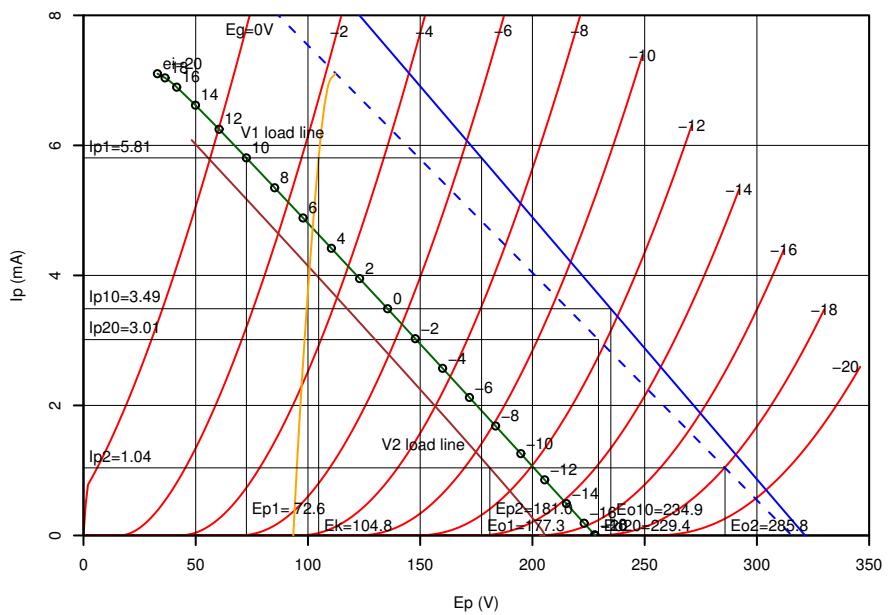


図 3.28: AC バランスをとった場合のロードライン

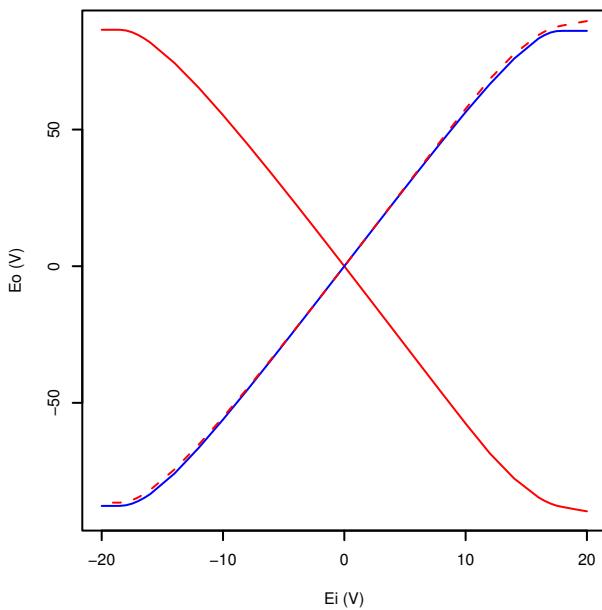


図 3.29: AC バランスをとった場合の伝達特性

```

16 RG4 8 0 100k
17 CS1 7 0 100p
18 CS2 8 0 100p
19 .control
20 ac dec 20 1 1Meg
21 print db(v(7)) db(v(8))
22 .endc
23 .END

```

プレート抵抗が増えたことによって、動作点が変化して、バイアスが浅くなっています。

伝達特性のグラフでは、プレートの電圧ではなく、信号成分のみをとりだして(動作点のプレート電圧を引いて)描いています。尖頭値で50V程度までは両相の出力がよく揃っていますが、それ以上の出力を取り出すとバランスがくずれていきます。

従来の方法で R_{p2} を計算すると、

$$m = \frac{r_p + R_L}{(1 + \mu)R_k} = \frac{11.75587 + 24.81203}{(1 + 16.32624)15.3} = 0.1379445$$

$$R_{L2} = R_{L1}(1 + m) = 24.81203(1 + 16.32624) = 28.23471 [\text{k}\Omega]$$

$$R_{p2} = \frac{1}{\frac{1}{28.23471} - \frac{1}{100}} = 39.34313 [\text{k}\Omega]$$

となります。この定数でシミュレートした結果を図??に示します。

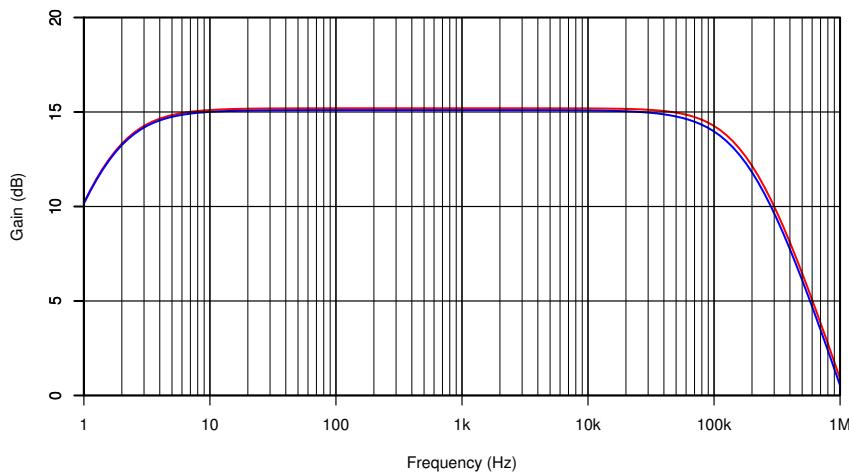


図 3.30: ミュラード型の AC バランス (従来型)

mullard4.cir

```

1 Mullard type phase inverter with 12AU7
2 .INCLUDE 12AU7.lib
3 X1 1 2 3 12AU7
4 X2 4 5 3 12AU7
5 RK 3 0 15.3k
6 RL1 6 1 33k
7 RL2 6 4 39.34313k
8 RG1 2 0 470k
9 RG2 5 0 470k
10 VI1 2 0 DC 94V AC 1V

```

```
11 VI2 5 0 DC 94V
12 VBB 6 0 350V
13 CC1 1 7 1u
14 CC2 4 8 1u
15 RG3 7 0 100k
16 RG4 8 0 100k
17 CS1 7 0 100p
18 CS2 8 0 100p
19 .control
20 ac dec 20 1 1Meg
21 print db(v(7)) db(v(8))
22 .endc
23 .END
```

第4章 電力増幅回路(工事中)

真空管で通常のスピーカーを負荷とする電力増幅を行なう場合、負荷インピーダンスが低い(4Ω ~ 16Ω)ため、直接負荷とすることはできません。インピーダンスの整合を取るため、通常出力トランジスタが使われます。出力トランジスタを使用しないOTL(Output Transformer Less)方式もありますが、まず最初に出力トランジスタの性質を調べます。

第5章 出力トランス

5.1 理想トランス

図??のような、1次巻数 N_1 、2次巻数 N_2 のトランスを考えます。この理想トランスには、巻線

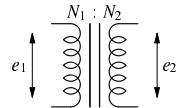


図 5.1: 理想トランス

抵抗や漏洩磁束はないものとします。このとき、1次電圧 e_1 と 2 次電圧 e_2 の関係は、次のようになります。

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad (5.1)$$

ここで、 n は巻数比です。

次に、図??のように、1次側に交流電源を、2次側に負荷抵抗 Z_2 を接続した場合を考えます。こ

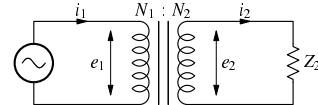


図 5.2: 負荷を接続した場合

の場合、巻線抵抗や漏洩磁束はないものとしたので、1次側に与えた電力はすべて2次側に伝達され、1次側の入力(電力)と2次側の出力(電力)は等しくなります。すなわち、

$$e_1 i_1 = e_2 i_2 \quad (5.2)$$

これより、

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{e_2}{e_1} = \frac{1}{n} \quad (5.3)$$

$$i_1 = \frac{1}{n} i_2 \quad (5.4)$$

となります。

ここで、1次側のインピーダンス Z_1 を求めると、

$$Z_1 = \frac{e_1}{i_1} = \frac{n e_2}{i_2/n} = n^2 \frac{e_2}{i_2} = n^2 Z_2 \quad (5.5)$$

となり、1次側のインピーダンスは、負荷インピーダンスに巻数比の2乗を掛けたものになります。

まとめると、

1. 1 次電圧と 2 次電圧の比は巻数比となる .
 2. 1 次入力と 2 次出力は等しい .
 3. 1 次側のインピーダンスは , 2 次側の負荷インピーダンスに巻数比の 2 乗を掛けたものになる .
- 3 のインピーダンスに関しては , 1, 2 から導かれたものであることに注意しておきましょう . 理想トランスには周波数の影響を受ける要素がないため , 周波数特性はフラットになります .

5.2 トランスの等価回路

実際のトランスには , 巻線抵抗 , 1 次インダクタンス (励磁インダクタンス) , 漏洩インダクタンス , 鉄損などがあり , 周波数特性やインピーダンス特性に影響してきます . これらの影響を考慮したトランスの等価回路として , 図??が一般に使われます¹ . ここで ,

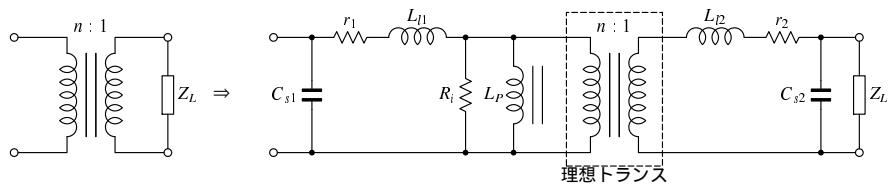


図 5.3: トランスの等価回路 (1)

- r_1 : 1 次巻線抵抗
- r_2 : 2 次巻線抵抗
- C_{s1} : 1 次巻線浮遊容量
- C_{s2} : 2 次巻線浮遊容量
- L_{l1} : 1 次巻線漏洩インダクタンス
- L_{l2} : 2 次巻線漏洩インダクタンス
- L_P : 1 次インダクタンス
- R_i : 鉄損

です .

2 次側のインピーダンスは , 1 次側からみると n^2 倍になるので , 2 次巻線抵抗 , 2 次漏洩インダクタンス , 2 次巻線浮遊容量をすべて 1 次側に換算すると , 図??の等価回路が得られます .

また , 負荷インピーダンス Z_L の両端に生じる電圧が変化しますが , Z_L を 1 次側から見た値 $Z'_L = n^2 Z_L$ に換算すれば , 理想トランスを取り除くことができ , 図??の等価回路が得られます .

5.2.1 中域の等価回路

中域では浮遊容量 C_s は開放とみなせます . 一般に漏洩インダクタンス L_l は , 1 次インダクタンスの $1/1000$ 以下と微小なので , L_l は短絡とみなせます . 1 次インダクタンス L_P のインピーダンスは , 中域では Z'_L と比べると十分に大きいので , 開放とみなせます .

¹ この等価回路は , [2, p. 178] を参考にしましたが , 一般に出力トランスは 1 次巻線の巻数の方が多いため , 巷数比の定義を逆にしています .

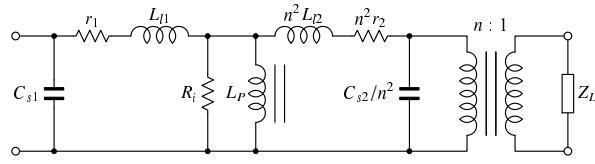


図 5.4: トランスの等価回路 (2)

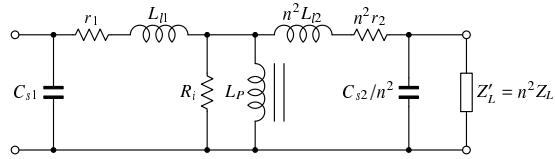


図 5.5: トランスの等価回路 (3)

したがって、中域の等価回路は、図??の左のようになります。ここで、 r'_2 は R_i と比べると十分に小さいので、右のように r_1 と r'_2 をまとめたほうが、解析が容易になり、また影響もほとんどありません。

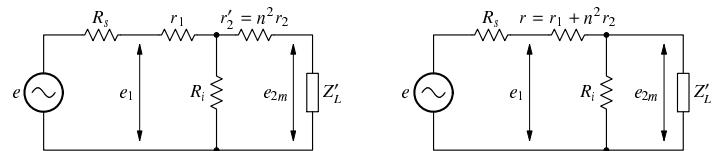


図 5.6: トランスの中域の等価回路

1次に与えられた電力のうち、巻線抵抗 r と鉄損 R_i によって消費される分だけ損失が発生します。これがトランスの定損失といわれるものです。

等価回路より、トランスの1次側の電圧 e_1 と1次側に換算した負荷にかかる電圧 e_{2m} の関係は、

$$e_1 = e \frac{r + R_i / |Z'_L|}{R_s + r + R_i / |Z'_L|} \quad (5.6)$$

$$e_{2m} = e \frac{R_i / |Z'_L|}{R_s + r + R_i / |Z'_L|} \quad (5.7)$$

となります。したがって、トランクの中域における利得 A_m は、

$$\begin{aligned}
 A_m &= \frac{e_{2m}}{e_1} = \frac{R_i / |Z'_L|}{r + R_i / |Z'_L|} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_i / |Z'_L|}} \\
 &= \frac{1}{1 + r \frac{R_i + Z'_L}{R_i |Z'_L|}} = \frac{R_i |Z'_L|}{R_i |Z'_L| + r(R_i + Z'_L)} \\
 &= \frac{R_i |Z'_L|}{rR_i + Z'_L(r + R_i)} = \frac{R_i}{r + R_i} \cdot \frac{|Z'_L|}{\frac{rR_i}{r + R_i} + |Z'_L|} \\
 &= \frac{R_i}{r + R_i} \cdot \frac{|Z'_L|}{r / |R_i + Z'_L|} \tag{5.8}
 \end{aligned}$$

となります。一般に $r \ll R_i$ ですから、

$$A_m \approx \frac{Z'_L}{r + Z'_L} = \frac{1}{1 + r/Z'_L} = \frac{1}{1 + r/n^2 Z_L} \quad (5.9)$$

と近似できます。すなわち、定損失は巻線抵抗によってほぼ決まることがわかります。

電力効率 η は、入力電力 p_i に対する出力電力 p_o の比で、この等価回路では、 R_i を無視すれば流れる電流は同一ですから、

$$\eta = \frac{p_o}{p_i} = \frac{e_{2m}}{e_1} = \frac{Z'_L}{r + Z'_L} \quad (5.10)$$

となります。

伝送損失は、 r がないと仮定したときの出力電圧 e'_{2m} に対する出力電圧で定義され、

$$\text{伝送損失} = \frac{e_{2m}}{e'_{2m}} = \frac{e^{\frac{Z'_L}{R_s+r+Z'_L}}}{e^{\frac{Z'_L}{R_s+Z'_L}}} = \frac{R_s + Z'_L}{R_s + r + Z'_L} \quad (5.11)$$

一般に、 $R_s = Z_p \approx Z'_L$ のときの値が公表されているので、

$$\text{伝送損失} = \frac{2Z_p}{r + 2Z_p} \quad (5.12)$$

となります。

5.2.2 低域の等価回路

低域では1次インダクタンス L_p のインピーダンスが低くなり、無視できなくなります。等価回路は、図??のようになります。1次インダクタンスが負荷と並列に入るので、ローカットの特性となります。

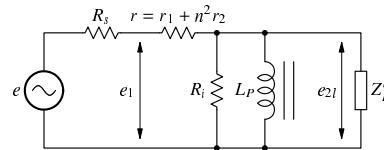


図 5.7: トランスの低域の等価回路

等価回路より、

$$e_1 = e \frac{r + R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|}{R_s + r + R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|} \quad (5.13)$$

$$e_{2l} = e \frac{R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|}{R_s + r + R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|} \quad (5.14)$$

となるので、トランスの低域の利得 A_l は、

$$A_l = \frac{e_{2l}}{e_1} = \frac{R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|}{r + R_i / |Z'_L| / |Z_{L_p}|}$$

となります。中域と同様の式変形を行なうことにより、

$$\begin{aligned}
 A_l &= \frac{R_i//Z'_L}{r+R_i//Z'_L} \cdot \frac{Z_{L_p}}{r//R_i//Z'_L + Z_{L_p}} = A_m \frac{Z_{L_p}}{r//R_i//Z'_L + Z_{L_p}} \\
 &= A_m \frac{1}{1 + \frac{r//R_i//Z'_L}{Z_{L_p}}} = A_m \frac{1}{1 + \frac{r//R_i//Z'_L}{sL_p}} \\
 &= A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{1}{sL_p//Z'_L}}}
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

が得られます。これは、時定数が $T_l = L_p/(r//R_i//Z'_L) \approx L_p/r$ のローカットの特性を表しています。

5.2.3 高域の等価回路

高域では1次インダクタンスのインピーダンスが高くなり開放とみなせます。周波数が高くなつていくと、まず漏洩インダクタンスの影響が出てきて、次に浮遊容量の影響が出てきます。いずれも高域を減衰させる働きがあります。 L_p は開放とみなせるので、 L_l をまとめ、さらに C_s をまとめて L_l の右側に置くと、図??の等価回路が得られます。 C_s の位置は、実際の出力トランスの作動条件では、どちらにあっても大差ないようです。

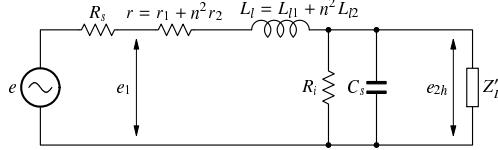


図 5.8: トランスの高域の等価回路

等価回路より、

$$e_1 = e \frac{r + Z_{L_l} + R_i//Z'_L//Z_{C_s}}{R_s + r + Z_{L_l} + R_i//Z'_L//Z_{C_s}} \tag{5.16}$$

$$e_{2h} = e \frac{R_i//Z'_L//Z_{C_s}}{R_s + r + Z_{L_l} + R_i//Z'_L//Z_{C_s}} \tag{5.17}$$

ですから、トランスの高域の利得 A_h は、

$$\begin{aligned}
 A_h &= \frac{e_{2h}}{e_1} = \frac{R_i//Z'_L//Z_{C_s}}{r + Z_{L_l} + R_i//Z'_L//Z_{C_s}} \\
 &= \frac{1}{1 + (r + Z_{L_l}) \frac{1}{R_i//Z'_L//Z_{C_s}}} = \frac{1}{1 + (r + Z_{L_l}) \left(\frac{1}{R_i//Z'_L} + \frac{1}{Z_{C_s}} \right)} \\
 &= \frac{1}{1 + (r + sL_l) \left(\frac{1}{R_i//Z'_L} + sC_s \right)} \\
 &= \frac{1}{s^2 L_l C_s + s \left(\frac{L_l}{R_i//Z'_L} + C_s r \right) + \frac{r}{R_i//Z'_L}} = \frac{1}{s^2 L_l C_s + s \left(\frac{L_l}{R_i//Z'_L} + C_s r \right) + \frac{r + R_i//Z'_L}{R_i//Z'_L}} \tag{5.18} \\
 &= \frac{R_i//Z'_L}{r + R_i//Z'_L} \cdot \frac{1}{s^2 L_l C_s \frac{R_i//Z'_L}{r + R_i//Z'_L} + s \left(\frac{L_l}{r + R_i//Z'_L} + C_s r // R_i//Z'_L \right) + 1} \\
 &= A_m \frac{1}{s^2 L_l C_s \frac{R_i//Z'_L}{r + R_i//Z'_L} + s \left(\frac{L_l}{r + R_i//Z'_L} + C_s r // R_i//Z'_L \right) + 1} \tag{5.19}
 \end{aligned}$$

となります。これは、2次のローパスの伝達関数で、固有周波数 ω_0 と Q は、

$$\begin{aligned}\omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_l C_s \frac{R_i//Z'_L}{r+R_i//Z'_L}}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{L_l C_s A_m}} \approx \frac{1}{\sqrt{L_l C_s}} \quad (5.20) \\ Q &= \frac{\sqrt{L_l C_s \frac{R_i//Z'_L}{r+R_i//Z'_L}}}{\frac{L_l}{r+R_i//Z'_L} + C_s(r//R_i//Z'_L)} \\ &= \frac{\sqrt{L_l C_s A_m}}{A_m \left(\frac{L_l}{R_i//Z'_L} + C_s r \right)} \\ &\approx \frac{\sqrt{L_l C_s}}{\frac{L_l}{R_i//Z'_L} + C_s r} \quad (5.21)\end{aligned}$$

となり、 $Q > 1/\sqrt{2}$ で周波数特性にピークが生じるようになります。

5.3 トランスのパラメータの求め方

詳しくは、[2, pp. 187] 等を参照してください。ここでは、管球アンプ用の出力トランスに即して述べていきます。

5.3.1 巻線抵抗

特に2次巻線の抵抗は 1Ω 以下なので、できればブリッジを使って測定すべきですが、簡易的には中級クラス以上のデジタルマルチメータを使えば、2桁程度の精度で測定できます。テスストリードの抵抗キャンセル機能が付いている場合は、それを利用すると簡単に測定できます。

巻線は銅でできており、温度によって抵抗が変わります。巻線抵抗が大きく影響するのは、定損失と漏洩インダクタンスの測定時です。定損失のほうは、実際にアンプとして動作させると、巻線の温度が上昇して、室温で測定した結果よりは損失が大きくなります。漏洩インダクタンスの測定時には温度上昇はありませんので、巻線抵抗の測定は室温で行なえばよいと思います。

5.3.2 巻数比

2次側を開放して1次側に交流信号を加え、2次側の電圧を測定します。1次側の電圧を e_1 、2次側の電圧を e_2 とすれば、巻数比 n は、

$$n = \frac{e_1}{e_2} \quad (5.22)$$

で求められます。電流がほとんど流れないので、交流信号の周波数は適当で構わないと思います。DMM を使う場合は、測定器の精度を考えると 400 Hz 程度がよいと思います。

5.3.3 1次インダクタンス、浮遊容量、鉄損

この3つは、2次側を開放して1次側に交流信号を加え、1次側のインピーダンスの周波数特性を測定して、その結果から算出します。図??のように発振器と抵抗 R_s をトランスに接続し、周波

数を変えながら、抵抗の両端の電圧 e_R と、トランスの 1 次側の電圧 e_P を測定します。インピーダンス Z は、

$$Z = \frac{e_P}{i} = \frac{e_P}{e_R/R_s} = \frac{e_P}{e_R} R_s \quad (5.23)$$

で求めます。周波数の可変範囲は、50 Hz~300 kHz 程度でよいでしょう。

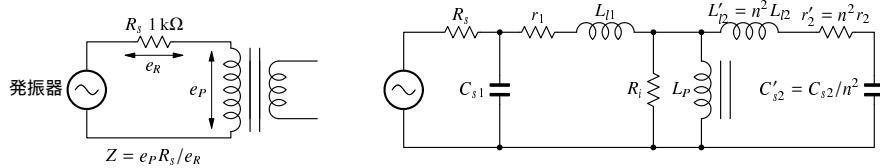


図 5.9: 1 次インダクタンス、浮遊容量、鉄損の測定回路(左)とその等価回路(右)

等価回路から、低域では、 C_{s1}, C'_{s2} は開放、 L_{l1}, L'_{l2} は短絡とみなせるため、インピーダンスは、1 次インダクタンスと 1 次巻線抵抗から構成されます。したがって、

$$Z = \sqrt{r_1^2 + (\omega L_p)^2} \quad (5.24)$$

これより、

$$L_p = \frac{\sqrt{Z^2 - r_1^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{Z^2 - r_1^2}}{2\pi f} \quad (5.25)$$

により 1 次インダクタンスを求めることができます。

ただし、トランスのカタログなどに記載されている 1 次インダクタンスは、50 Hz, 5 V _{rms} で測定されている場合が多く、また、1 次インダクタンスは信号の大きさによりかなり変動するので、このようにして求めた 1 次インダクタンスはカタログに記載されている値と必ずしも一致しないことに注意してください。

周波数を上げていくと、 L_p と $C_s = C_{s1} + C'_{s2}$ による並列共振が起こります。この時のインピーダンスは、

$$Z = r_1 + R_i \quad (5.26)$$

となります。共振周波数は、 $f = 1/2\pi\sqrt{L_p C_s}$ です。

さらに周波数を上げていくと、 C_s のインピーダンスが下がってきて、

$$Z = \frac{1}{\omega C_s} \quad (5.27)$$

とみなせるようになります。ここでは、巻線抵抗、漏洩インダクタンス、鉄損を無視しています。これより、

$$C_s = \frac{1}{2\pi f Z} \quad (5.28)$$

で、総浮遊容量を求めることができます。

さらに周波数を上げていくと、漏洩インダクタンスと C'_{s2} による直列共振が起こり、インピーダンスが急激に下がります。この時の共振周波数は $f = 1/2\pi\sqrt{L_l C'_{s2}}$ となりますから、

$$C'_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_l} \quad (5.29)$$

により 2 次巻線の浮遊容量を求めることができます。 L_l は、次の節で求めたものを使います。

その直後、 C_{s1} と C'_{s2} の直列合成容量と漏洩インダクタンスによる並列共振が起こり、インピーダンスが急激に上昇します。その後は、-6 dB/oct でインピーダンスが下がっていきます。

5.3.4 漏洩インダクタンス

漏洩インダクタンスは、2次側を短絡して1次側に交流信号を加え、1次側のインピーダンスの周波数特性を測定して、その結果から算出します。図??のように発振器と抵抗をトランスに接続し、周波数を変えながら、抵抗の両端の電圧 e_R と、トランスの1次側の電圧 e_P を測定します。周波数の可変範囲は、10kHz~100kHz 程度でよいでしょう。

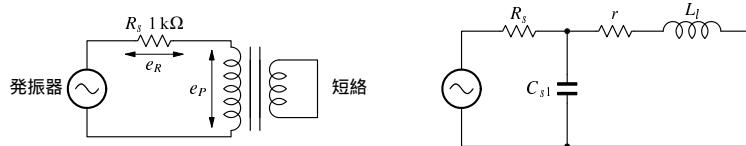


図 5.10: 漏洩インダクタンスの測定回路(左)とその等価回路(右)

等価回路を見るとわかるように、漏洩インダクタンス L_l と浮遊容量 C_{s1} で並列共振回路を形成しており、共振周波数でインピーダンスがかなり大きくなります。共振周波数以下では漏洩インダクタンスが支配的になり、共振周波数以上では浮遊容量が支配的になり、インピーダンスのカーブはするどい山を描きます。共振周波数からある程度離れると、傾きが 6 dB/oct になります。

インピーダンスカーブの山の左側で、傾きが 6 dB/oct になっている適当な周波数のインピーダンスを読み取り、それを Z とすれば、

$$Z = \sqrt{r^2 + (\omega L_l)^2} \quad (5.30)$$

より、

$$L_l = \frac{\sqrt{Z^2 - r^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{Z^2 - r^2}}{2\pi f} \quad (5.31)$$

で求めることができます。周波数をある程度高くとれば(Z が高いところを読み取る)、 r を無視しても構いませんが、すぐに共振周波数になってしまふため、 r の補正是おそらく必要となるでしょう。

プッシュプル用の場合 プッシュプル用の場合、発振器は $B-P_1$ 間につなぎ、漏洩インダクタンスを測定する際には、2次を短絡したインピーダンスと、 $B-P_2$ 間を短絡したインピーダンスを別々に測定します。

5.3.5 パラメータの測定例(シングル用)

ここでは、三栄無線 KT-88SSMA の出力トランスを測定した例を紹介します。

巻線抵抗 DMM で測定した結果、1次巻線の抵抗は $r_1 = 146.8 \Omega$ 、2次巻線の抵抗は $r_2 = 0.66 \Omega$ でした。

巻数比 2次巻線を開放して、400Hz の正弦波を加えたところ、1次側の電圧は $e_1 = 1.317 \text{ V}$ 、2次側の電圧は $e_2 = 78.8 \text{ mV}$ でした。これより、巻数比 n は、

$$n = \frac{e_1}{e_2} = \frac{1.317}{0.0788} = 16.7132 \quad (5.32)$$

となります。

これより、2次巻線抵抗を1次に換算すると、

$$r'_2 = n^2 r_2 = 16.7132^2 \times 0.66 = 184.3585 [\Omega] \quad (5.33)$$

となります。1次換算の総巻線抵抗 r は、

$$r = r_1 + r'_2 = 146.8 + 184.3585 = 331.1585 [\Omega] \quad (5.34)$$

となります。

電力効率は、

$$\eta = \frac{1}{1 + r/n^2 Z_L} = \frac{1}{1 + 331.1585/(16.7132^2 \cdot 8)} = 0.871 \quad (5.35)$$

で、 -0.6 dB です。

1次インダクタンス インピーダンスの測定結果を図??に示します。赤い線が2次を開放して測定したインピーダンス、青い線が2次を短絡して測定したインピーダンスです。

低域の傾きが 6 dB になっておらず、周波数(あるいはレベル)によって1次インダクタンスが変動しています。2次を開放した 50 Hz のインピーダンスは $Z_o = 3809\Omega$ でした。これより、1次インダクタンスは、

$$L_P = \frac{\sqrt{Z_o^2 - r_1^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{3809^2 - 146.8^2}}{2\pi 50} = 12.12 [\text{H}] \quad (5.36)$$

となります。

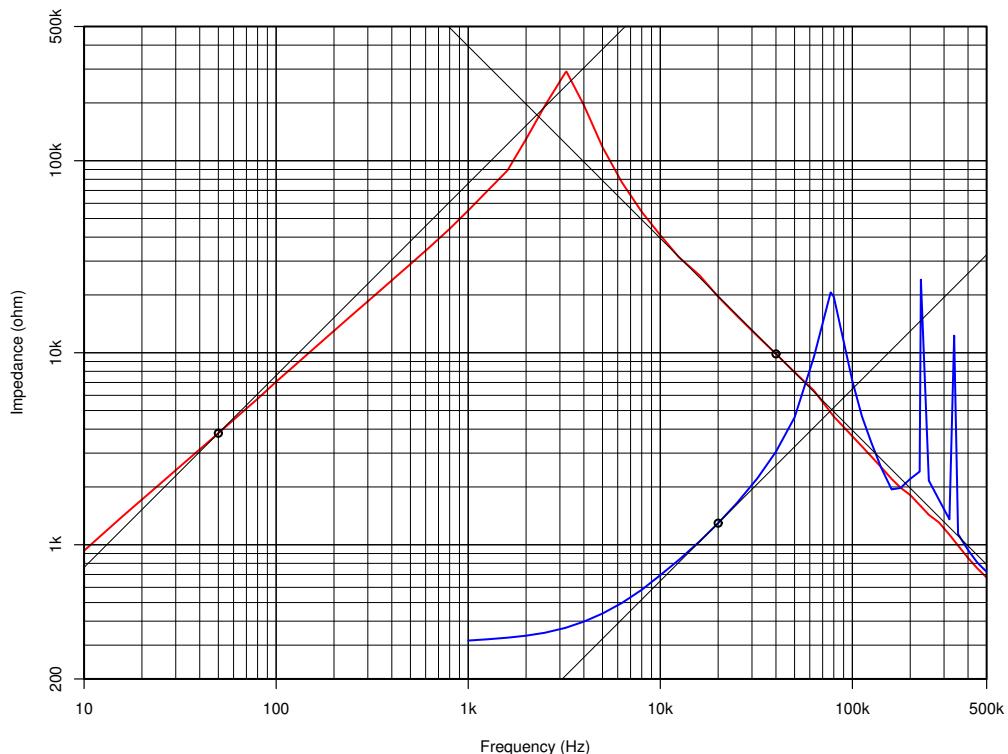


図 5.11: シングル用出力トランスのインピーダンス特性例

浮遊容量 2次を開放した 40kHz のインピーダンスは $Z_o = 9861 \Omega$ でした。これより、総浮遊容量は、

$$C_s = \frac{1}{2\pi f Z} = \frac{1}{2\pi 40 \times 10^3 \cdot 9861} = 403.5 [\text{pF}] \quad (5.37)$$

となります。

鉄損 2次を開放したインピーダンスが最も高くなかったのは、3.25kHz の時で $Z_o = 291 \text{k}\Omega$ でした。巻線抵抗と比べると非常に大きいので、これをそのまま鉄損としてよいでしょう。

漏洩インダクタンス 2次を短絡した 20kHz のインピーダンスは $Z_s = 1295.3 \Omega$ でした。これより、漏洩インダクタンスは、

$$L_l = \frac{\sqrt{Z_s^2 - r^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{1295.3^2 - 331.1585^2}}{2\pi 20 \times 10^3} = 9.965 [\text{mH}] \quad (5.38)$$

となります。したがって、結合係数は、次節の式(??)より、

$$K = \sqrt{1 - \frac{L_l}{L_p}} = \sqrt{1 - \frac{0.009965}{12.12}} = 0.99959 \quad (5.39)$$

となります。

2次を開放したインピーダンスのカーブには、ディップは見られませんでした。仮に、500kHz のところにディップがあったとすると、1次側、2次側の浮遊容量は、

$$C'_{s2} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_l} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (500 \times 10^3)^2 \cdot 9.965 \times 10^{-3}} = 10.168 [\text{pF}] \quad (5.40)$$

$$C_{s2} = n^2 C'_{s2} = 16.7132^2 \cdot 10.168 \times 10^{-12} = 2840 [\text{pF}] \quad (5.41)$$

$$C_{s1} = C_s - C'_{s2} = 403.5 - 10.168 = 393.3 [\text{pF}] \quad (5.42)$$

となります。

5.3.6 パラメータの測定例(プッシュプル用)

ここでは、タムラ製作所 F-2021 を測定した例を紹介します。

巻線抵抗 DMM で測定した結果、1次巻線の抵抗は $r_{11} = 64.7 \Omega$, $r_{12} = 73.5 \Omega$, 2次巻線の抵抗は $r_2 = 0.25 \Omega$ でした。

巻数比 2次巻線を開放して、1kHz の正弦波を加えたところ、1次側の電圧は $e_{11} = 3.81 \text{ V}$, $e_{12} = 3.80 \text{ V}$, 2次側の電圧は $e_2 = 0.3127 \text{ mV}$ でした。これより、巻数比 n は、

$$n = \frac{e_{11}}{e_2} = \frac{3.81}{0.3127} = 12.1842 \quad (5.43)$$

となります。

これより、2次巻線抵抗を1次に換算すると、

$$r'_2 = n^2 r_2 = 12.1842^2 \times 0.25 = 37.11 [\Omega] \quad (5.44)$$

となります。

1次インダクタンス インピーダンスの測定結果を図??に示します。赤い線が2次を開放して測定したインピーダンス、青い線が2次を短絡して測定したインピーダンス、緑の線がB-P₂を短絡して測定したインピーダンスです。2次を開放した50Hzのインピーダンスは $Z_o = 9715\Omega$ でした。これより、1次インダクタンスは、

$$L_P = \frac{\sqrt{Z_o^2 - r_{11}^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{9715^2 - 64.7^2}}{2\pi 50} = 30.92 [\text{H}] \quad (5.45)$$

となります。

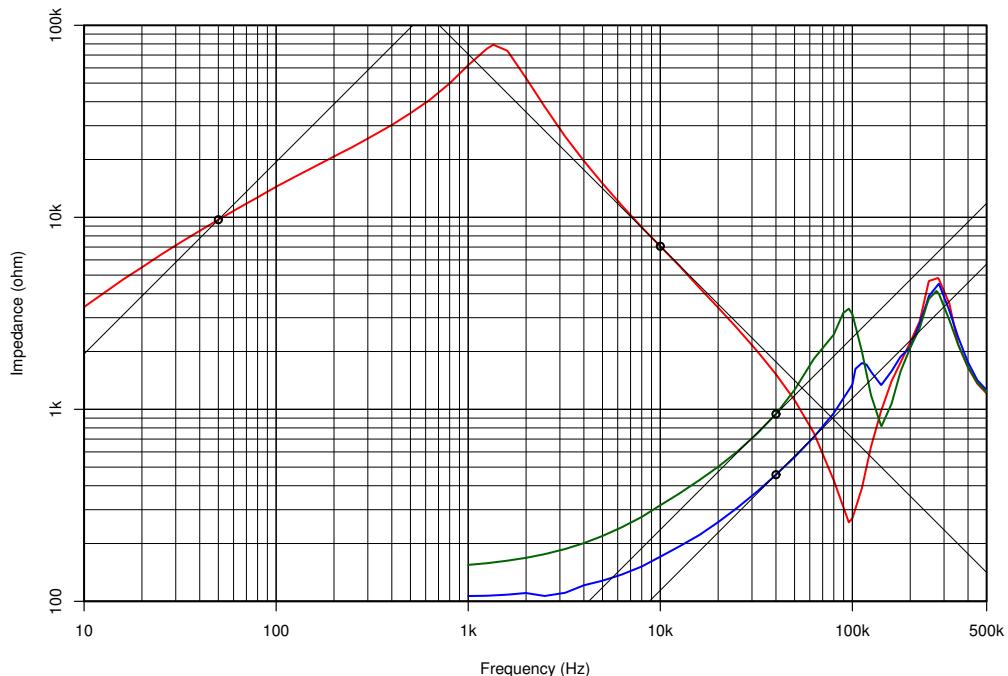


図 5.12: プッシュプル用出力トランジスタのインピーダンス特性例

浮遊容量 2次を開放した10kHzのインピーダンスは $Z_o = 7067\Omega$ でした。これより、総浮遊容量は、

$$C_s = \frac{1}{2\pi f Z} = \frac{1}{2\pi 10 \times 10^3 \cdot 7067} = 2252 [\text{pF}] \quad (5.46)$$

となります。この総浮遊容量は、各1次巻線の浮遊容量と、2次巻線の浮遊容量を1次に換算したものの総和です。

鉄損 2次を開放したインピーダンスが最も高くなったのは、1.35kHzの時で $Z_o = 79.2\text{k}\Omega$ でした。巻線抵抗と比べると非常に大きいので、これをそのまま鉄損としてよいでしょう。これは、1次の各巻線の鉄損を並列にした値です。

漏洩インダクタンス 2 次を短絡した 40kHz のインピーダンスは $Z_s = 456.5 \Omega$ でした。これより、1 次-2 次間の漏洩インダクタンスは、

$$L_{lps} = \frac{\sqrt{Z_s^2 - r_{ps}^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{456.5^2 - 101.81^2}}{2\pi 40 \times 10^3} = 1.771 [\text{mH}] \quad (5.47)$$

となります。したがって、結合係数は、次節の式 (??) より、

$$K_{ps} = \sqrt{1 - \frac{L_{lps}}{L_p}} = \sqrt{1 - \frac{0.001771}{30.92}} = 0.9999714 \quad (5.48)$$

となります。

$B-P_2$ 間を短絡した 40kHz のインピーダンスは $Z_s = 945.2 \Omega$ でした。これより、1 次巻線間の漏洩インダクタンスは、

$$L_{lpp} = \frac{\sqrt{Z_s^2 - r_{pp}^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{945.2^2 - 138.2^2}}{2\pi 40 \times 10^3} = 3.720 [\text{mH}] \quad (5.49)$$

となります。したがって、結合係数は、

$$K_{pp} = \sqrt{1 - \frac{L_{lpp}}{L_p}} = \sqrt{1 - \frac{0.003720}{30.92}} = 0.999940 \quad (5.50)$$

となります。

2 次を開放したインピーダンスのカーブで、95.8kHz のところに大きなディップがありますが、これは 1 次巻線間の漏洩インダクタンスと $B-P_2$ 間の浮遊容量が直列共振しているため、2 次の浮遊容量によるものではありません。

5.4 トランスの SPICE モデル(シングル用)

SPICE では、2 つのインダクタとそれらの結合係数を指定した結合インダクタを使ってトランスを表します。結合インダクタには、漏洩インダクタンスが存在しますが、巻線抵抗および浮遊容量は存在しません。したがって、現実のトランスをシミュレートするには、巻線抵抗と浮遊容量を結合インダクタに付け加える必要があります。SPICE でトランスをシミュレートする回路の例を、図 ?? に示します。

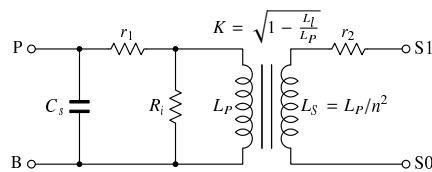


図 5.13: SPICE によるトランスのシミュレート(シングル用)

巻線抵抗は、1 次側、2 次側を独立に測定できるので、そのまま付加します。2 次側の浮遊容量は、非常に小さいので、省略しても構わないでしょう。1 次側のインダクタのインダクタンスとしては、1 次インダクタンス L_p をそのまま使います。2 次側のインダクタのインダクタンスとしては、1 次インダクタンスを巻数比の 2 乗で割ったもの (L_p/n^2) を使います。

漏洩インダクタンス L_l と 1 次インダクタンス L_P と結合係数 K の間には、次のような関係があります。

$$K = \sqrt{1 - \frac{L_l}{L_P}} \quad (5.51)$$

となります。

1 次インダクタンスが 1 次漏洩インダクタンスの何倍あるかを Q で表します。すなわち、

$$Q = \frac{L_P}{L_l} \quad (5.52)$$

$$K \approx 1 - \frac{1}{Q} \quad (5.53)$$

$$Q \approx \frac{1}{1 - K} \quad (5.54)$$

の関係があります。出力トランスの場合、 Q はだいたい 1000 程度ですから、結合係数は $K = 0.999$ 程度になります。

第??節のパラメータを用いて作成したトランスのサブ回路は、次のようにになります。

OPT2k5.inc

```

1 *
2 *   OPT 2k5
3 *
4 .SUBCKT OPT2k5 P B S1 S0
5 * Primary inductance (2500ohm 12.12H)
6 L1 P 1 12.12
7 * Iron loss
8 RI P 1 291k
9 * Primary DC resistance
10 R1 1 B 146.8
11 * Primary stray capacitance
12 CP P B 393.3p
13 * Secondary inductance (8ohm)
14 L2 S1 2 0.04338939
15 * Secondary DC resistance
16 R2 2 S0 0.66
17 * Secondary stray capacitance
18 CS S1 S0 2840p
19 * coupling factor
20 K L1 L2 0.99959
21 .ENDS

```

5.5 トランスの SPICE モデル(プッシュプル用)

プッシュプル用の OPT は、3 つのインダクタとそれらの結合係数により表します。プッシュプル用のトランスをシミュレートする回路の例を、図??に示します。

1 次側の浮遊容量は、総浮遊容量の半分ずつを各 1 次巻線に付加します。鉄損は、測定された値の 2 倍ずつを各 1 次巻線に付加します。インダクタンス、結合係数に関しては、シングルの場合と同様に扱います。

第??節のパラメータを用いて作成したトランスのサブ回路は、次のようにになります。

F2021.inc

```

1 *
2 *   TAMURA OPT F2021

```

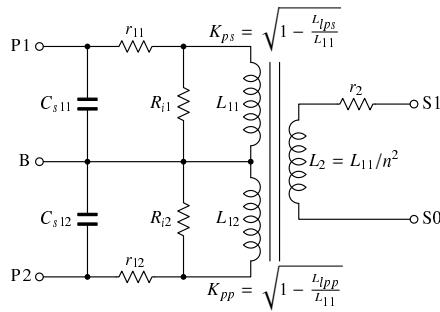


図 5.14: SPICE によるトランスのシミュレート (プッシュプル用)

```

3 *
4 .SUBCKT F2021 P1 B1 B2 P2 S8 S0
5 * 1 次インダクタンス (p-p 5kohm 150H)
6 L11 P1 12 30.92H
7 L12 13 P2 30.92H
8 * 1 次巻線抵抗
9 R11 12 B1 64.7
10 R12 B2 13 73.5
11 * 1 次巻線浮遊容量
12 C11 P1 B1 1126p
13 C12 P2 B2 1126p
14 * 鉄損
15 RI1 P1 12 158.4k
16 RI2 P2 13 158.4k
17 * 2 次インダクタンス (8ohm)
18 L2 S8 16 0.208279
19 * 2 次巻線抵抗
20 R13 S0 16 0.25
21 * 結合係数
22 K1 L11 L2 0.9999714
23 K2 L12 L2 0.9999714
24 K3 L11 L12 0.99994
25 .ENDS

```

5.6 SPICE によるトランスの特性の解析

前節で作成した SPICE によるトランスのモデルを使用して、利得・位相・インピーダンスの周波数特性を解析します。

シングル用の場合 まず、信号源抵抗 R_s をさまざまに変化させたときの、トランスの周波数特性を調べます。回路は、図??のようになります。 $R_s = 1.25 \text{ k}\Omega$ は、三極管を使用した場合、 $R_s = 2.5 \text{ k}\Omega$ は、カタログ等に記載されている周波数特性、 $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ は、多極管を使用した場合に相当します。

利得の周波数特性を図??に、位相の周波数特性を図??に示します。使用した SPICE のソースプログラムは、以下のとおりです。

```

opt1.cir
1 OPT frequency response
2 .INCLUDE OPT2k5.inc
3
4 VI 1 0 DC 0 AC 1V
5
6 RS1 1 11 1.25k

```

```

7 XOPT1 11 0 12 0 OPT2k5
8 RL1 12 0 8
9
10 RS2 1 21 2.5k
11 XOPT2 21 0 22 0 OPT2k5
12 RL2 22 0 8
13
14 RS3 1 31 10k
15 XOPT3 31 0 32 0 OPT2k5
16 RL3 32 0 8
17
18 RS4 1 41 1k
19 XOPT4 41 0 42 0 OPT2k5
20
21 RS5 1 51 1k
22 XOPT5 51 0 0 0 OPT2k5
23
24 .control
25 set width=160
26 ac dec 50 1 1Meg
27 *plot db(v(12)) db(v(22)) db(v(32))
28 *plot ph(v(12)) ph(v(22)) ph(v(32))
29 *plot db(v(21)/v(21,1)*2.5e3) db(v(41)/v(41,1)*1e3) db(v(51)/v(51,1)*1e3)
30 *print v(12) v(22) v(32)
31 *print v(21)/v(21,1)*2.5e3 v(41)/v(41,1)*1e3 v(51)/v(51,1)*1e3
32 .endc
33 .END

```

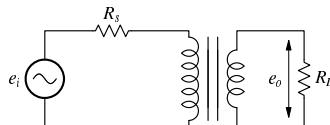


図 5.15: トランスの周波数特性を求める回路

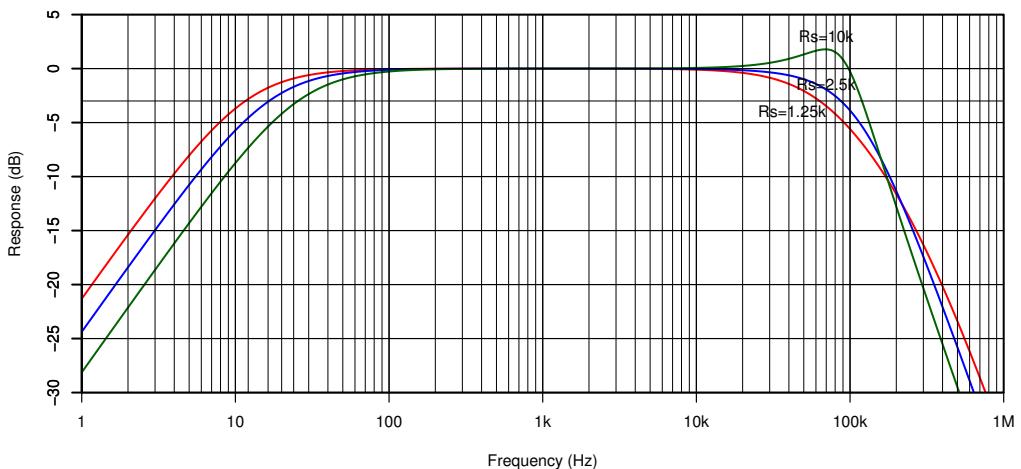


図 5.16: トランスの利得の周波数特性 (シミュレーション)

図??では，1kHz における e_o を 0dB としてグラフを描いています。信号源抵抗が低いと，低域が伸び，高域が下がります。信号源抵抗が高いと，低域が下がり，高域にピークが生じます。ピークを超えると，レスポンスは急激に下がります。

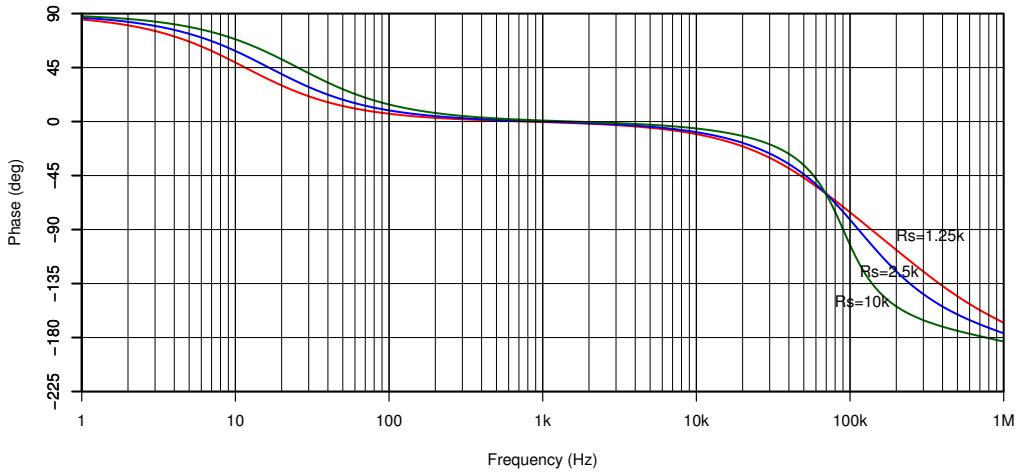


図 5.17: トランスの位相の周波数特性(シミュレーション)

低域の等価回路より、

$$\begin{aligned}
 e_o &= e_i \frac{R_i // Z'_L // Z_{L_p}}{R_s + r + R_i // Z'_L // Z_{L_p}} \\
 &= \frac{R_i // Z'_L}{R_s + r + R_i // Z'_L} \cdot \frac{Z_{L_p}}{(R_s + r) // R_i // Z'_L + Z_{L_p}} \\
 &= \frac{R_i // Z'_L}{R_s + r + R_i // Z'_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(R_s+r) // R_i // Z'_L}{Z_{L_p}}} \\
 &= \frac{R_i // Z'_L}{R_s + r + R_i // Z'_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(R_s+r) // R_i // Z'_L}{s L_p}}
 \end{aligned} \tag{5.55}$$

となり、時定数は $T_l = L_p / \{(R_s + r) // R_i // Z'_L\}$ 、カットオフ周波数は $f_l = 1/2\pi T_l$ となります。 $Z'_L = n^2 R_L = 16.71^2 \cdot 8 = 2234.648$ より、 $R_s = 1.25 \text{ k}\Omega$ のときは、カットオフ周波数は、

$$\begin{aligned}
 T_l &= \frac{12.12}{(1250 + 331.16) // 291000 // 2234.648} = 0.01313 [\text{s}] \\
 f_l &= \frac{1}{2\pi \cdot 0.01313} = 12.12 [\text{Hz}]
 \end{aligned}$$

となります。 $R_s = 2.5 \text{ k}\Omega$ のときは、

$$\begin{aligned}
 T_l &= \frac{12.12}{(2500 + 331.16) // 291000 // 2234.648} = 0.009746 [\text{s}] \\
 f_l &= \frac{1}{2\pi \cdot 0.009746} = 16.33 [\text{Hz}]
 \end{aligned}$$

$R_s = 10 \text{ k}\Omega$ のときは、

$$\begin{aligned}
 T_l &= \frac{12.12}{(10000 + 331.16) // 291000 // 2234.648} = 0.006638 [\text{s}] \\
 f_l &= \frac{1}{2\pi \cdot 0.006638} = 23.97 [\text{Hz}]
 \end{aligned}$$

となります。

負荷抵抗 R_L を公称値 (8Ω)、開放、短絡としたときの、1次インピーダンスの周波数特性を図??に示します。図??の実測結果がよく再現されていることがわかります。

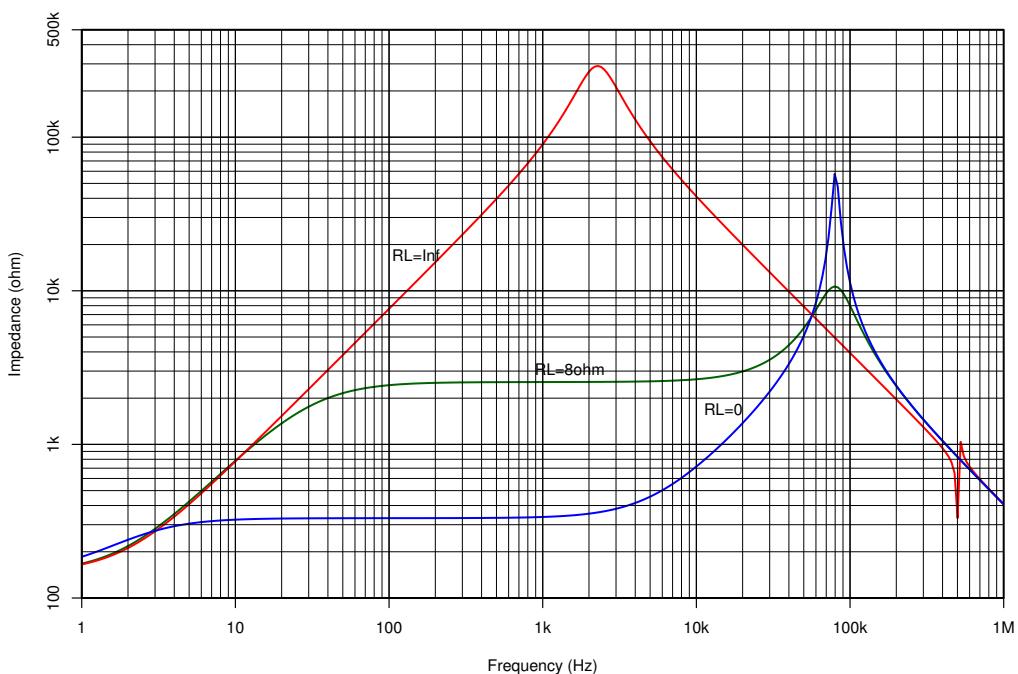


図 5.18: トランスのインピーダンスの周波数特性(シミュレーション)

プッシュプル用の場合 利得の周波数特性を図??に、位相の周波数特性を図??に示します。

$R_s = 2.5\text{ k}\Omega$ は、三極管を使用した場合、 $R_s = 5\text{ k}\Omega$ は、カタログ等に記載されている周波数特性、 $R_s = 50\text{ k}\Omega$ は、多極管を使用した場合に相当します。

F-2021 の場合、出力管の内部抵抗が変化しても、高域にピークが生じません。カタログに、「どのような出力管とも組み合わせることができます」、と書いてあるのは、信じてよいようです。

使用した SPICE のソースプログラムは、以下のとおりです。

```

opt2.cir
1 OPT frequency response
2 .INCLUDE F2021.inc
3
4 VI 1 0 DC 0 AC 1V
5
6 RS1 1 11 2.5k
7 XOPT1 11 10 10 0 12 0 F2021
8 RL1 12 0 8
9
10 RS2 1 21 5k
11 XOPT2 21 20 20 0 22 0 F2021
12 RL2 22 0 8
13
14 RS3 1 31 40k
15 XOPT3 31 30 30 0 32 0 F2021
16 RL3 32 0 8
17
18 RS4 1 41 1k
19 XOPT4 41 0 43 0 42 0 F2021
20
21 RS5 1 51 1k
22 XOPT5 51 0 53 0 0 0 F2021
23

```

```

24 RS6 1 61 1k
25 XOPT6 61 0 0 0 62 0 F2021
26
27 .control
28 set width=180
29 ac dec 50 1 1Meg
30 *plot db(v(12)) db(v(22)) db(v(32))
31 *plot ph(v(12)) ph(v(22)) ph(v(32))
32 *plot db(v(21)/v(21,1)*5e3) db(v(41)/v(41,1)*1e3) db(v(51)/v(51,1)*1e3) db(v(61)/v(61,1)*1e3)
33 *print v(12) v(22) v(32)
34 *print v(21)/v(21,1)*5e3 v(41)/v(41,1)*1e3 v(51)/v(51,1)*1e3 v(61)/v(61,1)*1e3
35 .endc
36 .END

```

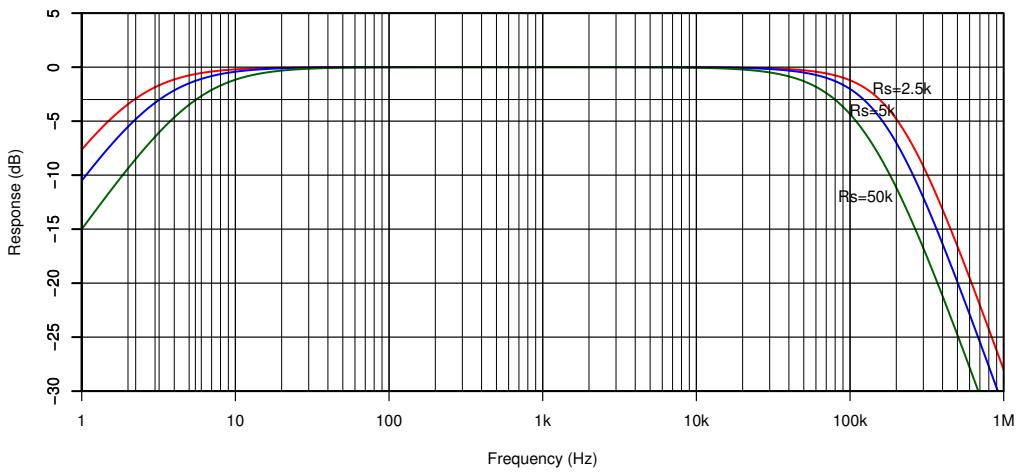


図 5.19: F-2021 の利得の周波数特性 (シミュレーション)

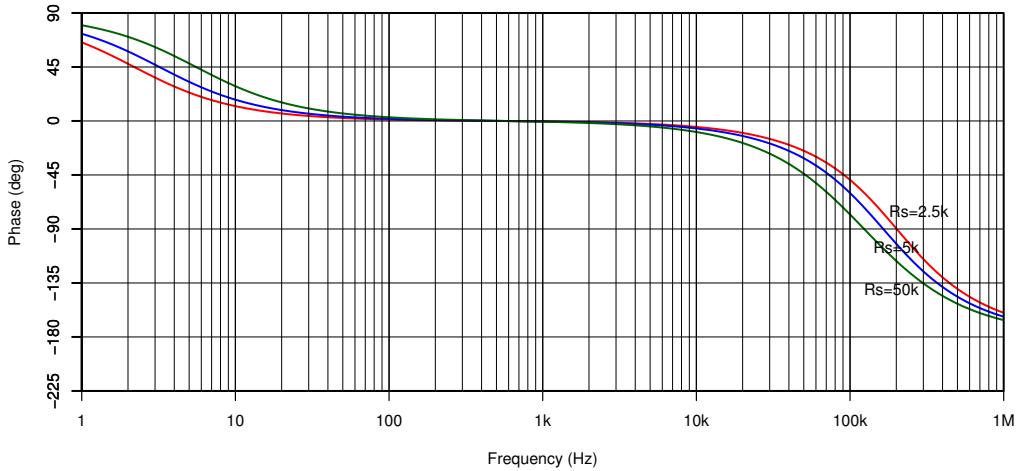


図 5.20: F-2021 の位相の周波数特性 (シミュレーション)

1 次インピーダンスの周波数特性を図??に示します。

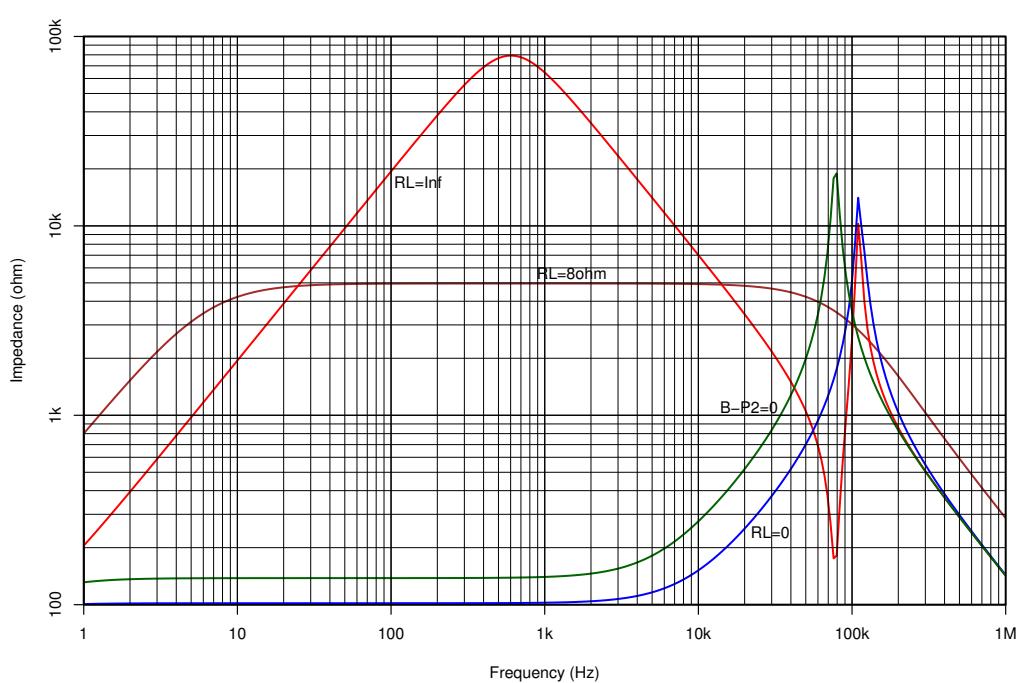


図 5.21: F-2021 のインピーダンスの周波数特性 (シミュレーション)

5.7 プッシュプル用トランスの1次巻線のインピーダンス

プッシュプル用のトランス(図??)には、1次側にセンタータップ B があり、ここから B 電源を供給して使います。1次側の公称インピーダンスは P_1-P_2 間の値で表します。

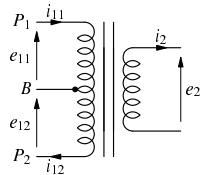


図 5.22: プッシュプル用のトランス

P_1-B の巻数と $B-P_2$ の巻数が等しいので、常に

$$e_{11} = e_{12} \quad (5.56)$$

となります。また、2次の出力は1次の総入力と等しいので、

$$e_{11}i_{11} + e_{12}i_{12} = e_2i_2 \quad (5.57)$$

が成り立ちます。この式は、式(??)を使って、

$$e_{11}(i_{11} + i_{12}) = e_2i_2 \quad (5.58)$$

と表せることになります。

ここで注意しておきたいのは、 i_{11} と i_{12} が等しくなくてもよいということです。それぞれの1次巻線のインピーダンス Z_{11}, Z_{12} を求めてみると

$$Z_{11} = \frac{e_{11}}{i_{11}} \quad (5.59)$$

$$Z_{12} = \frac{e_{12}}{i_{12}} \quad (5.60)$$

となりますが、両者は必ずしも一致するわけではありません。プッシュプル用のトランスの1次側の各巻線のインピーダンスは、シングル用のように簡単に求められることになります。

これを確認する実験をしてみましょう。

あり合わせのオペアンプ(NJM2114D)を使って、ゲインが2の非反転アンプとゲインが1の反転アンプを作り、 R_s (2.2 kΩ または 3.7 kΩ)を介して、トランス(F-2021, $Z_{pp} = 5\text{k}\Omega$)に加えます。トランスの2次側には、ダミーロード(実測 8.68 Ω)を接続します。回路図は、図??の通りです。

アンプの入力に400 Hz の正弦波を加え、オシロをつないで、各部の位相がずれていないことを確認します。位相が狂っていない(抵抗性)ので、インピーダンスを求めるのに、ふつうのオームの法則を使えます。その上で、各部の電圧を記録します。

1次巻線のそれぞれのインピーダンスは Z_{p1}, Z_{p2} で示してあります。トランスの合成インピーダンスは、各巻線のインピーダンスを並列にしたもので、 Z'_{pp} で示してあります。カッコのない数値は実測値、カッコ内の数値は SPICE でシミュレーションした値です。

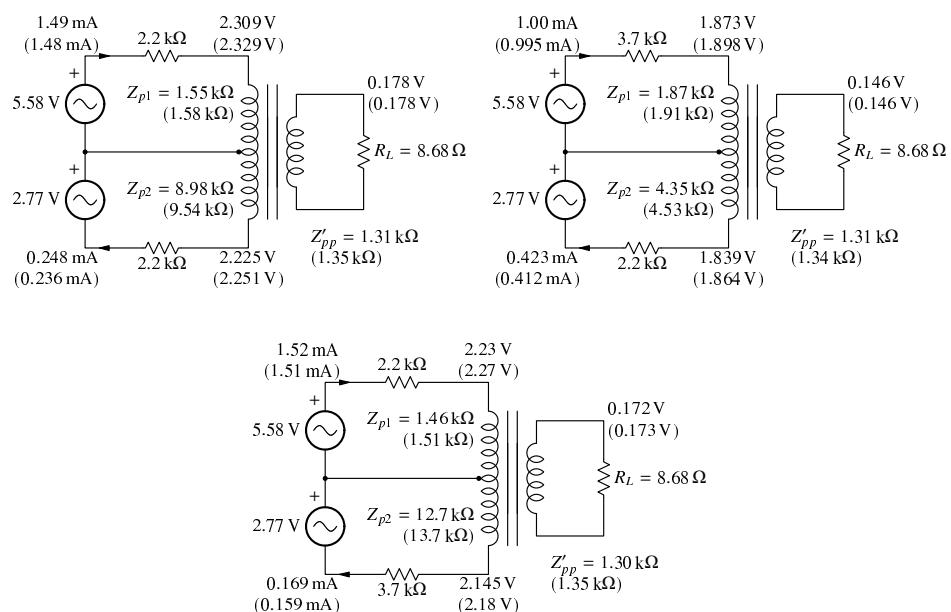


図 5.23: ドライブ電圧と内部抵抗が異なる場合のプッシュプル用 OPT のテスト

5.8 シングル出力段

電力増幅回路では、真空管やトランジスタなどの能動素子の定格を超えない範囲で、

- 大きな出力を
- 低い歪率で

取り出せることができます。

真空管の場合、関連する定格は、

1. 最大プレート電圧 (尖頭、平均) $E_{p\max}$
2. 最大プレート電流 (尖頭、平均) $I_{p\max}$
3. 最大プレート損失 (平均) P_d
4. 最大グリッド電圧 (尖頭) $E_{g\min}$

です。これらの定格は、プレート特性図上では、図??のように表されます。

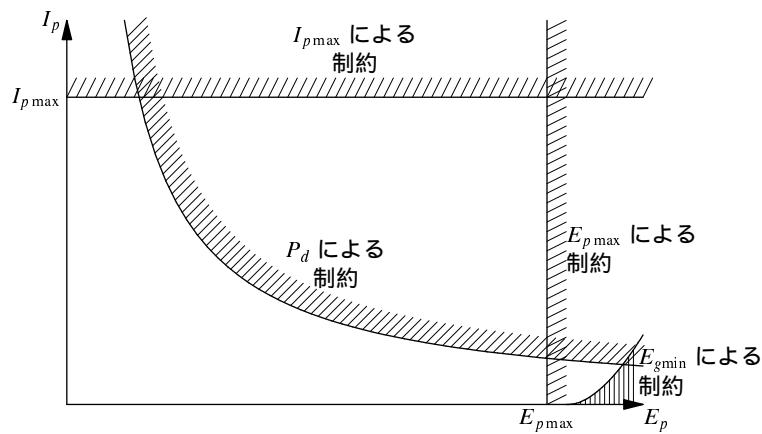


図 5.24: プレート特性図上で見た各種定格

最大グリッド電圧の定格は、真空管を深くカットオフさせる用途、たとえばテレビの偏向出力や、C級出力段のために定められたものであり、オーディオ用途では、この定格を超えることは考えられません。

最大プレート電圧や最大プレート電流の尖頭定格が示されていない場合は、それぞれ平均値の定格の2倍が適用されます。すなわち、平均値による定格の範囲内に動作点があれば、尖頭定格を気にする必要はありません。ただし、深いB級プッシュプルやOTLの場合では、平均値に比べ尖頭プレート電流が大きくなることもあります。

一般に、最初に定格に達するのはプレート損失なので、プレート損失に注目して設計を進め、設計が終わった段階で、プレート電圧や電流の定格を超えていないかチェックすれば十分でしょう。

5.8.1 トランスが負荷の場合のロードライン

図??に、シングル出力段の回路図を示します。左側が固定バイアスで、右側が自己バイアスです。

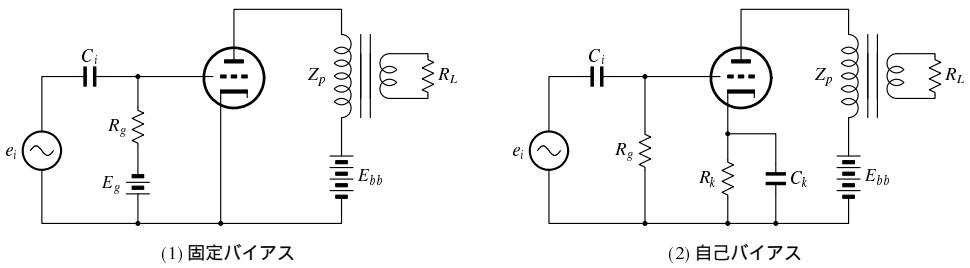


図 5.25: シングル出力段の回路

第??節でみたように、出力トランスのインピーダンスは中域では抵抗分のみになり、その値はトランスの公称インピーダンス Z_p と等しくなります。したがって、交流ロードラインはトランスの公称インピーダンスとなります。

一方、直流のロードラインは、トランスの 1 次巻線抵抗分になります。

具体的な例で見ていきましょう。6EM7 の第 2 ユニットを使い、動作点を $E_{p0} = 200 \text{ V}$, $I_{p0} = 50 \text{ mA}$ とし、負荷インピーダンスを $Z_p = 2.5 \text{ k}\Omega$ とします。また、出力トランスの巻線抵抗を $r = 146.8 \Omega$ とします。プレート特性とロードラインは、図??のようになります。

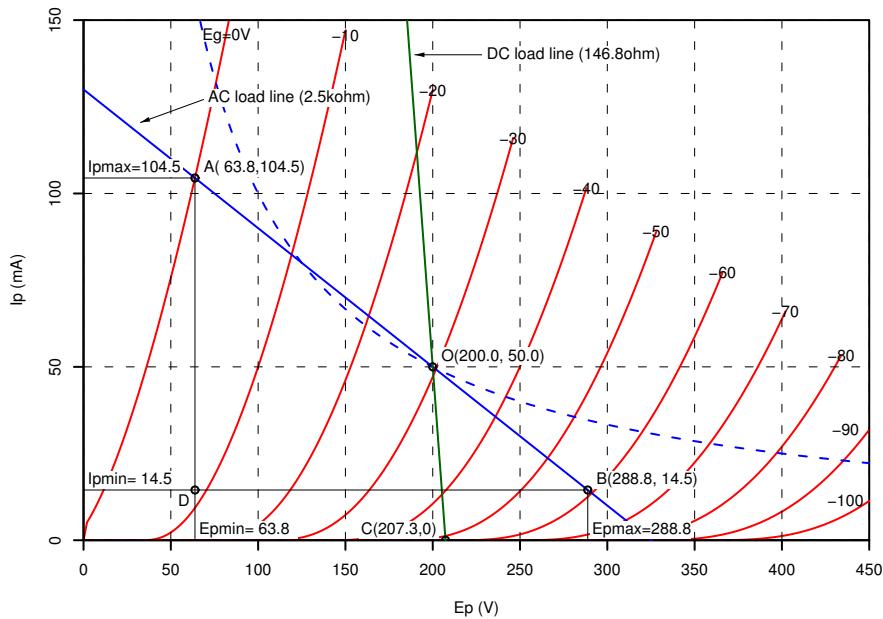


図 5.26: 6EM7 シングルのロードライン

プレート電圧が $E_{p0} = 200 \text{ V}$ になるためには、トランスの巻線抵抗で

$$0.05 \times 146.8 = 7.34 \text{ [V]}$$

の電圧降下が起こるので、供給電圧を $E_{bb} = 207.3 \text{ V}$ とする必要があります。これは図の“C”点です。

さて、 $E_{p0} = 200 \text{ V}$, $I_{p0} = 50 \text{ mA}$ となるグリッド電圧は $E_{g0} = -29.5 \text{ V}$ です。グリッド電流が流れない範囲で正負対称な信号を加えると、グリッド電圧は、 0 V から $-29.5 \times 2 = -59 \text{ V}$ の範

圏で変化します。 $E_g = 0 \text{ V}$ のとき $E_{p\min} = 64.5 \text{ V}$, $I_{p\max} = 104.2 \text{ mA}$ となり、 $E_g = -59 \text{ V}$ のとき $E_{p\max} = 289.9 \text{ V}$, $I_{p\min} = 14.0 \text{ mA}$ となります。

このときの各部の波形は、図??のようになります。また、伝達特性は図??のようになります。

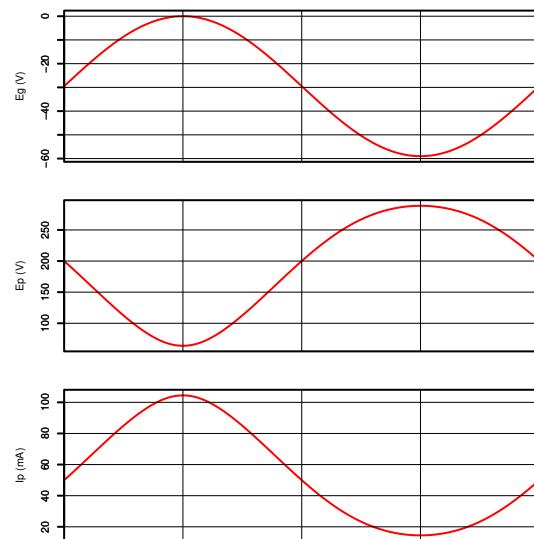


図 5.27: 6EM7 シングルの各部の波形

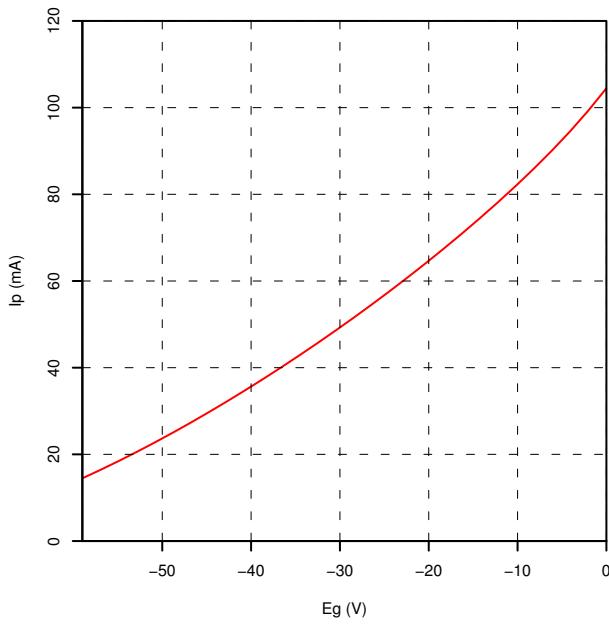


図 5.28: 6EM7 シングルの伝達特性

ご覧のように、出力(プレート電圧、プレート電流)はかなり歪んだ波形になっています。このとき得られる出力はどれくらいでしょうか?

5.8.2 波形が歪んでいる場合の電力

波形が歪んでいる場合の電力を求める前に、正弦波で波形（波高値）と電力の関係を調べます。図??の回路で、抵抗に流れる電流 $i(t)$ が

$$i(t) = I \sin \omega t \quad (5.61)$$

のとき (ω は角周波数で、周波数を f とすると $\omega = 2\pi f$)、抵抗の両端には、

$$e(t) = i(t)R = IR \sin \omega t \quad (5.62)$$

の電圧が生じています。各時刻における瞬間の電力 $p(t)$ は、

$$p(t) = e(t)i(t) = i^2(t)R = I^2 R \sin^2 \omega t \quad (5.63)$$

となります。ここで $\sin^2 \alpha = (1 - \cos 2\alpha)/2$ なので、

$$p(t) = I^2 R \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \quad (5.64)$$

となります。この関係をグラフで表すと、図??のようになります。図からわかるように、瞬間電力の波形は、電圧や電流の周波数の 2 倍の周波数で変動しています。

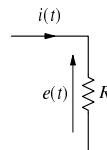


図 5.29: 交流の電力 (回路)

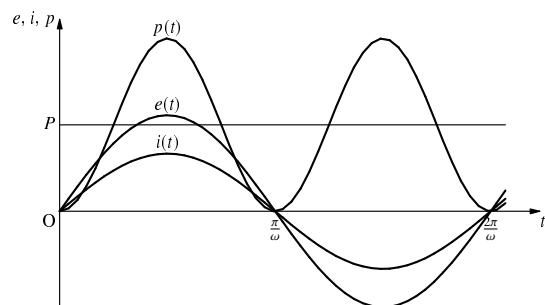


図 5.30: 交流の電力 (波形)

ここで、電力の平均 P は、 $p(t)$ を 1 周期分積分したものを周期 $2\pi/\omega$ で割ったもの、すなわち、

$$P = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} p(t) dt = \frac{\omega}{2\pi} I^2 R \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt \quad (5.65)$$

となります。余弦波をその周期の整数倍の区間で積分しても 0 となるので、

$$P = \frac{\omega}{2\pi} I^2 R \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{1}{2} dt = \frac{I^2 R}{2} \quad (5.66)$$

となります。これと同じ電力を発生する直流電流 I_{rms} は、

$$P = I_{\text{rms}}^2 R \quad (5.67)$$

より、

$$\begin{aligned} I_{\text{rms}}^2 R &= \frac{I^2 R}{2} \\ I_{\text{rms}} &= \frac{I}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (5.68)$$

ですから、交流の波高値 I の $1/\sqrt{2}$ 倍の直流を流せば、平均電力が一致します。電圧についても同様で、交流の波高値 E の $1/\sqrt{2}$ 倍の直流を抵抗に掛ければ、抵抗が発生する平均電力が一致します。

このように、交流を抵抗で消費させたときに、同じエネルギーを発生する直流の値を実効値と呼びます。正弦波の場合、波高値の $1/\sqrt{2}$ 倍が実効値となります。

つぎに、基本波の 2 倍の周波数の歪が加わった場合を考えます。基本波の電流の波高値を I_1 、2 倍の高調波の電流の波高値を I_2 とします。基本波と高調波を加えた電流の波形 $i(t)$ は、基本波の位相を基準とすると、

$$i(t) = I_1 \sin \omega t + I_2 \sin(2\omega t + \theta) \quad (5.69)$$

ここで θ は第 2 次高調波の（基本波を基準とした）位相です。

電力を求めると、

$$\begin{aligned} P &= R \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i^2(t) dt \\ &= R \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \{I_1 \sin \omega t + I_2 \sin(2\omega t + \theta)\}^2 dt \\ &= R \frac{\omega}{2\pi} \left[I_1^2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin^2 \omega t dt + I_1 I_2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin \omega t \sin(2\omega t + \theta) dt + I_2^2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin^2(2\omega t + \theta) dt \right] \end{aligned}$$

ここで、1 番目の定積分と 3 番目の定積分は、 π/ω になることがわかります。2 番目の定積分の部分は、

$$\sin \alpha + \sin \beta = \frac{\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)}{2}$$

という関係を使うと、

$$\int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin \omega t \sin(2\omega t + \theta) dt = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{\cos(-\omega t - \theta) - \cos(3\omega t + \theta)}{2} dt \quad (5.70)$$

となり、さらに

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$$

という関係を使うと、

$$\begin{aligned} &\int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{\cos(-\omega t - \theta) - \cos(3\omega t + \theta)}{2} dt \\ &= \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \cos -\omega t \cos -\theta - \sin -\omega t \sin -\theta dt - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \cos 3\omega t \cos \theta - \sin 3\omega t \sin \theta dt \quad (5.71) \end{aligned}$$

となります。すべての項には $\cos n\omega t$ または $\sin n\omega t$ が含まれてあり、積分すると 0 になります。したがって、電力 P は、

$$P = R \left(\frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} \right) = \frac{I_1^2 R}{2} + \frac{I_2^2 R}{2} \quad (5.72)$$

となります。

すなわち、歪みを含んだ波形の電力は、基本波の成分の電力と、高調波の成分の電力を加えたものになります。ここでは第2次高調波の場合を考えましたが、基本波の整数倍の高調波であれば、ここまで式がすべて成り立ちます。

5.8.3 波形から基本波と歪み成分の大きさを求める

シングル出力段の波形は、基本波の半サイクルで波形が伸び、もう一方の半サイクルでは波形が縮んだものです。このような波形は、2次の高調波によって生じます。したがって、ここでは2次高調波のみが存在する場合を考えます。

基本波の大きさ(波高値)を f 、第2高調波の大きさを h_2 とすると、2つの波を足し合わせた合成波形は、図??のようになります。ここで、図の縦軸はプレート電流 I_p とします。第2高調波の位相は基本波に対して $\pm 90^\circ$ となります。ここで、合成波の始まり(位相0)のプレート電流は、基本波、第2高調波の中心(平均) $I_{p\text{avg}}$ ではなく、 $I_{p\text{avg}} - h_2$ であることに注目してください。ここが無信号時のプレート電流 I_{p0} になります。

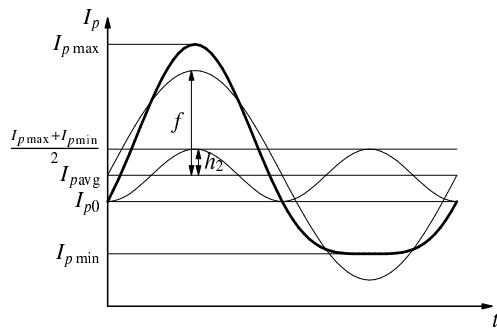


図 5.31: 2 次歪みのみの信号波形

図からわかるように、プレート電流の最大値 $I_{p\text{max}}$ は、

$$I_{p\text{max}} = I_{p0} + f + 2h_2 \quad (5.73)$$

であり、プレート電流の最小値 $I_{p\text{min}}$ は、

$$I_{p\text{min}} = I_{p0} - f + 2h_2 \quad (5.74)$$

です。式(??)から(??)を引くと、

$$\begin{aligned} I_{p\text{max}} - I_{p\text{min}} &= 2f \\ f &= \frac{I_{p\text{max}} - I_{p\text{min}}}{2} \end{aligned} \quad (5.75)$$

式(??)と(??)を加えると、

$$\begin{aligned} I_{p\text{max}} + I_{p\text{min}} &= 2I_{p0} + 4h_2 \\ h_2 &= \frac{I_{p\text{max}} + I_{p\text{min}} - 2I_{p0}}{4} \end{aligned} \quad (5.76)$$

これより、シングル出力段の出力 P_o は、

$$P_o = \frac{(f^2 + h_2^2)R}{2} \quad (5.77)$$

で求められます。

6EM7 の例の出力を求めます。基本波と高調波の波高値は、

$$\begin{aligned} f &= \frac{104.2 - 14.0}{2} = 45.1 \text{ [mA]} \\ h_2 &= \frac{104.2 + 14.0 - 2 \times 50.0}{4} = 4.55 \text{ [mA]} \end{aligned}$$

したがって、出力は、

$$P_o = \frac{(0.0451^2 + 0.00455^2) \times 2500}{2} = 2.57 \text{ [W]}$$

となります。一般に、第 2 次高調波の比率(歪率)は 10% 以下ですから、高調波の電力は基本波の 1% 以下になるので、第 2 次高調波の寄与分を無視して、

$$P_o = \frac{f^2 R}{2} = \frac{(I_{p\max} - I_{p\min})^2 Z_p}{8} \quad (5.78)$$

で計算すればよいことになります。この方法で 6EM7 の出力を計算すると、

$$P_o = \frac{0.0451^2 \times 2500}{2} = 2.54 \text{ [W]}$$

となり、さきほどの計算より約 1% 小さな値となっています。

また、

$$(I_{p\max} - I_{p\min})Z_p = E_{p\max} - E_{p\min}$$

より、

$$P_o = \frac{(E_{p\max} - E_{p\min})(I_{p\max} - I_{p\min})}{8} \quad (5.79)$$

となります。これは図??の、三角形 ABD の面積の 1/4 です。したがって、出力を大きくするということは、この三角形の面積を大きくするということになります。

5.8.4 歪率

プレート電流の波形から、基本波の波高値 f と、第 2 次高調波の波高値 h_2 が求められたので、これらより高調波歪率 D は、

$$D = \frac{h_2}{f} = \frac{\frac{I_{p\max} + I_{p\min} - 2I_{p0}}{4}}{\frac{I_{p\max} - I_{p\min}}{2}} = \frac{I_{p\max} + I_{p\min} - 2I_{p0}}{2(I_{p\max} - I_{p\min})} = \frac{\frac{I_{p\max} + I_{p\min}}{2} - I_{p0}}{I_{p\max} - I_{p\min}} \quad (5.80)$$

で計算できます。

この最後の式の解釈ですが、まず $\frac{I_{p\max} + I_{p\min}}{2}$ について考えます。 $I_{p\max}$ の時点も $I_{p\min}$ の時点も第 2 高調波成分が + となっている時点なので、平均をとれば、基本波の平均のプレート電流 $I_{p\text{avg}}$ よりも h_2 の分だけ高くなっているはずです。そこから I_{p0} を引けば、 h_2 の 2 倍が得られますが、それは高調波の peak-peak 値です。基本波の方も p-p 値すなわち $I_{p\max} - I_{p\min}$ を求め、それを分母としてやれば歪率が計算できるということです。

また、図からわかるように、信号入力時の平均プレート電流 $I_{p\text{avg}}$ は、無信号時のプレート電流 I_{p0} と比べて、第 2 高調波の波高値 h_2 だけ増加します。

6EM7 の例で歪率を計算すると ,

$$D = \frac{4.55}{45.1} = 10.1 [\%]$$

となります .

5.8.5 等価回路

シングル出力段の等価回路 , カソード接地と同じですが , 負荷インピーダンスがトランジストの公称インピーダンスになります (図??) .

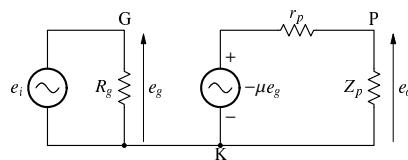


図 5.32: シングル出力段の等価回路

したがって , 出力トランジスト 1 次側までの増幅度 A と , 出力トランジスト 2 次側の出力インピーダンス Z_o は ,

$$A = -\mu \frac{Z_p}{r_p + Z_p} \quad (5.81)$$

$$Z_o = \frac{r_p + r_1}{n^2} + r_2 \quad (5.82)$$

となります . 出力インピーダンスは , 真空管の内部抵抗と出力トランジストの 1 次巻線抵抗を 2 次に換算したものに , 2 次巻線抵抗を加えたものです² .

ダンピングファクター DF は ,

$$DF \equiv \frac{\text{負荷インピーダンス}}{Z_o} \quad (5.83)$$

で定義されます .

6EM7 のゲインと出力インピーダンスは , 動作点の三定数が $\mu = 5.0255$, $r_p = 931.21 \Omega$, $g_m = 5397 \text{ mS}$ なので ,

$$A = -5.0255 \frac{2546}{931.21 + 2546} = -3.680 \quad (5.84)$$

$$Z_o = \frac{931.21 + 146.8}{16.7132^2} + 0.66 = 4.519 [\Omega] \quad (5.85)$$

となります .

² ここでは鉄損を無視しています .

5.8.6 シミュレーション

5.8.7 負荷インピーダンスを変化させる

5.8.8 動作点を変化させる

5.8.9 2次歪みと動作点の移動

5.8.10 NFB をかけた場合

5.9 プッシュプル

5.9.1 プッシュプルのロードライン

ここでは、1次インピーダンスが $5\text{k}\Omega$ のプッシュプル用のトランスを例にします。ある瞬間、図 ?? のような電圧、電流が 1 次側に現れたとします。この場合、1 次側の各巻線を流れる電流は等し

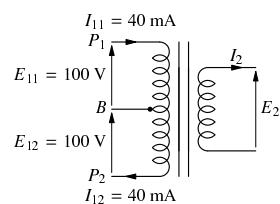


図 5.33: プッシュプル用のトランスの電圧・電流の例

いので、B には電流が流れていません。したがって、シングル用のトランスの場合とまったく同じ動作をしています。1 次側の電圧と電流より、1 次インピーダンス Z_1 は、

$$Z_1 = \frac{100 + 100}{0.04} = 5000\Omega \quad (5.86)$$

となり、確かに $5\text{k}\Omega$ です。この点を E_{11} - I_1 平面上で示すと（ここで $I_1 = I_{11} + I_{12}$ ），図 ?? の A 点になります。このとき、2 次側には $200 \times 0.04 = 8\text{W}$ の（瞬時）電力が伝わっています。この直線の傾

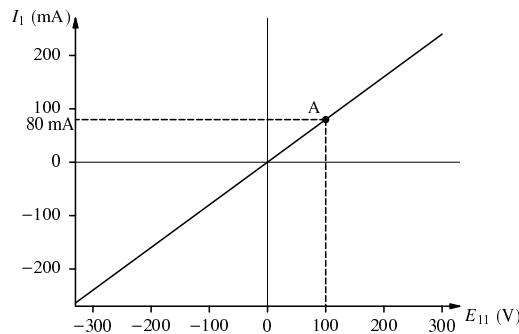


図 5.34: プッシュプル用のトランスのロードライン

きは、

$$\frac{100}{0.08} = 1250\Omega \quad (5.87)$$

となります。このように、 $E_{11}-I_1$ 平面上でロードラインを引くと、インピーダンスが公称 1 次インピーダンス Z_1 の $1/4$ のように見えます。なぜなら、公称インピーダンスは P_1-P_2 間の電圧と電流で定まるのに対し、 $E_{11}-I_1$ 平面上では、電圧はその半分になり、電流はそれぞれの巻線の電流の和(2 倍)になるからです。これを式で表わすと、

$$Z_1 = \frac{E_{11} + E_{12}}{I_1/2} = 4 \frac{E_{11}}{I_1} = 4Z_s \quad (5.88)$$

ここで、 Z_s は $E_{11}-I_1$ 平面上でみたトランスの合成インピーダンスです。また、 $I_1 = I_{11} + I_{12}$ より、

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{11} + I_{12} \\ \frac{I_1}{E_{11}} &= \frac{I_{11}}{E_{11}} + \frac{I_{12}}{E_{11}} \\ \frac{1}{Z_s} &= \frac{1}{Z_{11}} + \frac{1}{Z_{12}} \end{aligned} \quad (5.89)$$

となり、各巻線のインピーダンスの並列合成インピーダンスは、トランスの合成 1 次インピーダンス(公称 1 次インピーダンスの $1/4$)となることがわかります。

ここでは、1 次インピーダンスを確認するために $I_{11} = I_{12}$ としてみました。2 次側の負荷インピーダンス Z_2 が一定で、2 次側にある出力 P_o が現れているというとき、2 次巻線の電圧 E_2 は一意に定まります。このとき、1 次巻線の電圧は、 E_2 と巻数比 n によって定まります。また電力の口数がないことから、式(??)より $I_1 = I_{11} + I_{12}$ も一意に定まります。 E_2 が 2 倍になれば、 I_2 も 2 倍になりますが、同時に E_{11} も 2 倍になり、 I_1 も 2 倍になります。すなわち、 E_{11} と I_1 は比例し、その軌跡は直線になります。2 次につながれた負荷に支配されるのは、 E_{11} と I_1 の関係であって、さまざまな I_{11} と I_{12} の組み合わせがあってよいのです。

ここまでで、プッシュプルのトランスでは、1 次の各巻線に流れる電流 I_{11}, I_{12} ではなく、電流の和 I_1 が重要であることがわかりました。

5.10 差動出力段

5.11 SEPP

第6章 負帰還(工事中)

6.1 時定数が1段の場合の周波数特性

中域の利得を A_M , 低域の時定数を T_L , 高域の時定数を T_H とすると, 利得は次の式で表わされます.

$$\begin{aligned} A &= A_M \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_L}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega T_H} \\ &= A_M \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_L}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega T_H} \\ &= A_M \frac{1}{(1 + \frac{T_H}{T_L}) + j(\omega T_H - \frac{1}{\omega T_L})} \end{aligned} \quad (6.1)$$

ここで, $T_L \gg T_H$ とすれば, $T_H/T_L \approx 0$ なので,

$$A \approx A_M \frac{1}{1 + j(\omega T_H - \frac{1}{\omega T_L})}$$

となります. これに F の負帰還を掛けると, 帰還後の利得 A' は,

$$\begin{aligned} A' &= \frac{A}{1 + A\beta} \\ &\approx \frac{A_M}{1 + j(\omega T_H - \frac{1}{\omega T_L}) + A_M\beta} \\ &= \frac{A_M}{1 + A_M\beta + j(\omega T_H - \frac{1}{\omega T_L})} = \frac{A_M}{F + j(\omega T_H - \frac{1}{\omega T_L})} \\ &= \frac{A_M}{F} \cdot \frac{1}{1 + j(\omega T_H/F - \frac{1}{\omega F T_L})} \\ &\approx \frac{A_M}{F} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_H}{F^2 T_L} + j(\omega T_H/F - \frac{1}{\omega F T_L})} \\ &= \frac{A_M}{F} \cdot \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega F T_L}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega T_L/F} \end{aligned} \quad (6.2)$$

となり, 中域の利得が A_M/F , 低域の時定数が $T'_L = FT_L$ と F 倍になり, 高域の時定数が $T'_H = T_H/F$ と $1/F$ 倍になります. すなわち, カットオフ周波数が上下にそれぞれ F 倍拡大されます. 図??に, $A_M = 1000$ (60 dB), $F = 10$ (20 dB) の場合の利得の周波数特性を示します.

6.2 時定数が2段の場合の周波数特性

中域の利得を A_M , 低域の時定数を T_{L1}, T_{L2} とすると, 低域の利得 A_L は次の式で表されます.

$$A_L = A_M \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_{L1}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_{L2}}}$$

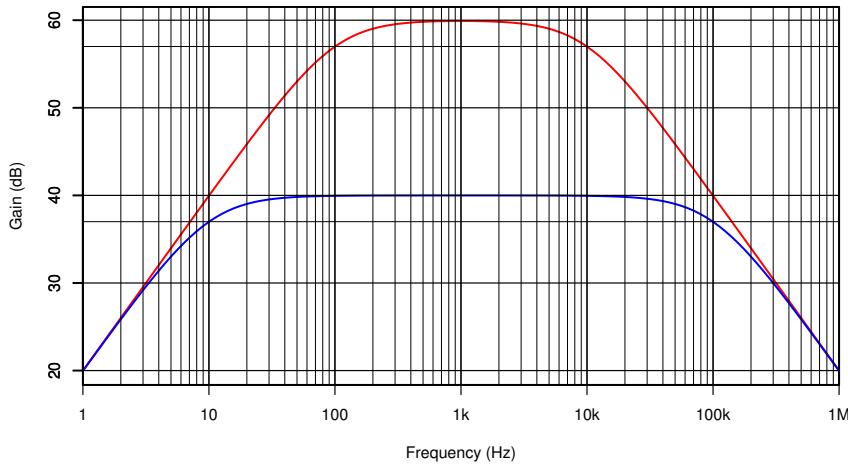


図 6.1: 負帰還による周波数特性の改善

$$= A_M \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_{L1}}} \cdot \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_{L2}}}$$

ここで, $x = 1/\omega T_{L1}$, $n = T_{L2}/T_{L1}$ とおくと,

$$A_L = A_M \frac{1}{1 - jx} \cdot \frac{1}{1 - j\frac{x}{n}} \quad (6.3)$$

$$= A_M \frac{1}{(1 - \frac{x^2}{n}) - jx(1 + \frac{1}{n})} \quad (6.4)$$

負帰還率 β の負帰還をかけた場合, 低域の利得 A'_L は次の式のようになります.

$$A'_L = \frac{A_L}{1 + A_L \beta} \quad (6.5)$$

$$= \frac{A_M}{(1 - \frac{x^2}{n}) - jx(1 + \frac{1}{n}) + A_M \beta} \quad (6.6)$$

$$= \frac{A_M}{(1 + A_M \beta - \frac{x^2}{n}) - jx(1 + \frac{1}{n})} \quad (6.7)$$

中域の負帰還量を $1 + A_M \beta = F_M$ とおくと,

$$A'_L = \frac{A_M}{(F_M - \frac{x^2}{n}) - jx(1 + \frac{1}{n})} \quad (6.8)$$

となって, 周波数特性の形状は, 中域の利得 A_M とは関係のないことがわかります.

利得の大きさ(絶対値)は,

$$|A'_L| = A_M \frac{1}{\sqrt{(F_M - \frac{x^2}{n})^2 + x^2(1 + \frac{1}{n})^2}} \quad (6.9)$$

$X = x^2$ とおくと, 式(??)の分母の根号の中は, 次のようになります.

$$\left(F_M - \frac{X}{n}\right)^2 + X\left(1 + \frac{1}{n}\right)^2 \quad (6.10)$$

$$= \frac{1}{n^2} X^2 + \left\{ \left(1 + \frac{1}{n} \right)^2 - \frac{2F_M}{n} \right\} X + F_M^2 \quad (6.11)$$

$$= \frac{1}{n^2} \left\{ X^2 + (n^2 + 2n + 1 - 2nF_M)X + n^2 F_M^2 \right\} \quad (6.12)$$

$$= \frac{1}{n^2} \left\{ \left(X - \frac{2nF_M - (n+1)^2}{2} \right)^2 + n^2 F_M^2 - \left(\frac{2nF_M - (n+1)^2}{2} \right)^2 \right\} \quad (6.13)$$

$$= \frac{1}{n^2} \left(X - \frac{2nF_M - (n+1)^2}{2} \right)^2 + \frac{(n+1)^2}{n} F_M - \frac{(n+1)^4}{4n^2} \quad (6.14)$$

したがって、分母が最小になる（すなわち $|A'_{Lp}|$ が最大になる）のは、 $X = nF_M - (n+1)^2/2$ のとき（すなわち $x = x_p \equiv \sqrt{nF_M - (n+1)^2/2}$ のとき）で、このときの角周波数を ω_p とすれば、

$$\omega_p = \frac{1}{T_{L1} x_p} = \frac{1}{T_{L1} \sqrt{nF_M - \frac{(n+1)^2}{2}}} \quad (6.15)$$

であり、このときの利得 $|A'_{Lp}|$ は、

$$|A'_{Lp}| = A_M \frac{1}{\sqrt{\frac{(n+1)^2}{n} F_M - \frac{(n+1)^4}{4n^2}}} \quad (6.16)$$

となります。中域の利得 $A'_M = A_M/F_M$ に対するこのピークの大きさ P は、

$$P = \frac{|A'_{Lp}|}{A'_M} = \frac{F_M}{\sqrt{\frac{(n+1)^2}{n} F_M - \frac{(n+1)^4}{4n^2}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(n+1)^2}{nF_M} - \frac{(n+1)^4}{4n^2 F_M^2}}} \quad (6.17)$$

となります。この根号の中が 1 以上であれば、ピークを生じることはありません。 $N = (n+1)^2/n$ とおけば、この条件は、

$$\frac{N}{F_M} - \frac{N^2}{4F_M^2} \geq 1 \quad (6.18)$$

$$NF_M - \frac{N^2}{4} \geq F_M^2 \quad (6.19)$$

$$F_M^2 - NF_M + \frac{N^2}{4} \leq 0 \quad (6.20)$$

$$\left(F_M - \frac{N}{2} \right)^2 \leq 0 \quad (6.21)$$

$$F_M = \frac{N}{2} = \frac{(n+1)^2}{2n} \quad (6.22)$$

帰還量がこれより少ない場合は、式(??)の根号の中が負になり、ピークを生じないことになります。図??に、スタガ比を 1 とした場合に、負帰還量を変えた場合の利得と位相の周波数特性を示します。

ここで、スタガ比が n のとき、ピークを P まで許容した場合に、どれだけの負帰還を掛けられるかを考えます。式(??)を F_M について解くと、

$$\frac{1}{P^2} F_M^2 - \frac{(n+1)^2}{n} F_M + \frac{(n+1)^4}{4n^2} = 0 \quad (6.23)$$

$$F_M = \frac{\frac{(n+1)^2}{n} \pm \sqrt{\frac{(n+1)^4}{n^2} (1 - 1/P^2)}}{2/P^2} = \frac{P^2(n+1)^2}{2n} (1 \pm \sqrt{1 - 1/P^2}) \quad (6.24)$$

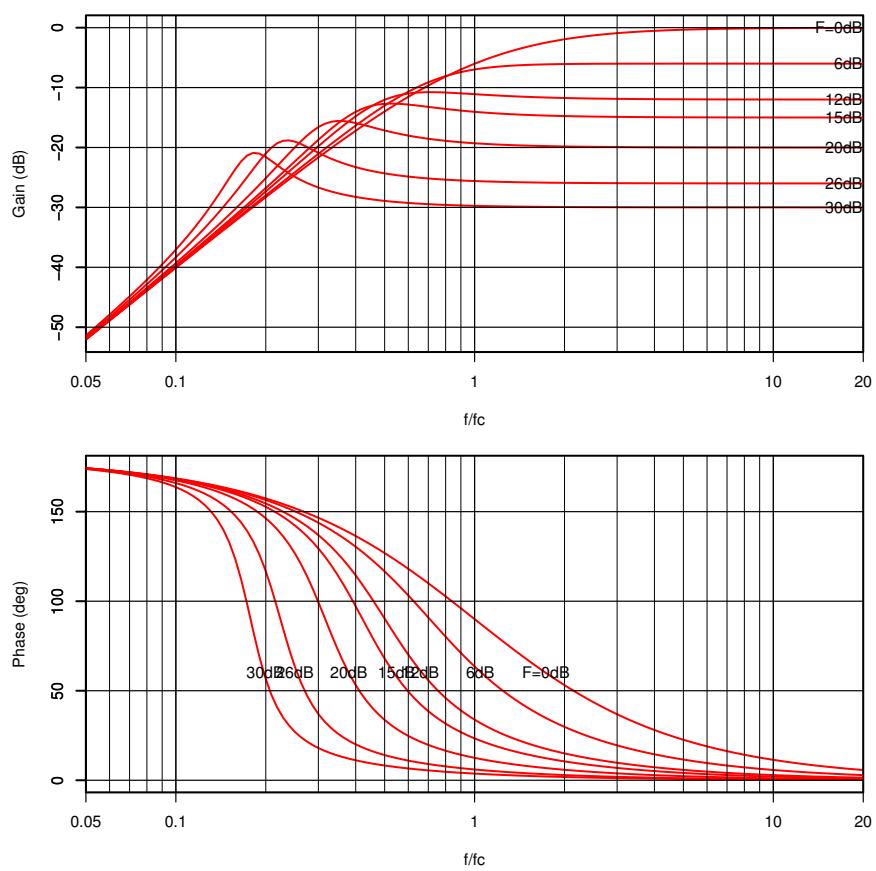


図 6.2: スタガ比が 1 の場合の周波数特性

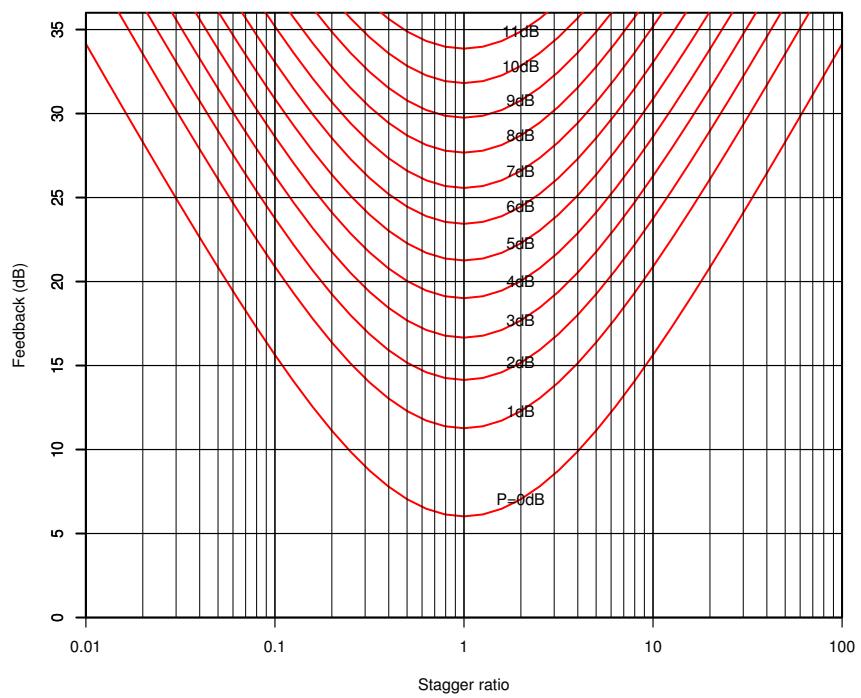


図 6.3: スタガ比と帰還量とピークの関係

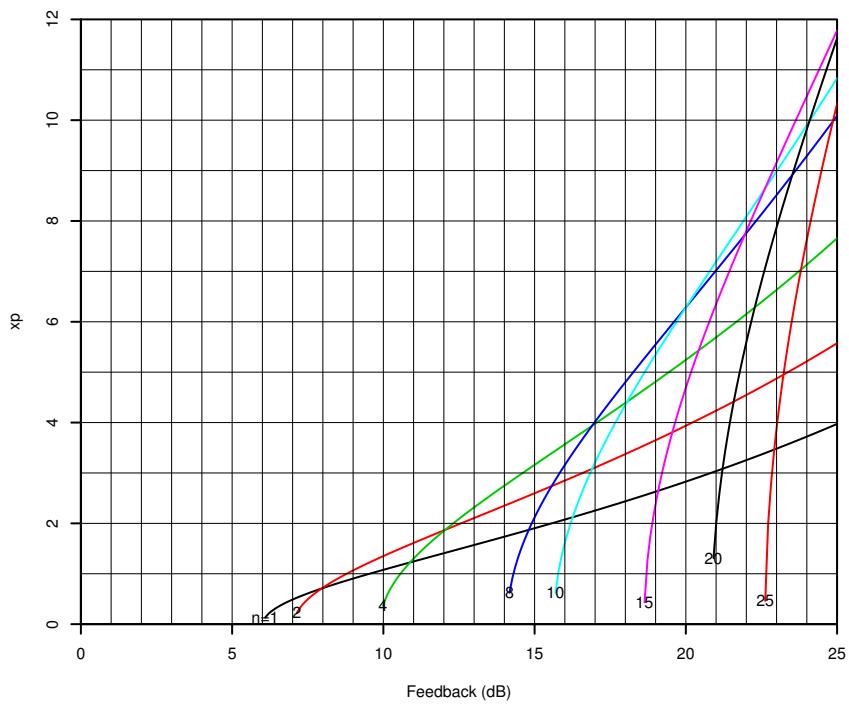


図 6.4: 帰還量とピークの位置 ($n \geq 1$)

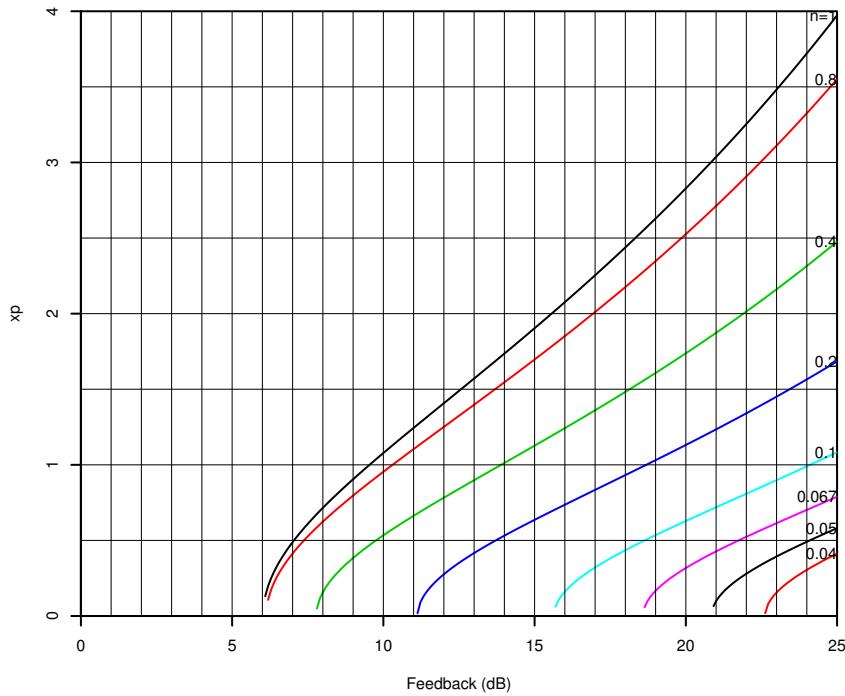


図 6.5: 帰還量とピークの位置 ($n \leq 1$)

符号が負の場合はピークが生じないので、解を与える符号は正です。この関係をグラフで表すと、図??のようになります。また、各種のスタガ比に対する帰還量とピークの位置の関係は、図??、??のようになります。

これらの図の使い方ですが、たとえば、スタガ比を $n = 1$ 、時定数を $T_{L1} = T_{L2} = 25 \mu\text{F} \cdot \text{k}\omega(\text{ms})$ 、負帰還量を $F = 10$ (20 dB) とします。このとき、図??より、ピークの大きさは $P = 4.44 \text{ dB}$ となります。また、図??より、ピークの位置は $x_p = 2.83$ から、

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T_{L1} x_p} = 2.25 [\text{Hz}] \quad (6.25)$$

となります。ここで、スタガ比を $n = 10$ として、 $T_{L2} = 250 \mu\text{F} \cdot \text{k}\Omega$ とすると、ピークの大きさは $P = 0.74 \text{ dB}$ となり、ピークの位置は、 $x_p = 6.28$ より $f_p = 1.01 [\text{Hz}]$ となります。ここで、スタガ比を $n = 0.1$ として、 $T_{L2} = 2.5 \mu\text{F} \cdot \text{k}\Omega$ とすると、ピークの大きさは同じく $P = 0.74 \text{ dB}$ ですが、ピークの位置は、 $x_p = 0.628$ より $f_p = 10.1 [\text{Hz}]$ となります。この3通りの場合の利得の周波数特性は、図??のようになります。

6.3 時定数が3段の場合の周波数特性

中域の利得を A_M 、低域の時定数を T_{L1}, T_{L2}, T_{L3} とすると、低域の利得 A_L は次の式で表されます。

$$A_L = A_M \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_{L1}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_{L2}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T_{L3}}}$$

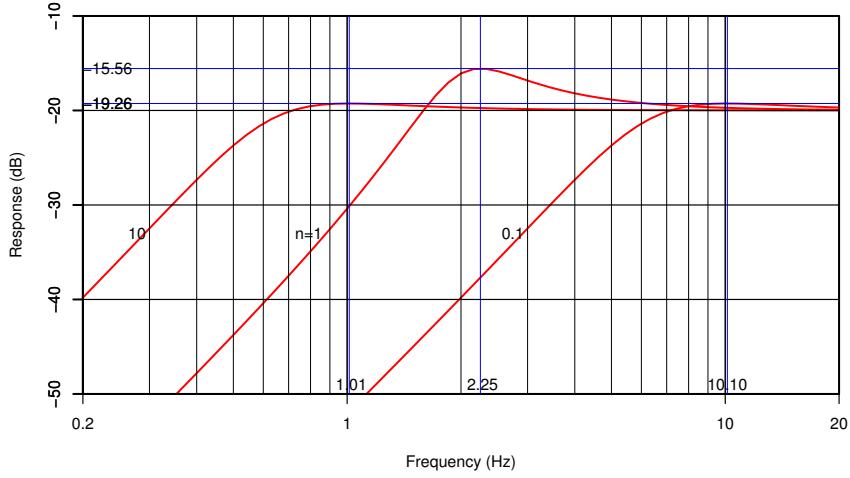


図 6.6: 各種スタガ比と周波数特性 ($F = 10$)

$$= A_M \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_{L1}}} \cdot \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_{L2}}} \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega T_{L3}}}$$

ここで, $x = 1/\omega T_{L1}$, $T_{L2} = nT_{L1}$, $T_{L3} = mT_{L1}$ とおくと,

$$\begin{aligned} A_L &= A_M \frac{1}{1 - jx} \cdot \frac{1}{1 - jx/n} \cdot \frac{1}{1 - jx/m} \\ &= A_M \frac{1}{1 - x^2(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm}) - jx(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{x^2}{nm})} \end{aligned}$$

負帰還率 β の負帰還をかけた場合, 低域の利得 A'_L は次の式のようになります.

$$\begin{aligned} A'_L &= \frac{A_L}{1 + A_L \beta} \\ &= \frac{A_M}{1 - x^2(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm}) - jx(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{x^2}{nm}) + A_M \beta} \\ &= \frac{A_M}{1 + A_M \beta - x^2(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm}) - jx(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{x^2}{nm})} \end{aligned}$$

中域の負帰還量を $1 + A_M \beta = F_M$ とおくと,

$$A'_L = \frac{A_M}{F_M - x^2(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm}) - jx(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{x^2}{nm})} \quad (6.26)$$

となります. 利得の絶対値 $|A'_L|$ は,

$$|A'_L| = A_M \frac{1}{\sqrt{\left(F_M - x^2(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm})\right)^2 + x^2(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{x^2}{nm})^2}} \quad (6.27)$$

$X = x^2$ とおくと, 式(??)の根号の中は,

$$\left\{F_M - X\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm}\right)\right\}^2 + X\left(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} - \frac{X}{nm}\right)^2$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{X^3}{n^2m^2} + \left\{ \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm} \right)^2 - 2 \left(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} \right) \frac{1}{nm} \right\} X^2 \\
&\quad + \left\{ \left(1 + \frac{1}{n} + \frac{1}{m} \right)^2 - 2F_M \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{m} + \frac{1}{nm} \right) \right\} X + F_M^2 \\
&= \frac{1}{n^2m^2} [X^3 + (n^2 + m^2 + 1)X^2 + \{(nm + n + m)^2 - 2F_M nm(n + m + 1)\}X + n^2m^2 F_M^2] \quad (6.28)
\end{aligned}$$

脚注¹より、分母が正の極小値を持つ、すなわち利得にピークが生じる条件は、

$$\begin{aligned}
-a + \sqrt{a^2 - 3b} &> 0 \\
-b &> 0 \\
2F_M nm(n + m + 1) - (nm + n + m)^2 &> 0 \\
F_M &> \frac{(nm + n + m)^2}{2nm(n + m + 1)}
\end{aligned}$$

ピークの位置は、

$$x^2 = X = \frac{-a + \sqrt{a^2 - 3b}}{3} = \frac{-a + \sqrt{D}}{3} \quad (6.30)$$

またその時の利得 $|A'_{Lp}|$ は、

$$\begin{aligned}
|A'_{Lp}| &= A_M \frac{nm}{\sqrt{\frac{2}{27}D(a - \sqrt{D}) - \frac{1}{9}ab + c}} \\
&= A_M \frac{nm}{\sqrt{-\frac{2}{9}DX - \frac{1}{9}ab + c}}
\end{aligned}$$

¹関数 $f(x) = x^3 + ax^2 + bx + c$ が極小値を持つ条件は、 $f'(x) = 0$ なる x が存在することです。すなわち、

$$\begin{aligned}
f'(x) &= 3x^2 + 2ax + b = 0 \\
x &= \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 3b}}{3}
\end{aligned}$$

複合は、正が極小値に対応し、負が極大値に対応します。 $D = a^2 - 3b$ とおくと、 $D > 0$ の場合に極小値を持ちます。 $D < 0$ の場合は単調増加となります。極小値 f_{\min} は、

$$f_{\min} = \frac{2}{27}D(a - \sqrt{D}) - \frac{1}{9}ab + c \quad (6.29)$$

です。

付録A 基礎知識

A.1 抵抗 , コンデンサ , インダクタ

A.1.1 抵抗

図??に示すように，抵抗 R に流れる電流を i_R , R の両端子間の電圧を v_R とすれば，次の関係が成立します。

$$v_R = i_R R \quad (\text{A.1})$$

$$i_R = \frac{v_R}{R} \quad (\text{A.2})$$

$$R = \frac{v_R}{i_R} \quad (\text{A.3})$$

これはオームの法則と呼ばれているものです。

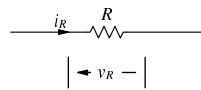


図 A.1: 抵抗素子

A.1.2 インダクタ

図??に示すように，インダクタンスが L のインダクタに流れる電流 i_L が，時間 Δt の間に Δi_L だけ増加する場合，インダクタの両端子間の電圧 v_L は，次の式で与えられます。

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (\text{A.4})$$

$\Delta t \rightarrow 0$ の極限をとれば，

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{A.5})$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt \quad (\text{A.6})$$

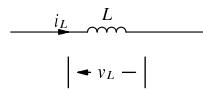


図 A.2: インダクタンス素子

正弦波の場合、複素数表示で表すと、次のようにになります。

$$Z_L = j\omega L \quad (\text{A.7})$$

$$v_L = i_L Z_L \quad (\text{A.8})$$

$$i_L = \frac{v_L}{Z_L} \quad (\text{A.9})$$

$$Z_L = \frac{v_L}{i_L} \quad (\text{A.10})$$

ここで、 j は虚数単位 ($j^2 = -1$)、 ω は角周波数 ($\omega = 2\pi f$)、 f は周波数です。

A.1.3 コンデンサ

図??に示すように、静電容量が C のコンデンサに電流 i_C が時間 Δt だけ流れるとき、コンデンサに蓄積される電荷 q の増加を Δq とし、コンデンサの端子電圧 v_C の増加を Δv_C とすれば、

$$i_C \Delta t = \Delta q = C \Delta v_C \quad (\text{A.11})$$

$$i_C = C \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (\text{A.12})$$

$\Delta t \rightarrow 0$ の極限をとれば、

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (\text{A.13})$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (\text{A.14})$$

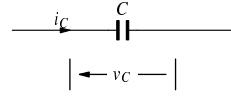


図 A.3: 静電容量素子

正弦波の場合、複素数表示で表すと、次のようにになります。

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{A.15})$$

$$v_C = i_C Z_C \quad (\text{A.16})$$

$$i_C = \frac{v_C}{Z_C} \quad (\text{A.17})$$

$$Z_C = \frac{v_C}{i_C} \quad (\text{A.18})$$

A.2 分圧、分流

A.2.1 分圧回路(直列接続)

図??のように、2つの抵抗 R_1, R_2 を直列に接続し、その両端に V という電圧が掛かっている場合を考えます。2本の抵抗に流れる電流は等しいので、それを I とします。それぞれの抵抗の両端

の電圧を V_1, V_2 とすれば、それぞれの抵抗についてオームの法則が成り立つので、

$$\begin{aligned} V_1 &= IR_1 \\ V_2 &= IR_2 \end{aligned}$$

したがって、

$$V = V_1 + V_2 = IR_1 + IR_2 = I(R_1 + R_2) \quad (\text{A.19})$$

となります。これより、2本の抵抗の合成抵抗 R は、

$$R = \frac{V}{I} = R_1 + R_2 \quad (\text{A.20})$$

となります。つまり、2本の抵抗を直列に接続すると、抵抗値が2本の抵抗値の和と等しい抵抗に見えることになります。

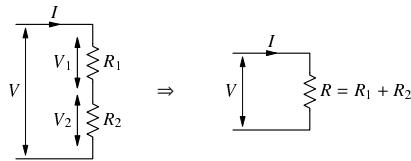


図 A.4: 抵抗の直列接続

また、下側の抵抗の両端に発生する電圧 V_2 と、全体の電圧 V の関係は、

$$V_2 = IR_2 = \frac{V}{R_1 + R_2} R_2 = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.21})$$

となり、抵抗値の比率で電圧が分圧されていることがわかります。

ここでは抵抗を用いましたが、 R の替わりに Z_L, Z_C を用いれば、インダクタ、コンデンサ等に対しても同様な式が成り立ちます。

A.2.2 分流回路(並列接続)

図??のように、2つの抵抗 R_1, R_2 を並列に接続し、その両端に V という電圧が掛かっている場合を考えます。それぞれの抵抗に流れる電流を I_1, I_2 とすれば、それぞれの抵抗についてオームの法則が成り立つので、

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V}{R_1} \\ I_2 &= \frac{V}{R_2} \end{aligned}$$

したがって、回路全体に流れる電流 I は、

$$I = I_1 + I_2 = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (\text{A.22})$$

となります。これより、2本の抵抗の合成抵抗 R は、

$$R = \frac{V}{I} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.23})$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad (\text{A.24})$$

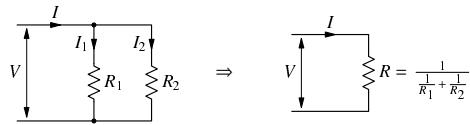


図 A.5: 抵抗の並列接続

となります。つまり、2本の抵抗を並列に接続すると、アドミッタンス(抵抗値の逆数)が2本の抵抗のアドミッタンスの和と等しい抵抗に見えることになります。

また、右側の抵抗を流れる電流 I_2 と、全体の電流 I の関係は、

$$I_2 = \frac{V}{R_2} = \frac{IR}{R_2} = I \frac{1}{R_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = I \frac{\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (\text{A.25})$$

となり、アドミッタンスの比率で電流が分流されていることがわかります。

A.3 テブナンの定理、ノートンの定理

A.3.1 テブナンの定理

電源と抵抗からなる2端子の回路があるとき、その回路は、1つの電圧源と1つの抵抗からなる等価な回路で置き換えることができます。電圧源の電圧は、2つの端子を開放したときの電圧で、抵抗は、回路内の電圧源を短絡し、電流源を開放して測定した2端子間の抵抗になります(図??)。

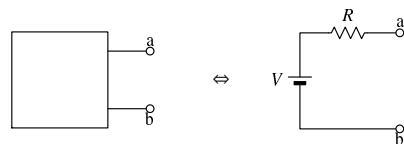


図 A.6: テブナンの定理

たとえば、電圧源と抵抗からなる図??の回路に、任意の負荷を接続した場合のa-b間の電圧を知りたいとします。

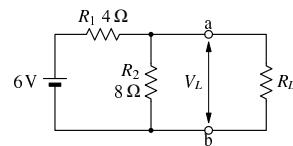


図 A.7: 電圧源と抵抗からなる回路と負荷抵抗

開放電圧 V_o は、

$$V_o = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6 \frac{8}{4 + 8} = 4 \text{ [V]}$$

となります。電圧源を短絡したa-b間の抵抗 R_i は、

$$R_i = R_1 // R_2 = 4 // 8 = \frac{4 \cdot 8}{4 + 8} = 2.667 \text{ [\Omega]}$$

となります。したがって、この回路は図??と等価であり、任意の抵抗を a–b 間に接続した場合の a–b 間の電圧は、

$$V_L = V_o \frac{R_L}{R_i + R_L} = 4 \frac{R_L}{2.667 + R_L}$$

で求められることになります。

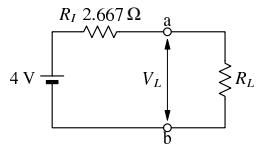


図 A.8: テブナンの定理による等価回路

付録B 真空管のモデル

B.1 三極管のモデル

B.1.1 特性曲線の特徴

「オーディオ用真空管マニュアル」[1]によれば、三極管の特性曲線には次のような特徴があります。

1. バイアスが0Vのときよりも、 $-0.5 \sim -0.8$ Vくらい負のときのほうが、原点を通る曲線に近くなっている。
2. カットオフのところの $\mu(\mu_c)$ はプレート電圧のいかんによらず一定である。
3. バイアスのうんと浅いところでは μ は一定であって、このときの μ を μ_m とすれば $\mu_m = 1.5\mu_c$ に近い。
4. プレート電圧が一定のときの g_m は、ほぼプレート電流 I_p の0.6乗に比例する。
5. E_p/E_g が一定なら μ が一定である。

これらの性質を満たす関数 $I_p(E_p, E_g)$ は次のようにになります。

$$I_p(E_p, E_g) = G \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left\{ \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right) E_p \right\}^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \quad (\text{B.1})$$

ここで、 $E_{gg} = E_g + 0.6$ で、 α は約0.6です。上の式は、 $E_{gg} \leq 0$ かつ $E_p \geq -\mu_c E_{gg}$ の範囲で近似的に成り立ちます。

B.1.2 三定数

この式から三定数を求めます。相互コンダクタンス g_m は、

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{\partial I_p}{\partial E_g} \\ &= \frac{1}{1-\alpha} G \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left\{ \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right) E_p \right\}^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}-1} \\ &= \frac{I_p}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

内部抵抗 r_p を直接求めるのは難しいので、 r_p の逆数を求めます。

$$\frac{1}{r_p} = \frac{\partial I_p}{\partial E_p}$$

$$\begin{aligned}
&= G \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} \left\{ \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha} \right) E_p^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}-1} \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \right. \\
&\quad \left. + E_p^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{\mu_c} \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}-1} \right\} \\
&= G \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} E_p^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-\alpha}} \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \\
&\quad \times \left\{ \frac{1-3\alpha}{2(1-\alpha)} \cdot \frac{1}{E_p} + \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{\mu_c} \cdot \frac{1}{E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}} \right\} \\
&= \frac{I_p}{1-\alpha} \left(\frac{1-3\alpha}{2} \cdot \frac{1}{E_p} + \frac{1}{\mu_c} \cdot \frac{1}{E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}} \right)
\end{aligned} \tag{B.4}$$

最後に増幅率 μ は , g_m と r_p の積で求めます .

$$\begin{aligned}
\mu &= g_m r_p = \frac{1}{E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}} \cdot \frac{1}{\frac{1-3\alpha}{2} \cdot \frac{1}{E_p} + \frac{1}{\mu_c} \cdot \frac{1}{E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}}} \\
&= \frac{1}{\left(\frac{E_{gg}}{E_p} + \frac{1}{\mu_c} \right)^{\frac{1-3\alpha}{2}} + \frac{1}{\mu_c}} = \frac{1}{\frac{3-3\alpha}{2} \cdot \frac{1}{\mu_c} + \frac{1-3\alpha}{2} \cdot \frac{E_{gg}}{E_p}}
\end{aligned} \tag{B.5}$$

ここで , 前述した三極管の特性曲線の特徴が満たされているか , 調べてみます . まず , ??ですが , 式(??)より , プレート電流 I_p は $E_g = -0.6$ のときに E_p の 1.5 乗に比例します .

??に関してですが , カットオフのところでは , 式(??)より $E_{gg} + E_p/\mu_c = 0$ ですから , μ は μ_c となります .

??については , 式(??)の E_{gg} に 0 を代入すると , これが μ_m となり ,

$$\mu_m = \frac{2}{3-3\alpha} \mu_c \approx 1.67 \mu_c \tag{B.6}$$

となります .

??の関係が成立するかどうかを調べます . 式(??), (??)を $E_{gg} + E_p/\mu_c$ について解きます . 式(??)より ,

$$E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} = \frac{I_p^{1-\alpha}}{G^{1-\alpha} \frac{3-3\alpha}{2} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{1-3\alpha}{2}} E_p^{\frac{1-3\alpha}{2}}} \tag{B.7}$$

式(??)より ,

$$E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c} = \frac{\{(1-\alpha)g_m\}^{\frac{1-\alpha}{\alpha}}}{G^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{1-3\alpha}{2\alpha}} E_p^{\frac{1-3\alpha}{2\alpha}}} \tag{B.8}$$

式(??)と式(??)の右辺が等しいとおき , g_m について解くと ,

$$\begin{aligned}
\{(1-\alpha)g_m\}^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} &= \frac{G^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{1-3\alpha}{2\alpha}} E_p^{\frac{1-3\alpha}{2\alpha}} I_p^{1-\alpha}}{G^{1-\alpha} \frac{3-3\alpha}{2} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{1-3\alpha}{2}} E_p^{\frac{1-3\alpha}{2}}} \\
&= G^{\frac{(1-\alpha)^2}{\alpha}} \left(\frac{3-3\alpha}{2} \right)^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{(1-3\alpha)(1-\alpha)}{2\alpha}} E_p^{\frac{(1-3\alpha)(1-\alpha)}{2\alpha}} I_p^{1-\alpha} \\
g_m &= \frac{3}{2} I_p^\alpha G^{1-\alpha} E_p^{\frac{1}{2}-\frac{3}{2}\alpha} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{1}{2}-\frac{3}{2}\alpha}
\end{aligned} \tag{B.9}$$

式(??)は、[1, p. 124]に記載されている式です¹。

??は、式(??)より明らかです。

B.1.3 三極管のグリッド電流モデル

グリッドが正の場合のカソード電流

これまで $E_{gg} \leq 0$ の場合について考えてきましたが、ここで、 $E_{gg} > 0$ の場合を考えます。
 $E_{gg} > 0$ の場合、インゼル効果²を考えなくてもよいので、 μ は μ_m で一定と仮定します。

三極管のカソードから流れる電流は、グリッドの位置にプレートがある二極管(等価二極管)を考え、そのプレート電圧(有効電圧)を

$$E_{st} = E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_m} \quad (\text{B.10})$$

として考えます。グリッド電圧が正の領域ではインゼル効果を考える必要がないので、等価二極管のプレート電流(カソード電流)は、プレート電圧の 1.5 乗に比例します。したがって、カソード電流は、

$$I_k = G' E_{st}^{1.5} = G' \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_m} \right)^{1.5} \quad (\text{B.11})$$

と表せます。ここで、 G' は等価二極管のパービアンスです。

G' を求めます。 $E_{gg} = 0$ のときの I_p は、式(??)より、

$$I_p = G \left(\frac{3 - 3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} E_p^{3/2}$$

で、 $E_{gg} = 0$ のときの I_k は、式(??)により

$$I_k = G' \left(\frac{E_p}{\mu_m} \right)^{1.5}$$

で、両者が一致するので、

$$G' = G \left(\frac{3 - 3\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \mu_m^{3/2}$$

式(??)を用いて、

$$\begin{aligned} G' &= G \mu_m^{-\frac{1}{1-\alpha}} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right)^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} \mu_m^{3/2} \\ &= G \left\{ \mu_m \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m} \right) \right\}^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} = G \left(\frac{\mu_m}{\mu_c} - 1 \right)^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} \\ &= G \left(\frac{3\alpha - 1}{3 - 3\alpha} \right)^{\frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha}} \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

となります。

グリッド電圧を変えた場合の、プレート電圧とカソード電流の関係をグラフに表すと、図??のようになります。グリッド電圧が 0V のときは、プレート電圧が 0V のところからプレート電流が流れ始めます。グリッド電圧が $E_g (> 0)$ のときは、プレート電圧が $-\mu E_g$ のところからプレート電流が流れ始めます。もちろん、実際にはプレート電圧が正でなければプレート電流は流れないので、グラフの第二象限には意味がありません。プレート電圧がグリッド電圧より十分に大きな領域では、カソード電流としてこの式を使います。

¹ μ_c と μ_m を入れ替えてあります。

²グリッド電圧が低くカットオフに近くなると、カソードの一部から電子が出ていけなくなる現象。

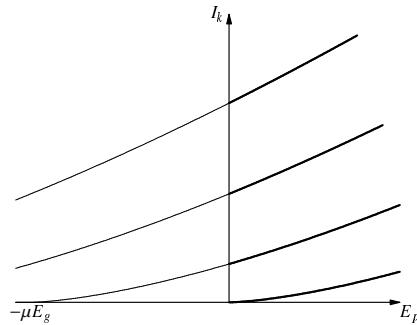


図 B.1: 等価二極管のカソード電流

プレート電流の最大値

次に、プレート電圧とカソード電圧が等しい場合、すなわち二極管接続の場合を考えます。この場合、グリッド電流とプレート電流の比は、プレート電圧(グリッド電圧)にかかわらずほぼ一定です。カソード電流に対するグリッド電流の比を x_g とします。

$$x_g \equiv \left. \frac{I_g}{I_k} \right|_{E_p=E_g} \quad (\text{B.13})$$

図??に 801 のプレート特性図を示しますが、 $E_p < E_g$ の場合は、 $E_p = E_g$ のカーブを超えたプレート電流が流れることはできません。また $E_p = E_g$ のカーブはプレート電圧の 1.5 乗に比例しています。

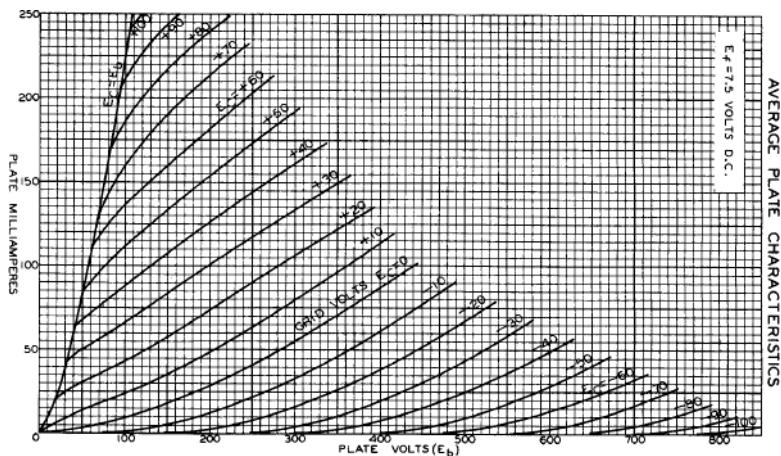


図 B.2: 801 のプレート特性図

す。これらから、プレート電圧を与えた時に流れうる最大のプレート電流 $I_{p \lim}$ を次の式で表すことができます。

$$I_{p \lim} = (1 - x_g) G_{\lim} E_p^{1.5} \quad (\text{B.14})$$

ここで、 G_{\lim} はプレート電流を制限する一種のパービアンスと考えられます。

この x_g および G_{\lim} は、 $E_p^* = E_g^*$ のプレート電流 I_p^* および グリッド電流 I_g^* のデータがあればそれを使って、

$$x_g = \frac{I_g^*}{I_p^* + I_g^*} \quad (\text{B.15})$$

$$G_{\lim} = \frac{I_p^* + I_g^*}{E_p^{*1.5}} \quad (\text{B.16})$$

で求めます。グリッド電流のデータがない場合の求め方は後述します。

グリッド電流とプレート電圧の関係

$E_p \geq E_g$ のとき、カソードから放出された電子はグリッドおよびプレートによって作られる電界によって加速され、一部はグリッドに流れ込み、残りはさらに加速されてプレートに流れます。プレート電圧が高くなればなるほど、グリッドに流れ込む電流は少なくなります。

$E_p < E_g$ のとき、グリッドを通り過ぎた電子は、グリッド-プレート間の電界によって減速させられ、一部はプレートに到達しますが、グリッドに戻ってくる電子もあります。したがって、プレート電圧が低くなればなるほど、グリッド電流が増えます。

このようすを表すのが関数 $f_g(E_p)$ で、 $E_p = E_g$ のときのグリッド電流を基準として、さまざまなプレート電圧に対するグリッド電流の相対的な大きさを表しています(図??)。

$$f_g(E_p) = 1.2 \frac{E_g}{E_p + E_g} + 0.4 \quad (\text{B.17})$$

この関数は、 $E_p = 0$ のとき、1.6 となり、 $E_p \gg E_g$ のとき、0.4 となります。この関数を用いて、グ

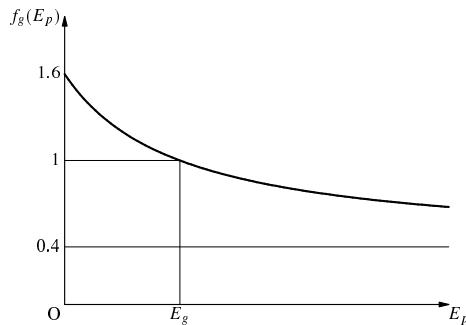


図 B.3: プレート電圧に対するグリッド電流の変化

リッド電流は次のように表せます。

$$I_g = x_g G_{\lim} E_g^{1.5} f_g(E_p) \quad (\text{B.18})$$

ここで、グリッド電流のデータがない場合のグリッド電流の推定方法を述べます。プレート電圧がグリッド電圧より高い場合、カソード電流は図??の I_k のカーブのようになります(式(??))。プレート電圧が0となった場合、カソード電流はグリッド電流と等しく、 I_k のカーブと y 軸の交点 I_{k0} よりも低くなります。ここで、経験的に、

$$I_{g0} = 0.8 I_{k0} \quad (\text{B.19})$$

とします。したがって、

$$I_{g1} = \frac{I_{g0}}{1.6} = 0.5 I_{k0}$$

となります。

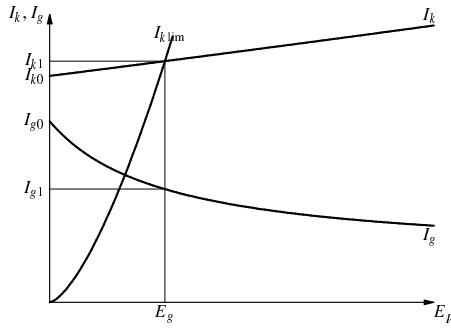


図 B.4: カソード電流とグリッド電流

式(??)を使って I_{k0} , I_{k1} , I_{g1} を求めると ,

$$\begin{aligned} I_{k0} &= G'E_g^{1.5} \\ I_{k1} &= G'\left(E_g + \frac{E_g}{\mu}\right)^{1.5} = G'\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)^{1.5} E_g^{1.5} \\ I_{g1} &= 0.5I_{k0} = 0.5G'E_g^{1.5} \end{aligned}$$

これらより ,

$$x_g = \frac{I_{g1}}{I_{k1}} = \frac{0.5G'E_g^{1.5}}{G'\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)^{1.5} E_g^{1.5}} = \frac{0.5}{\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)^{1.5}} \quad (\text{B.20})$$

$$G_{\lim} = \frac{I_{k1}}{E_g^{1.5}} = \frac{G'\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)^{1.5} E_g^{1.5}}{E_g^{1.5}} = G'\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)^{1.5} \quad (\text{B.21})$$

のように推定できます .

プレート電流

プレート電流は , カソード電流からグリッド電流を引いたもので , 式(??)を超えないよう制限されます (図??) .

$$I_p = \min(I_k - I_g, I_{p,\lim}) \quad (\text{B.22})$$

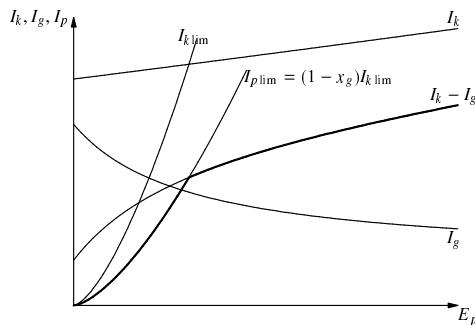


図 B.5: プレート電流

B.1.4 まとめ

これまで E_{gg} は E_g よりも約 0.6V 高いとしていましたが、この値も真空管により異なるので、これを E_{go} とします。

$$E_{gg} = E_g + E_{go} \quad (\text{B.23})$$

また、

$$a = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{B.24})$$

$$b = \frac{3}{2} - a = \frac{3}{2} - \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{B.25})$$

$$c = 3\alpha - 1 \quad (\text{B.26})$$

とおくと、

$$\begin{aligned} \left(\frac{3-3\alpha}{2}\right)^{\frac{1}{1-a}} &= \left(\frac{3}{2a}\right)^a \\ \left\{\left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m}\right)E_p\right\}^{\frac{3}{2}-\frac{1}{1-a}} &= \left\{\left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{3-3\alpha}{2\mu_c}\right)E_p\right\}^b = \left\{\left(1 - \frac{3}{2a}\right)\frac{E_p}{\mu_c}\right\}^b \\ &= \left(\frac{3\alpha-1}{2} \cdot \frac{E_p}{\mu_c}\right)^b = \left(\frac{c}{2} \cdot \frac{E_p}{\mu_c}\right)^b \end{aligned}$$

となるので、式 (??) は次のように書けます。

$$I_p = G\left(\frac{3}{2a}\right)^a \left(\frac{c}{2} \cdot \frac{E_p}{\mu_c}\right)^b \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}\right)^a$$

また、式 (??) は次のように書けます。

$$G' = G\left(\frac{ac}{3}\right)^b \quad (\text{B.27})$$

これらを使って、これまでの式をまとめます。

$$I_k = \begin{cases} G\left(\frac{3}{2a}\right)^a \left(\frac{c}{2} \cdot \frac{E_p}{\mu_c}\right)^b \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_c}\right)^a, & E_{gg} \leq 0 \text{ のとき} \\ G\left(\frac{ac}{3}\right)^b \left(E_{gg} + \frac{E_p}{\mu_m}\right)^{1.5}, & E_{gg} > 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (\text{B.28})$$

$$I_g = \begin{cases} 0, & E_g \leq 0 \text{ のとき} \\ x_g G_{\lim} E_g^{1.5} \left(1.2 \frac{E_g}{E_p+E_g} + 0.4\right), & E_g < 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (\text{B.29})$$

$$I_{p \lim} = (1-x_g) G_{\lim} E_p^{1.5} \quad (\text{B.30})$$

$$I_p = \min(I_k, I_g, I_{p \lim}) \quad (\text{B.31})$$

B.2 五極管のモデル

五極管のプレート特性は、スクリーングリッド (G2) 電圧によって変わってきますが、データシートには限られたスクリーングリッド電圧の特性しか掲載されていないため、さまざまなスクリーングリッド電圧の情報が含まれている三極管接続の特性をベースとします。まず、三極管接続の特性より、三極管接続のモデルのパラメータを求めます。三極管接続では $E_p = E_{g2}$ ですから、この状況のプレート電流が判明します。この電流を E_p と E_{g2} の大小関係によって適切に配分してやれ

ば，五極管のモデルを三極管接続したものと，三極管接続のモデルが一致します。プレート電圧とスクリーニングリッド電圧では，スクリーニングリッド電圧の影響のほうがはるかに大きいので，一旦プレート電圧を無視して，スクリーニングリッド電圧をプレート電圧とし，三極管のモデルからカソード電流とグリッド電流を求めます。

この時点のカソード電流 I_{k1} は，

$$I_{k1} = \begin{cases} G\left(\frac{3-3\alpha}{2}\right)^a \left\{\left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m}\right)E_{g2}\right\}^b \left(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c}\right)^a, & E_{gg} \leq 0 \text{ のとき} \\ G\left(\frac{3\alpha-1}{3-3\alpha}\right)^b \left(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_m}\right)^{1.5}, & E_{gg} > 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (\text{B.32})$$

となります。

グリッド電流は，

$$I_g = x_g G_{\lim} E_g^{1.5} f_g(E_p) \quad (\text{B.33})$$

となります。

B.2.1 プレート電流とスクリーニングリッド電流の和

五極管では，プレート電流と G2 電流の和はほぼ一定となります。G2 電圧に比べてプレート電圧が低い場合には，電流の合計が下がってきます。プレート電圧と G2 電圧が等しいときのプレート電流と G2 電流の和 (G1 にグリッド電流が流れない場合はカソード電流 I_k となる) を 1 としたとき，任意のプレート電圧におけるカソード電流を表す関数を $f(E_p, E_{g2})$ とします。この関数を，

$$f(E_p, E_{g2}) = 1 - 0.4(e^{-\frac{15E_p}{E_{g2}}} - e^{-15}) \quad (\text{B.34})$$

とします。

この関数の形状を，図??に示します。 $E_p = E_{g2}$ のとき，この関数は 1 となり， $E_p = 0$ のとき，0.6 となります。

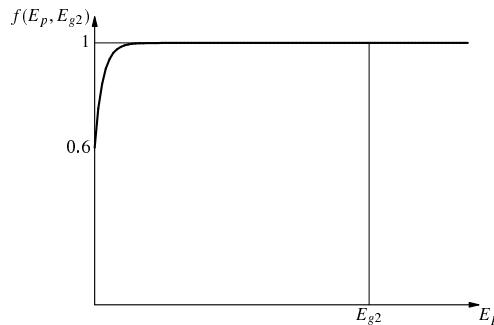


図 B.6: プレート電流とスクリーニングリッド電流の和

後で使うため，この関数を E_p と E_{g2} で偏微分した関数も求めておきます。

$$\frac{\partial f(E_p, E_{g2})}{\partial E_p} = \frac{0.4 \cdot 15}{E_{g2}} e^{-\frac{15E_p}{E_{g2}}} \quad (\text{B.35})$$

$$\frac{\partial f(E_p, E_{g2})}{\partial E_{g2}} = -\frac{0.4 \cdot 15 E_p}{E_{g2}^2} e^{-\frac{15E_p}{E_{g2}}} \quad (\text{B.36})$$

この時点のカソード電流 I_{k2} は、

$$I_{k2} = f(E_p, E_{g2})(I_{k1} - I_g) \quad (\text{B.37})$$

となります。

B.2.2 スクリーニングリッド電流の分配比率

このカソード電流をプレートと G2 に分配します。G2 に分配する比率を $g(E_p)$ という関数で表します。

$$g(E_p) = (1 - r) \left(1 - \frac{E_p}{E_p + 10}\right)^{1.5} + r \quad (\text{B.38})$$

ここで、 r は、 $E_p = \infty$ の時のカソード電流に対するスクリーニングリッド電流の配分比率です。

この関数の形状を、図??に示します。 $E_p = 0$ のとき、この関数の値は 1 となり、 $E_p = \infty$ のとき、

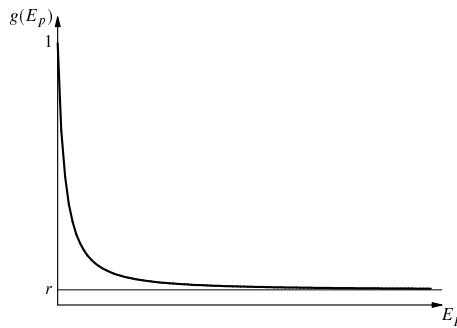


図 B.7: スクリーニングリッド電流の分配比率

r となります。

この関数を用いて、スクリーニングリッド電流は

$$I'_{g2} = g(E_p)I_{k2} \quad (\text{B.39})$$

と表されますが、後ほどさらに修正されます。

この関数についても、 E_p で微分した関数を求めておきます。

$$\frac{\partial g(E_p)}{\partial E_p} = \frac{-15(1 - r)(1 - \frac{E_p}{E_p + 10})^{0.5}}{E_p^2 + 20E_p + 100} \quad (\text{B.40})$$

ある E_p についての I_p, I_{g2} から r を求めるには、

$$r = \frac{\frac{I_{g2}}{I_p + I_{g2}} - (1 - \frac{E_p}{E_p + 10})^{1.5}}{1 - (1 - \frac{E_p}{E_p + 10})^{1.5}} \quad (\text{B.41})$$

を使います。

B.2.3 プレート内部抵抗

プレート電流は、プレート電圧が高くなると増えますが、プレート電圧とG2電圧が等しいときのプレート電流を1としたときの比率を関数 $h(E_p, E_{g2})$ で表します。

$$h(E_p, E_{g2}) = \frac{E_p - E_a}{E_{g2} - E_a} \quad (\text{B.42})$$

ここで、 E_a は真空管ごとに異なる定数です。

この関数の形状を、図??に示します。 $E_p = E_a$ のとき、この関数は0となり、 $E_p = E_{g2}$ のとき、

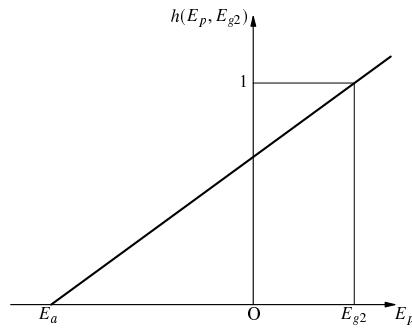


図 B.8: プレート内部抵抗を表す関数

1となります。

この時点でのカソード電流は、次のようにになります。

$$I_{k3} = h(E_p, E_{g2}) I_{k2} \quad (\text{B.43})$$

偏微分した結果は、

$$\frac{\partial h(E_p, E_{g2})}{\partial E_p} = \frac{1}{E_{g2} - E_a} \quad (\text{B.44})$$

$$\frac{\partial h(E_p, E_{g2})}{\partial E_{g2}} = -\frac{E_p - E_a}{(E_{g2} - E_a)^2} \quad (\text{B.45})$$

となります。

B.2.4 最終的なプレート電流・スクリーニングリッド電流

前節のカソード電流から、プレート電流は、

$$I_{k\lim} = (1 - x_g) G_{\lim} \max(E_p, E_{g2})^{1.5} \quad (\text{B.46})$$

$$I_{k4} = \min(I_{k3}, I_{k\lim}) \quad (\text{B.47})$$

$$I_p = \max\{\min(I_{k4} - I'_{g2}, I_{p\lim}), 0\} \quad (\text{B.48})$$

と表せます。スクリーニングリッド電流は、

$$I_{g2} = \max(I_{k4} - I_p, 0) \quad (\text{B.49})$$

となります。

B.2.5 三定数

三定数は、

$$g_m = \frac{\partial I_p}{\partial E_g} = \frac{\frac{\partial(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a}{\partial E_g}}{(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a} I_p = \frac{a}{E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c}} I_p \quad (\text{B.50})$$

$$\frac{1}{r_p} = \frac{\partial I_p}{\partial E_p} = \left\{ \frac{f'}{f} + \frac{(h-g)'}{h-g} \right\} I_p \quad (\text{B.51})$$

$$g_{mg2} = \frac{\partial I_{g2}}{\partial E_g} = \frac{\frac{\partial(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a}{\partial E_g}}{(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a} I_{g2} = \frac{a}{E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c}} I_{g2} \quad (\text{B.52})$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_{g2}} &= \frac{\partial I_{g2}}{\partial E_{g2}} \\ &= I_{g2} \left[\frac{f'}{f} + \frac{\frac{\partial((\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m})E_{g2})^b}{\partial E_{g2}}}{\{(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_m})E_{g2}\}^b} + \frac{\frac{\partial(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a}{\partial E_{g2}}}{(E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c})^a} \right] \\ &= I_{g2} \left(\frac{f'}{f} + \frac{b}{E_{g2}} + \frac{a}{\mu_c E_{gg} + E_{g2}} \right) \end{aligned} \quad (\text{B.53})$$

$$\mu'_{g1-g2} = \frac{\partial E_{g2}}{\partial E_g} \Big|_{I_{g2}=I_{g20}} = \frac{\partial I_{g2}}{\partial E_g} \cdot \frac{\partial E_{g2}}{\partial I_{g2}} = g_{mg2} r_{g2} \quad (\text{B.54})$$

$$\frac{\partial I_p}{\partial E_{g2}} = I_p \left(\frac{f'}{f} + \frac{h'}{h-g} + \frac{b}{E_{g2}} + \frac{a}{\mu_c E_{gg} + E_{g2}} \right) \quad (\text{B.55})$$

$$\begin{aligned} \mu_{g1-g2} &= \frac{\partial E_{g2}}{\partial E_g} \Big|_{I_p=I_{p0}} = \frac{\partial I_p}{\partial E_g} \cdot \frac{\partial E_{g2}}{\partial I_p} = g_m \frac{\partial E_{g2}}{\partial I_p} \\ &= \frac{\frac{a}{E_{gg} + \frac{E_{g2}}{\mu_c}}}{\frac{f'}{f} + \frac{h'}{h-g} + \frac{b}{E_{g2}} + \frac{a}{\mu_c E_{gg} + E_{g2}}} \end{aligned} \quad (\text{B.56})$$

となります。

B.3 Rによるインプリメント

B.3.1 パラメータのデータ形式

Rでは、複数のデータ(型が異なってもよい)をリストという形式でまとめて扱うことができます。パラメータはすべて数値なので、ベクトル(配列)で表すこともできますが、将来他の形のパラメータ(文字列など)も加えることができるようリスリストを使います。

パラメータの作成は、たとえば次のようにします。

```
> t12AU7 <- list(G=0.0005533071, muc=13.08962, alpha=0.584886, Ego=0.8900572,
+ Cgp=1.5e-12, Ci=1.6e-12, Co=0.4e-12)      # リストの作成
> t12AU7          # リストの表示
$G
[1] 0.0005533071

$muc
[1] 13.08962
```

```

$alpha
[1] 0.584886

```

...

Cgp 等は、モデルのパラメータではありませんが、R のデータから SPICE のプログラムを生成する際に使用します。

これから、プレート電流、相互コンダクタンス、内部抵抗、増幅率を求める関数を作成していきますが、すべての関数でパラメータを第 1 の引数に指定します。第 2 の引数にはプレート電圧 Ep を、第 3 の引数にはグリッド電圧 Eg を指定します。五極管の場合は、第 4 の引数にスクリーニンググリッド電圧 Eg2 を指定します。プレート電圧とグリッド電圧にはベクトルを指定でき、一回の関数呼び出しで複数の点の特性を同時に求めることができます。

B.3.2 プレート電流を求める関数 Ip

```

1 "Ip" <-
2 function(p, Ep, Eg)
3 {
4     # 三極管のプレート電流を返す
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8
9     Ip.sub(p, Ep, Eg)$ip
10 }
11
12 "Ip.sub" <-
13 function(p, Ep, Eg)
14 {
15     # 三極管のプレート電流、グリッド電流等を返す
16     # p: パラメータ
17     # Ep: プレート電圧
18     # Eg: グリッド電圧
19     # 返値
20     # $ip: プレート電流
21     # $ig: グリッド電流
22     # $mum: 最大の mu
23     # $Egg: 実効グリッド電圧
24
25     Egg <- Eg + p$Ego          # (B.23)
26     Ep <- pmax(Ep, 0)
27     ik <- 0 * Ep               # カソード電流
28     ig <- 0 * Ep               # (Ep > Eg のときの) グリッド電流
29     a <- if (p$alpha == 1) Inf else 1/(1 - p$alpha)    # (B.24)
30     b <- 1.5 - a              # (B.25)
31     c <- 3 * p$alpha - 1      # (B.26)
32     G.p <- p$G * (c * a / 3)^b # (B.27)
33     mum <- a / 1.5 * p$muc   # (B.6)
34
35     # グリッド電流のパラメータが存在しない場合は推定値を用いる
36     G.lim <- if (is.null(p$G.lim)) G.p * (1 + 1/mum)^1.5 else p$G.lim  # (B.21)
37     Ig.ratio <- if (is.null(p$IG.ratio)) 0.5/(1 + 1/mum)^1.5 else p$IG.ratio  # (B.20)
38
39     # カソード電流
40     gm <- Egg <= 0           # Egg が負の場合
41     estm <- pmax(Egg + Ep/p$muc, 0)
42     ik[gm] <- p$G * (ifelse(Ep == 0, 0, (c / 2 / p$muc * Ep)^b) *
43                   (1.5 / a * estm)^a)[gm]    # (B.28)
44
45     gp <- Egg > 0            # Egg が正の場合
46     estp <- pmax(Egg + Ep/mum, 0)
47     ik[gp] <- (G.p * estp^1.5)[gp]        # (B.28)
48

```

```

49      # グリッド電流
50      Eg <- pmax(Eg, 0)
51      ig <- Ig.ratio * G.lim * Eg^1.5 * (Eg / ifelse(Eg > 0, (Ep + Eg), 1) * 1.2 + 0.4)
# (B.29)
52
53      # プレート電流の上限
54      iplim <- (1 - Ig.ratio) * G.lim * Ep^1.5      # (B.30)
55      # プレート電流
56      ip <- pmax(pmin(ik - ig, iplim), 0)          # (B.31)
57
58      list(ip=ip, ig=ig, mum=mum, Egg=Egg)
59 }

```

プレート電流は、他の特性を求める時にも使用します。その際に、途中で求めた結果も利用するので、そのための関数を `Ip.sub` とします。`Ip` は `Ip.sub` の結果から、成分 `ip` を取り出して返します。

B.3.3 グリッド電流を求める関数 `Ig`

```

1 "Ig" <-
2 function(p, Ep, Eg)
3 {
4     # 三極管のグリッド電流を返す
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8
9     Ip.sub(p, Ep, Eg)$ig
10 }

```

`Ip.sub` で計算したグリッド電流の値を抜き出して返します。

B.3.4 相互コンダクタンスを求める関数 `gm`

```

1 "gm" <-
2 function(p, Ep, Eg)
3 {
4     # 三極管の相互コンダクタンスを求める
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8
9     i <- Ip.sub(p, Ep, Eg)
10    ifelse(i$ip <= 0, NA,
11            ifelse(i$Egg <= 0, i$ip / (1 - p$alpha) / (i$Egg + Ep/p$muc),
12                  i$ip * 1.5 / (i$Egg + Ep/i$mum)))
13 }

```

プレート電流が 0 のときは、相互コンダクタンスは定義されないので、`NA` を返します。それ以外はモデルの式をそのままインプリメントしています。プレート電流が飽和電流で制限される領域では、正しい答えを返していませんが、そのような領域の g_m を求めて無意味なので、そのままにしてあります。これらの特徴は、以下の関数にもあてはまります。

B.3.5 内部抵抗を求める関数 `rp`

```

1 "rp" <-
2 function(p, Ep, Eg)
3 {

```

```

4   # 三極管のプレート抵抗を求める
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8
9   i <- Ip.sub(p, Ep, Eg)
10  ifelse(i$ip <= 0, NA,
11      ifelse(i$Egg <= 0, (1-p$alpha) /
12          ((1-3*p$alpha)/2/Ep + 1/p$muc/(i$Egg + Ep/p$muc)) / i$ip,
13          (i$mum * i$Egg + Ep)/(1.5 * i$ip)))
14 }

```

B.3.6 増幅率を求める関数 mu

```

1 "mu" <-
2 function(p, Ep, Eg)
3 {
4   # 三極管の増幅率を求める
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8
9   i <- Ip.sub(p, Ep, Eg)
10  ifelse(i$ip <= 0, NA,
11      ifelse(i$Egg <= 0, 1/((3-3*p$alpha)/2/p$muc + (1-3*p$alpha)/2 * i$Egg/Ep), i$mum))
12 }

```

B.3.7 五極管のプレート電流を求める関数 Ipp

```

1 "Ipp" <-
2 function (p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4   # 五極管のスクリーングリッド電流を返す
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8   # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10  Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)$ip
11 }
12
13 "Ipp.sub" <-
14 function(p, Ep, Eg, Eg2)
15 {
16   # 五極管のプレート電流を返す
17   # p: パラメータ
18   # Ep: プレート電圧
19   # Eg: グリッド電圧
20   # Eg2: スクリーングリッド電圧
21   # 返値
22   # $ip: プレート電流
23   # $ig: グリッド電流
24   # $ig2: スクリーングリッド電流
25
26   # プレート電圧のベクトルの長さと
27   # スクリーングリッド電圧のベクトルの長さを揃える
28   Eg2 <- Eg2 + 0*Ep
29   Ep <- Ep + 0*Eg2
30
31   Egg <- Eg + p$Ego           # (B.23)
32   Ep <- pmax(Ep, 0)
33   ik <- 0 * Ep                # カソード電流格納領域
34   ig <- 0 * Ep                # グリッド電流格納領域
35   a <- 1/(1 - p$alpha)        # (B.24)
36   b <- 1.5 - a                # (B.25)
37   c <- 3 * p$alpha - 1         # (B.26)

```

```

38      G.p <- p$G * (c * a / 3)^b # (B.27)
39      mum <- a / 1.5 * p$muc      # (B.6)
40
41      # グリッド電流のパラメータが存在しない場合は推定値を用いる
42      Ig.ratio <- if (is.null(p$Ig.ratio)) 0.5/(1 + 1/mum)^1.5 else p$Ig.ratio # (B.20)
43      G.lim <- if (is.null(p$G.lim)) G.p * (1 + 1/mum)^1.5 else p$G.lim # (B.21)
44
45      # カソード電流
46      gm <- Egg <= 0      # Egg が負の場合
47      estm <- pmax(Egg + Eg2/p$muc, 0)
48      ik[gm] <- p$G * (ifelse(Eg2 == 0, 0, (c / 2 / p$muc * Eg2)^b) *
49                      (1.5 / a * estm)^a)[gm]      # (B.32)
50
51      gp <- Egg > 0      # Egg が正の場合
52      estp <- pmax(Egg + Eg2/mum, 0)
53      ik[gp] <- (G.p * estp^1.5)[gp]      # (B.32)
54
55      # グリッド電流
56      Eg <- pmax(Eg, 0)
57      ig <- Ig.ratio * G.lim * Eg^1.5 * (Eg / ifelse(Eg > 0, (Ep + Eg), 1) * 1.2 + 0.4)
# (B.33)
58
59      # 第2グリッド電圧よりプレート電圧が低い場合のカソード電流の減少
60      f <- 1 - 0.4 * (exp(-Ep/Eg2*15)-exp(-15))    # (B.34)
61      ik2 <- f * (ik - ig)      # (B.37)
62
63      # スクリーングリッド電流の分配比率
64      g <- (1 - p$g2.r) * (1 - Ep/(Ep+10))^1.5 + p$g2.r    # (B.38)
65      ig2.th <- g * ik2      # (B.39)
66
67      # プレート抵抗を加味したカソード電流
68      h <- (Ep - p$Ea) / (Eg2 - p$Ea)      # (B.42)
69      ik3 <- h * ik2      # (B.43)
70      # カソードエミッションの制限
71      iklim <- (1 - Ig.ratio) * G.lim * pmax(Ep, Eg2)^1.5      # (B.46)
72      ik4 <- pmin(ik3, iklim)      # (B.47)
73
74      # プレート電流の制限
75      iplim <- (1 - Ig.ratio) * G.lim * Ep^1.5      # (B.30)
76      # プレート電流
77      ip <- pmax(pmin(ik4 - ig2.th, iplim), 0)      # (B.48)
78      # スクリーングリッド電流
79      ig2 <- pmax(ik4 - ip, 0)      # (B.49)
80
81      list(ip=ip, ig=ig, ig2=ig2, ik=ik4,
82            mum=mum, Egg=Egg, a=a, b=b, c=c, f=f, g=g, h=h)
83  }

```

B.3.8 五極管のグリッド電流を求める関数 Igp

```

1 "Igp" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4     # 五極管のグリッド電流を返す
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8     # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10    Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)$ig
11 }

```

B.3.9 五極管のスクリーングリッド電流を求める関数 Ig2

```

1 "Ig2" <-
2 function (p, Ep, Eg, Eg2)

```

```

3 {
4   # 五極管のスクリーングリッド電流を返す
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8   # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10 } Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)$ig2
11 }

```

B.3.10 五極管の相互コンダクタンスを求める関数 gmp

```

1 "gmp" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4   # 五極管の相互コンダクタンスを求める
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8   # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10 i <- Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)
11 ifelse(i$ip <= 0, NA,
12       ifelse(i$Egg <= 0, i$ip * i$a / (i$Egg + Eg2/p$muc),
13             i$ip * 1.5 / (i$Egg + Eg2/i$mum)))
14 }

```

B.3.11 五極管の内部抵抗を求める関数 rpp

```

1 "rpp" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4   # 五極管プレート抵抗を求める
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8   # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10 i <- Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)
11 df <- 6 / Eg2 * exp(-15*Ep/Eg2)
12 dg <- -15 * (1 - p$g2.r) * (1 - Ep/(Ep + 10))^0.5 / (Ep^2 + 20*Ep + 100)
13 dh <- 1/(Eg2 - p$Ea)
14 ifelse(i$ip <= 0, NA, 1/(i$ip * (df/i$f + (dh - dg)/(i$h - i$g))))
15 }

```

B.3.12 五極管の増幅率を求める関数 mup

```

1 "mup" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4   # 五極管の増幅率を求める
5   # p: パラメータ
6   # Ep: プレート電圧
7   # Eg: グリッド電圧
8   # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10 i <- Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)
11 df <- 6/Eg2*exp(-15*Ep/Eg2)
12 dg <- -15 * (1 - p$g2.r) * (1 - Ep/(Ep + 10))^0.5 / (Ep^2 + 20*Ep + 100)
13 dh <- 1/(Eg2 - p$Ea)
14 ifelse(i$ip <= 0, NA,
15       ifelse(i$Egg <= 0, i$a / (i$Egg + Eg2/p$muc),
16             1.5 / (i$Egg + Eg2/i$mum)) / (df/i$f + (dh - dg)/(i$h - i$g)))

```

17 }

B.3.13 五極管のスクリーングリッド内部抵抗を求める関数 rg2

```
1 "rg2" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4     # 五極管のスクリーングリッド内部抵抗を求める
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8     # Eg2: スクリーングリッド電圧
9
10    i <- Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)
11    df <- -6 * Ep / Eg2^2 * exp(-15*Ep/Eg2)
12    ifelse(i$ig2 <= 0, NA,
13            1 / (i$ig2 * (df/i$f + i$b / Eg2 + i$a / (p$muc * i$Egg + Eg2))))
14 }
```

B.3.14 五極管のコントロールグリッド-スクリーングリッド間増幅率を求める関数 mug12

```
1 "mug12" <-
2 function(p, Ep, Eg, Eg2)
3 {
4     # g1-g2 増幅率を求める
5     # p: パラメータ
6     # Ep: プレート電圧
7     # Eg: グリッド電圧
8     # Eg2: スクリーングリッド電圧
9     # 返値
10    # [1]: プレート電流が一定の g1-g2 増幅率
11    # [2]: スクリーングリッド電流が一定の g1-g2 増幅率
12
13    i <- Ipp.sub(p, Ep, Eg, Eg2)
14    df <- -6 * Ep/Eg2^2 * exp(-15*Ep/Eg2)
15    dg <- -15 * (1 - p$g2.r) * (1 - Ep/(Ep + 10))^0.5 / (Ep^2 + 20*Ep + 100)
16    dh <- -(Ep - p$Ea) / (Eg2 - p$Ea)^2
17    u <- i$a / (i$Egg + Eg2/p$muc)
18    l <- df/i$f + dh/(i$h - i$g) + i$b/Eg2 + i$a/(p$muc * i$Egg + Eg2)
19    m <- ifelse(i$ig2 <= 0, NA, ifelse(i$Egg <= 0, u / l, NA))
20    m2 <- gm2(p, Ep, Eg, Eg2)[1] * rg2(p, Ep, Eg, Eg2)[1]
21    c(m, m2)
22 }
```

μ_{g1-g2} は、定義によって 2 種類あります。プレート電流を一定とした場合の増幅率が第一の要素として、スクリーングリッド電流を一定とした場合の増幅率が第二の要素として返されます。

B.4 パラメータの求め方(キャリブレーション)

この節では、プレート特性図から読み取ったデータから、前節のモデルのパラメータを推定する方法を説明します。

B.4.1 データのフォーマット

プレート特性図から何点かのデータを読み取り、ファイルに格納しておきます。ファイルの形式は CSV で、グリッド電圧、プレート電圧、プレート電流の 3 列のデータです。1 行目は見出しだけです。

データとしては扱われませんが、例のように Eg, Ep, Ip としておいてください。単位は、V および A で入力します。

ファイルの例を次に示します。

```
1 Eg,Ep,Ip
2 0,0,0
3 0,50,0.005
4 0,100,0.0118
5 0,150,0.02
6 -2,17,0
7 -2,50,0.0015
8 -2,100,0.0062
9 -2,150,0.013
10 -2,200,0.021
11 -4,43,0
12 -4,100,0.0027
13 -4,150,0.0075
14 -4,200,0.0147
15 -4,250,0.0232
16 -6,70,0
17 -6,100,8.0E-4
18 -6,150,0.0040
19 -6,200,0.0094
20 -6,250,0.017
21 -8,95,0
22 -8,150,0.0017
23 -8,200,0.0053
24 -8,250,0.0117
25 -8,300,0.02
26 -10,125,0
27 -10,150,4.0E-4
28 -10,200,0.0027
29 -10,250,0.0074
30 -10,300,0.0142
31 -12,157,0
32 -12,200,0.0012
33 -12,250,0.0043
34 -12,300,0.0097
35 -12,350,0.0164
36 -14,183,0
37 -14,200,3.0E-4
38 -14,250,0.0024
39 -14,300,0.0061
40 -14,350,0.0115
41 -16,205,0
42 -16,250,0.0010
43 -16,300,0.0034
44 -16,350,0.0077
45 -18,228,0
46 -18,250,3.0E-4
47 -18,300,0.0017
48 -18,350,0.0048
49 -20,265,0
50 -20,300,7.0E-4
51 -20,350,0.0028
```

この例では、50 点のプレート電流を読み取っていますが、20 点程度でも十分な精度のパラメータを得ることができます。各グリッド電圧に対して、最低でもカットオフに近いプレート電圧と、それよりもかなり大きな電圧(特性図上に載っている最大のプレート電圧あるいはプレート損失近辺のプレート電圧)におけるプレート電流を入力しておきます。

CSV ファイルは、テキストエディタで作成することができます。または、Microsoft Excel などの表計算ソフトで作成し、CSV 形式で保存することもできます。表計算ソフトを用いれば、プレート電流を mA 単位で入力して、A 単位に変換することも容易でしょう。

B.4.2 キャリブレーションを行なう関数 Ip.cal

```

1 "Ip.cal" <-
2 function(fn, name, gfn, G.lim=NULL, Ig.ratio=NULL, verbose=FALSE, ...)
3 {
4   # モデルのパラメータを求める
5   # fn: データファイル名
6   # name: パラメータオブジェクト名
7   # gfn: キャリブレーションの状況を示すプレート特性のグラフファイル名.
8   # 指定されていなければグラフを画面に表示する.
9   # G.lim: Ep=Eg のパービアンス (省略可)
10  # Ig.ratio: Ep=Eg のときのカソード電流に対するグリッド電流の比率 (省略可)
11  # verbose: 途中経過の表示
12  # ...: 電極間容量および他のパラメータ
13  #   Cgp, Cgk, Cpk, Ci, Co: 電極間容量
14  #   ig=(Ep, Ip, Ig): グリッド電流データ
15  #   pentode.chara=(Ep, Eg2, Eg, Ip, Ig2, rp): 五極管動作例
16
17  sig <- function(x) signif(x, 8)
18  print.level <- 1           # 診断出力のレベル
19
20  # キャリブレーション
21  x <- scan(fn, sep=",", what="")      # データファイルを読む
22  egepip <- matrix(as.numeric(x[-(1:3)]), ncol=3, byrow=TRUE)
23  eg <- egepip[,1]                   # グリッド電圧
24  ep <- egepip[,2]                   # プレート電圧
25  ip <- egepip[,3]                   # プレート電流
26  n <- length(ep)                   # キャリブレーションデータのポイント数
27
28  if (!missing(gfn))
29    psi(file=gfn, wh=c(103.9, 68.8))
30
31  # グラフを描く範囲を決定する
32  xlim <- c(0, max(ep)*1.04)
33  ylim <- c(0, max(ip)*1.04)
34  xlab <- eunit1(pretty(xlim, 8), "V")
35  ylab <- eunit1(pretty(ylim), "A")
36
37  # キャリブレーションポイントをグラフに描く (ここではまだ描かない)
38  plot(ep, ip, type="n", xlim=xlim, ylim=ylim,
39        xaxs="i", yaxs="i", xaxt="n", yaxt="n",
40        xlab=paste("Ep", xlab$unit),
41        ylab=paste("Ip", ylab$unit))
42
43  # 同じグリッド電圧のポイントを同じ色で描く
44  ueg <- unique(eg)                 # 一意のグリッド電圧
45  for (i in 1:length(ueg)) {
46    ok <- eg == ueg[i]
47    points(ep[ok], ip[ok], pch="+", col=(i-1)%%4+3)
48  }
49
50  # 軸を描く
51  axis(1, at=xlab$at, lab=xlab$lab)
52  axis(1, at=xlab$at, lab=FALSE, tck=1, lty=2, lwd=0.5)
53  axis(2, at=ylab$at, lab=ylab$lab)
54  axis(2, at=ylab$at, lab=FALSE, tck=1, lty=2, lwd=0.5)
55
56  if (is.null(G.lim)) {
57    # 最適化の変数からモデルの変数への変換関数
58    decode <- function(x) {
59      z <- exp(x)
60      z[3] <- z[3] / (z[3] + 1) * 0.65 + 0.35
61      z[4] <- z[4] / (z[4] + 1) * 2 - 1
62      list(G=z[1], muc=z[2], alpha=z[3], Ego=z[4])
63    }
64  } else {
65    # 最適化の変数からモデルの変数への変換関数
66    decode <- function(x) {
67      z <- exp(x)
68      z[3] <- z[3] / (z[3] + 1) * 0.65 + 0.35

```

```

69          z[4] <- z[4] / (z[4] + 1) * 2 - 1
70      list(G=z[1], muc=z[2], alpha=z[3], Ego=z[4], G.lim=G.lim, Ig.ratio=Ig.ratio)
71  }
72 }
73
74 # モデルの変数から最適化の変数への変換関数
75 encode <- function(x) {
76     x[3] <- (x[3] - 0.35) / 0.65
77     x[3] <- x[3] / (1 - x[3])
78     x[4] <- (x[4] + 1) / 2
79     x[4] <- x[4] / (1 - x[4])
80     log(x)
81 }
82
83 # 最適化する関数
84 f <- function(x) {
85     p <- decode(x)                      # モデルの変数へ変換
86     if (print.level == 2) {
87         str(p)
88         ipe <- Ip(p, Eg=eg, Ep=ep)       # モデルによるプレート電流
89         if (any(is.na(ipe))) {           # モデルから NA が出てきた時の処置
90             print(egepip[, 1:2])          # (ここにくるはずはない? )
91             print(ipe)
92             str(p)
93             stop()
94         }
95         ipd <- ipe^(2/3) - ip^(2/3)       # モデルと実際の値の差
96         sqrt(mean(ipd^2))/mean(ip^(2/3))  # プレート電流の平均値に対する
97                                         # RMS 偏差の大きさ
98     }
99
100    # パラメータ初期値の推定
101    # 増幅率の推定
102    mineg <- min(eg)                  # データで最も深いグリッド電圧
103    if (mineg < 0) {
104        minep <- min(ep[eg == mineg])   # その中で最もプレート電圧が低いもの
105        muhat <- minep / -mineg        # それをカットオフとみなして mu_c を推定
106    } else
107        muhat <- 30                   # B 級、ポジティブグリッド管用
108
109    # パービアンスの推定
110    mu0 <- 5/3 * muhat               # Eg=0 の mu
111    ep0 <- ifelse(eg == max(eg), ep, 0) # Eg=0 で最もプレート電圧が高いものにより
112    idx <- ep0 == max(ep0)           # Ghat を推定
113    Ghat <- 2/3 * ip[idx] / (0.6 + ep[idx]/mu0)^1.5
114    if (verbose) {
115        cat("muhat=", muhat, "\n", sep=" ")
116        cat("Ghat=", Ghat, "\n", sep=" ")
117    }
118
119    ini <- encode(c(Ghat, muhat, 0.6, 0.6))    # 他のパラメータの初期値は 0.6
120
121    # 最適化
122    optim.out <- optim(ini, f,
123                         control=list(parscale=ini, maxit=5000, reltol=1e-10))
124    cat("code=", optim.out$convergence, " err=", optim.out$value, "\n", sep="")
125
126    # パラメータオブジェクトの作成と保存
127    est <- decode(optim.out$par)            # 推定されたモデルのパラメータ
128    for (i in 1:length(est))                # 有効数字を 8 桁にする
129        est[[i]] <- sig(est[[i]])
130    est <- c(est, list(...))
131    est$err <- optim.out$value
132    est$code <- optim.out$convergence
133    if (!is.null(est$pentode.chara)) {
134        pen.Ep <- est$pentode.chara[1]
135        pen.Eg2 <- est$pentode.chara[2]
136        pen.Eg <- est$pentode.chara[3]
137        pen.Ip <- est$pentode.chara[4]
138        pen.Ig2 <- est$pentode.chara[5]

```

```

139      pen.rp <- est$pentode.chara[6]
140      g2r <- pen.Ig2/(pen.Ip + pen.Ig2)
141      a <- (1-pen.Ep/(pen.Ep+10))^1.5
142      r <- (g2r - a)/(1 - a)           # (1.41)
143      est$g2.r <- sig(r)
144      est$Ea <- sig(pen.Eg2 - pen.Ip * pen.rp * 1.5)
145  }
146  if (!missing(name))          # オブジェクト名が指定されていれば
147    assign(name, est, env=.GlobalEnv) # 大域オブジェクトとする
148
149  # モデルによるプレート特性をグラフに書き加える
150  g.plate.cal(est, ueg, xlim, ylim)
151
152  if (!missing(gfn))
153    dev.off()
154  invisible()
155 }

```

まず fn で指定されたファイルからデータを読み込み，各列ごとに分解して eg, ep, ip に付値しておきます。

グラフを描く範囲は，最大のプレート電圧やプレート電流の 4% 増しとして，すべての点がグラフの枠内に収まるようにしています。

最適化を行なう関数 optim は，パラメータの定義域として $-\infty$ から ∞ の範囲を探索しますが，モデルのパラメータは 0 以上なので，最適化のパラメータとモデルのパラメータの間で相互に変換する関数を定義しておきます。それが関数 decode と encode で，最適化のパラメータの指数をとったものがモデルのパラメータ (> 0) となり，モデルのパラメータの対数をとったものが最適化のパラメータとなります。また，モデルのパラメータの対数をとることにより，パラメータ間の桁数の違いもかなり吸収され，パラメータのスケールの調整に気を遣わなくてすみます。パラメータ alpha の範囲は 0.35 から 1 であり，パラメータ Ego の範囲は -1 から 1 なので，変換が異なります。

最適化の対象となる関数は f で，最適化関数から渡されたベクトルをモデルのパラメータに変換し，モデルによりプレート電流の 1.5 乗根を求め，実際のプレート電流の 1.5 乗根との差をとります。この差はプラスにもマイナスにもなりうるので，誤差の 2 乗の平均値の平方根をとり，プレート電流の 1.5 乗根の平均に対する比ができるだけ小さくなるようにします。このように標準化したのは，異なる真空管に対するフィッティングの良さを比較できるようにするためにです。プレート電流の 1.5 乗根をとるのは，各グリッド電圧に対するプレート電圧とプレート電流の組ができるだけ直線上に並ぶようにするためにです。1.5 乗根をとることにより，カットオフ近辺の誤差が小さくなるように最適化されます。

最適化に入る前に，パラメータの初期値を推定します。 α や E_{go} は先駆的に値がわかっているので，それぞれ 0.6 とします。 μ_c については，最もグリッド電圧が低い場合のカットオフとなるプレート電圧から求めます。またパーピアンスについては， $E_g = 0$ の特性曲線から求めます。

推定されたパラメータは有効数字を 8 桁に制限しています。これは，この関数を用いてパラメータの推定をせずに，本書に載っているパラメータの数値を使用しても同じ結果が再現されるようにするためです。

Ip.cal の使用例を以下に示します。ここでは，12AU7.csv というファイルからデータを読み込み，t12AU7 というオブジェクトにパラメータを作成します。グラフは画面に表示されます。

```

> Ip.cal("12AU7.csv", "t12AU7", Cgp=1.5e-12, Ci=1.6e-12, Co=0.4e-12)
Read 153 items          # 読み込んだデータの総数 (1 行目を含む)
code=0 err=0.02995393   # 収束した
> str(t12AU7)

```

```
List of 9
$ G      : num 0.000548
$ muc   : num 13.2
$ alpha: num 0.58
$ Ego   : num 0.829
$ Cgp   : num 1.5e-12
$ Ci    : num 1.6e-12
$ Co    : num 4e-13
$ err   : num 0.0300
$ code  : int 0
```

電極間容量は、次のパラメータ名で与えます。

| パラメータ名 | 意味 |
|--------|--------------|
| Cgp | グリッド-プレート間容量 |
| Cgk | グリッド-カソード間容量 |
| Cpk | プレート-カソード間容量 |
| Ci | 入力容量 |
| Co | 入力容量 |

パラメータが不足して計算できない場合は 1 pF が使用されます。

グリッド電流のデータがある場合は、プレート電圧(=グリッド電圧)、プレート電流、グリッド電流の3つの値をベクトルとしてパラメータ名 ig で与えます。たとえば 801 の場合、 $E_p = E_g = 100\text{ V}$ のとき $I_p = 225\text{ mA}$, $I_g = 48\text{ mA}$ ですので、

```
> Ip.cal("801.csv", "t801", Cgp=6e-12, Cgk=4.5e-12, Cpk=1.5e-12,
         ig=c(100, 225e-3, 48e-3))
```

のようにして与えます。

五極管の場合は、標準的な動作例からプレート電圧、スクリーングリッド電圧、コントロールグリッド電圧、プレート電流、スクリーングリッド電流、プレート内部抵抗の6つの値をベクトルとしてパラメータ名 pentode.chara で与えます。たとえば 6L6 の場合、 $E_p = 250\text{ V}$, $E_{g2} = 250\text{ V}$, $E_g = -14\text{ V}$, $I_p = 72\text{ mA}$, $I_{g2} = 5\text{ mA}$, $r_p = 22.5\text{ k}\Omega$ ですから、

```
> Ip.cal("6L6.csv", "t6L6T", Cgp=0.6e-12, Ci=10e-12, Co=6.5e-12,
         pentode.chara=c(250, 250, -14, 72e-3, 5e-3, 22.5e3),
         ig=c(10, 18e-3, 32e-3))
```

のようにして与えます。できるだけ $E_p = E_{g2}$ のデータを与えます。ただし、プレート内部抵抗の値については、プレート特性図ができるだけ再現されるように適宜調整します。

B.5 SPICE のモデル

SPICE では、使用できる関数が限られています。特に、プログラム言語でいう if 文の機能がなく、どんな場合でも一本の式にまとめなければなりません。よく使う式と SPICE による表現の対応を以下に示します。

$$\begin{aligned}
 \max(a, 0) &\Rightarrow \text{URAMP}(a) \\
 \max(a, b) &\Rightarrow b + \text{URAMP}(a-b) \text{ または } a + \text{URAMP}(b-a) \\
 \min(a, b) &\Rightarrow a - \text{URAMP}(a-b) \text{ または } b - \text{URAMP}(b-a) \\
 \begin{cases} c, & \text{if } a \geq b \\ d & \text{if } a < b \end{cases} &\Rightarrow U(a-b)*c + (1-U(a-b))*d
 \end{aligned}$$

シミュレーションの速度を少しでも速くするため，定数の計算はモデルをジェネレートする前にRの内部で行います。

B.5.1 三極管のモデル

三極管の SPICE モデルの例として，6L6 の三極管接続のモデルを示します。

6L6T.inc

```

1 *
2 * Generic triode model: 6L6T
3 * Copyright 2003--2006 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved.
4 * Version 3.01, Generated on Wed Mar 22 17:21:06 2006
5 .SUBCKT 6L6T A G K
6 BGG GG 0 V=V(G,K)+0.91804059
7 BEP EP 0 V=URAMP(V(A,K))+1e-10
8 BEG EG 0 V=URAMP(V(G,K))+1e-10
9 BM1 M1 0 V=(0.10751078*(URAMP(V(EP)-1e-10)+1e-10))^-1.743575
10 BM2 M2 0 V=(0.4624527*(URAMP(V(GG)+V(EP)/4.9999386)+1e-10))^3.243575
11 BP P 0 V=0.0016883841*(URAMP(V(GG)+V(EP)/10.811784)+1e-10)^1.5
12 BIK IK 0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*0.0021948901*V(M1)*V(M2)
13 BIG IG 0 V=0.0022135943*V(EG)^1.5*(V(EG)/(V(EP)+V(EG))*1.2+0.4)
14 BIAK A K I=URAMP(V(IK,IG)-URAMP(V(IK,IG)-(0.00056920996*V(EP)^1.5))+1e-10*V(A,K)
15 BIGK G K I=V(IG)
16 * CAPS
17 CGA G A 4.4p
18 CGK G K 5.7p
19 CAK A K 5.9p
20 .ENDS

```

このサブ回路の内容は，図??のとおりです。図の下側にある電圧源は，数式の途中結果を表しています。

リストの 6 行目は式 (??) に，9~12 行目は式 (??) に，13 行目は式 (??) に，14 行目は式 (??) に相当します。プレート-カソード間には，10GΩ 相当の抵抗成分を入れています。こうすることにより，差動回路や SRPP やカスコード接続で直列的にノードが浮くのを防ぐことができます。

$V(M1)*V(M2)$ などは 1 行で書けそうな気がしますが，SPICE のバグのせいで計算ができません。また，URAMP の結果は 0 以上なので，累乗 (^) しても問題ないはずですが，これも計算不能になるので $1e-10$ を加えています。

B.5.2 五極管のモデル

6L6.inc

```

1 *
2 * Generic pentode model: 6L6
3 * Copyright 2003--2006 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved.
4 * Version 3.01, Generated on Wed Mar 22 17:21:06 2006
5 .SUBCKT 6L6 A G2 G1 K
6 BGG GG 0 V=V(G1,K)+0.91804059

```

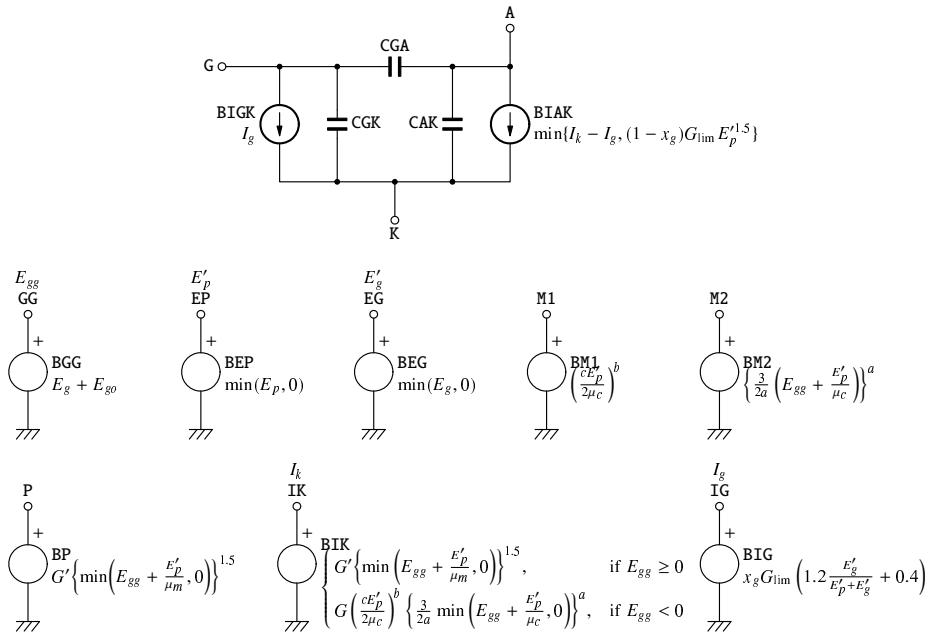


図 B.9: 三極管の SPICE モデル

```

7 BEP EP 0 V=URAMP(V(A,K))+1e-10
8 BEG EG 0 V=URAMP(V(G1,K))+1e-10
9 BEG2 EG2 0 V=URAMP(V(G2,K))+1e-10
10 BM1 M1 0 V=(0.10751078*(URAMP(V(EG2)-1e-10)+1e-10))^-1.743575
11 BM2 M2 0 V=(0.4624527*(URAMP(V(GG)+V(EG2)/4.9999386)+1e-10))^3.243575
12 BP P 0 V=0.0016883841*(URAMP(V(GG)+V(EG2)/10.811784)+1e-10)^1.5
13 BIK IK 0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*0.0021948901*V(M1)*V(M2)
14 BIG IG 0 V=0.0022135943*V(EG)^1.5*(V(EG)/(V(EP)+V(EG))*1.2+0.4)
15 BIK2 IK2 0 V=V(IK,IG)*(1-0.4*(EXP(-V(EP)/V(EG2)*15)-EXP(-15)))
16 BIG2T IG2T 0 V=V(IK2)*(0.942171668*(1-V(EP)/(V(EP)+10))^1.5+0.057828332)
17 BIK3 IK3 0 V=V(IK2)*(V(EP)+2180)/(V(EG2)+2180)
18 BIK4 IK4 0 V=V(IK3)-URAMP(V(IK3)-(0.00056920996*(V(EP)+URAMP(V(EG2,EP))))^1.5))
19 BIP IP 0 V=URAMP(V(IK4,IG2T)-URAMP(V(IK4,IG2T)-(0.00056920996*V(EP)^1.5)))
20 BIAK A K I=V(IP)+1e-10*V(A,K)
21 BIG2 G2 K I=URAMP(V(IK4,IP))
22 BIGK G1 K I=V(IG)
23 * CAPS
24 CGA G1 A 0.6p
25 CGK G1 K 5.7p
26 C12 G1 G2 3.8p
27 CAK A K 5.9p
28 .ENDS

```

サブ回路の内容は、図??のとおりです。

B.5.3 SPICE のサブ回路を出力する関数 r2spice

```

1 "r2spice" <-
2 function(p, mn, fn, mode="triode", ...)
3 {
4   # R のパラメータを SPICE 3 のサブ回路に変換する
5   # p: R のパラメータ
6   # mn: SPICE のサブ回路名
7   # fn: SPICE のファイル名 (拡張子をのぞく)
8   # mode: 出力するモデルの種類 ("triode" or "pentode")
9   # ...: 電極間容量等

```

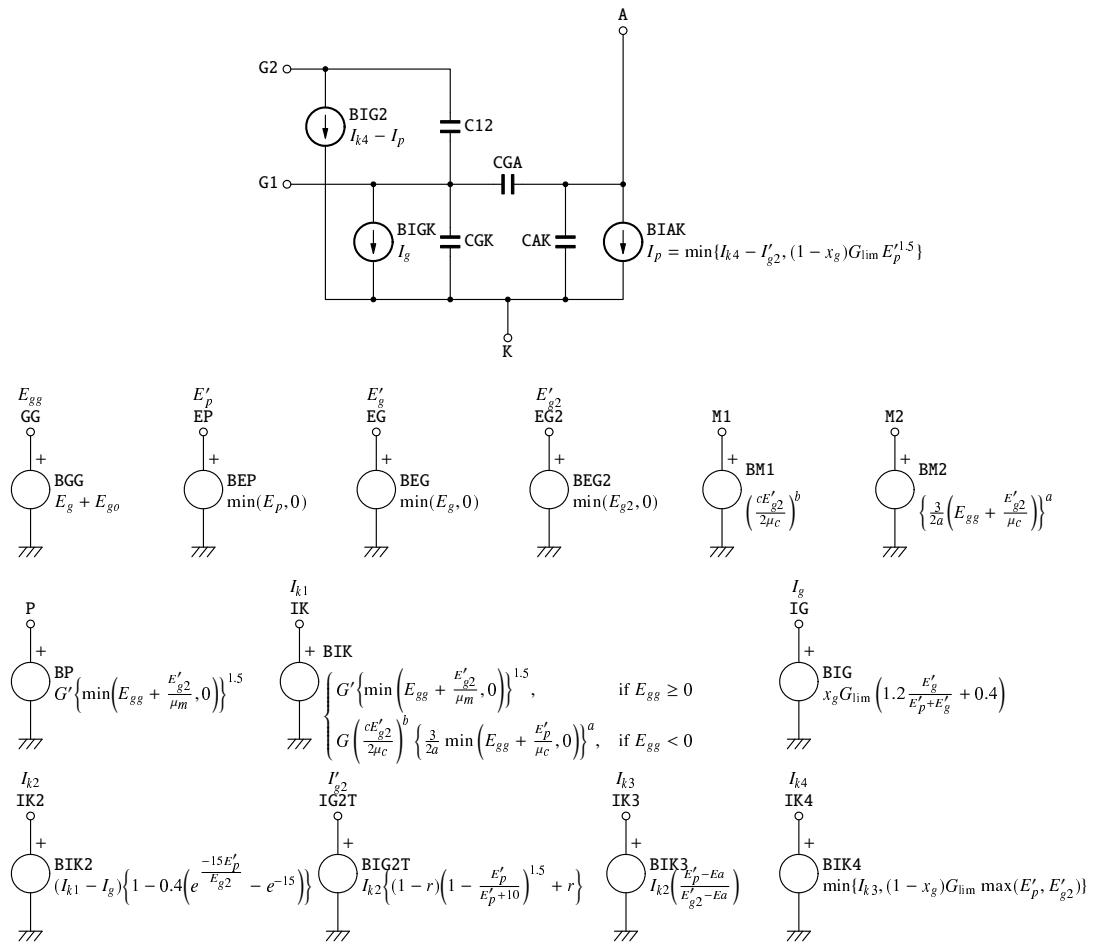


図 B.10: 五極管の SPICE モデル

```

10
11 Paste <- function(...) paste(sep="", ...)
12 sig <- function(x) signif(x,8)
13 version <- Paste(" Version 3.01, Generated on ", date())
14 a <- 1/(1 - p$alpha)
15 b <- 1.5 - a
16 c <- 3 * p$alpha - 1
17 mum <- a / 1.5 * p$muc
18 G.p <- p$G * (c * a / 3)^b
19 Ig.ratio <- if (is.null(p$IG.ratio)) 0.5/(1 + 1/mum)^1.5 else p$IG.ratio
20 G.lim <- if (is.null(p$G.lim)) G.p * (1 + 1/mum)^1.5 else p$G.lim
21 tubetype <- if (is.null(p$pentode.chara)) "triode" else "pentode"
22 caps <- cap(tubetype=tubetype, ...)
23 Cgpt <- caps$Cgpt * 1e12
24 Cgkt <- round(caps$Cgkt * 1e12, 1)
25 Cpkt <- round(caps$Cpkt * 1e12, 1)
26 if (tubetype == "pentode") {
27   Cgpt <- round(caps$Cgpt * 1e12, 1)
28   Cgp <- caps$Cgp * 1e12
29   Cgk <- round(caps$Cgk * 1e12, 1)
30   Cpk <- round(caps$Cpk * 1e12, 1)
31   Cg1g2 <- round(caps$Cg1g2 * 1e12, 1)
32 }
33
34 # Spice 3f4 用のモデルを出力
35 s <- NULL
36 s[1] <- "*"
37 s[3] <- "* Copyright 2003--2006 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved."
38 s[4] <- version
39 if (mode == "triode") {
40   s[2] <- Paste(" Generic triode model: ", mn)
41   s[5] <- Paste(".SUBCKT ", mn, " A G K")
42   s[6] <- Paste("BGG    GG  0 V=V(G,K)+", p$Ego)
43   s[7] <- "BEP    EP  0 V=URAMP(V(A,K))+1e-10"
44   s[8] <- "BEG    EG  0 V=URAMP(V(G,K))+1e-10"
45   s[9] <- Paste("BM1    M1  0 V=(", sig(c/2/p$muc), "*(URAMP(V(EP)-1e-10)+1e-10))^",
46     sig(b))
47   s[10]<- Paste("BM2    M2  0 V=(", sig(1.5/a), "*(URAMP(V(GG)+V(EP)/", p$muc,
48     ")^1e-10))^", sig(a))
49   s[11]<- Paste("BP    P  0 V=", sig(G.p), "*(URAMP(V(GG)+V(EP)/", sig(mum),
50     ")^1e-10)^1.5")
51   s[12]<- Paste("BIK    IK  0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*", p$G, "*(V(M1)*V(M2))"
52   s[13]<- Paste("BIG    IG  0 V=", sig(Ig.ratio*G.lim), "*(V(EG)^1.5*(V(EG)/(V(EP)+V(EG)))*1.2+0.4",
53   s[14]<- Paste("BIAK   A   K I=URAMP(V(IK,IG)-URAMP(V(IK,IG)-(", sig((1-Ig.ratio)*G.lim),
54     "*(V(EP)^1.5)))+1e-10*V(A,K))")
55   s[15]<- "BIGK   G   K I=V(IG)"
56   s[16]<- "* CAPS"
57 } else {
58   s[2] <- Paste(" Generic pentode model: ", mn)
59   s[5] <- Paste(".SUBCKT ", mn, " A G2 G1 K")
60   s[6] <- Paste("BGG    GG  0 V=V(G1,K)+", p$Ego)
61   s[7] <- "BEP    EP  0 V=URAMP(V(A,K))+1e-10"
62   s[8] <- "BEG    EG  0 V=URAMP(V(G1,K))+1e-10"
63   s[9] <- "BEG2   EG2  0 V=URAMP(V(G2,K))+1e-10"
64   s[10]<- Paste("BM1    M1  0 V=(", sig(c/2/p$muc), "*(URAMP(V(EG2)-1e-10)+1e-10))^",
65     sig(b))
66   s[11]<- Paste("BM2    M2  0 V=(", sig(1.5/a), "*(URAMP(V(GG)+V(EG2)/", p$muc,
67     ")^1e-10))^", sig(a))
68   s[12]<- Paste("BP    P  0 V=", sig(G.p), "*(URAMP(V(GG)+V(EG2)/", sig(mum),
69     ")^1e-10)^1.5")
70   s[13]<- Paste("BIK    IK  0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*", p$G, "*(V(M1)*V(M2))"
71   s[14]<- Paste("BIG    IG  0 V=", sig(Ig.ratio*G.lim), "*(V(EG)^1.5*(V(EG)/(V(EP)+V(EG)))*1.2+0.4",
72   s[15]<- "BIK2   IK2  0 V=V(IK,IG)*(1-0.4*(EXP(-V(EP)/V(EG2)*15)-EXP(-15)))"
73   s[16]<- Paste("BIG2T  IG2T  0 V=V(IK2)*(", 1-p$g2.r, "*(1-V(EP)/(V(EP)+10))^1.5+", p$g2.r, ")")
74   s[17]<- Paste("BIK3   IK3  0 V=V(IK2)*(V(EP)+", -p$Ea, ")/(V(EG2)+", -p$Ea, ")")

```

```

72      s[18]<- Paste("BIK4  IK4  0  V=V(IK3)-URAMP(V(IK3)-(", sig((1-Ig.ratio)*G.lim),
73      "*(V(EP)+URAMP(V(EG2,EP)))^1.5))")
73      s[19]<- Paste("BIP    IP  0  V=URAMP(V(IK4,IG2T)-URAMP(V(IK4,IG2T)-(", sig((1-Ig.ratio)*G.lim),
73      "*V(EP)^1.5))")
74      s[20]<- "BIAK A   K I=V(IP)+1e-10*V(A,K)"
75      s[21]<- "BIG2 G2   K I=URAMP(V(IK4,IP))"
76      s[22]<- "BIGK G1   K I=V(IG)"
77      s[23]<- "* CAPS"
78      s[24]<- Paste("CGA   G1 A  ", Cgp, "p")
79      s[25]<- Paste("CGK   G1 K  ", Cgk, "p")
80      s[26]<- Paste("C12   G1 G2  ", Cg1g2, "p")
81      s[27]<- Paste("CAK   A K  ", Cpk, "p")
82      s[28]<- ".ENDS"
83  }
84  filename <- paste(fn, ".inc", sep="")
85  cat("Writing", filename, "\n")
86  write(s, file=filename)
87
88  # SIMetrix 用のモデルを出力
89  s <- NULL
90  s[1] <- "*"
91  s[3] <- "* Copyright 2003--2006 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved."
92  s[4] <- "* Thanks to Tooru Kuroda."
93  s[5] <- version
94  if (mode == "triode") {
95      s[2] <- Paste("* Generic triode model: ", mn)
96      s[6] <- Paste(".SUBCKT ", mn, " A G K")
97      s[7] <- Paste(".param GG {(V(G,K)+", p$Ego, ")}")
98      s[8] <- ".param EP {URAMP(V(A,K))}"
99      s[9] <- ".param EG {URAMP(V(G,K))}"
100     s[10]<- Paste(".param M1 {(", sig(c/2/p$muc), "*EP)^", sig(b), "})")
101     s[11]<- Paste(".param M2 {(", sig(1.5/a), "*URAMP(GG+EP/", p$muc, "))^", sig(a),
101      "})")
102     s[12]<- Paste(".param P  {(", sig(G.p), "*URAMP(GG+EP/", sig(mum), ")^1.5})")
103     s[13]<- Paste(".param IK  {(U(GG)*P+(1-U(GG))*", p$G, "*M1*M2})")
104     s[14]<- Paste(".param IG  {(", sig(Ig.ratio*G.lim), "*EG^1.5*(EG/(EP+EG)*1.2+0.4)})")
105     s[15]<- Paste("BIAK A K I=URAMP(IK-IG-URAMP(IK-IG-", sig((1-Ig.ratio)*G.lim),
105      "*EP^1.5))+1e-10*V(A,K)")"
106     s[16]<- "BIGK G K I=IG"
107     s[17]<- "* CAPS"
108     s[18]<- Paste("CGA G A  ", Cgpt, "p")
109     s[19]<- Paste("CGK G K  ", Cgkt, "p")
110     s[20]<- Paste("CAK A K  ", Cpkt, "p")
111     s[21]<- ".ENDS"
112 } else {
113     s[2] <- Paste("* Generic pentode model: ", mn)
114     s[6] <- Paste(".SUBCKT ", mn, " A G2 G1 K")
115     s[7] <- Paste(".param GG {(V(G1,K)+", p$Ego, ")}")
116     s[8] <- ".param EP {URAMP(V(A,K))}"
117     s[9] <- ".param EG {URAMP(V(G1,K))}"
118     s[10]<- ".param EG2 {URAMP(V(G2,K))}"
119     s[11]<- Paste(".param M1 {(", sig(c/2/p$muc), "*EG2)^", sig(b), "})")
120     s[12]<- Paste(".param M2 {(", sig(1.5/a), "*URAMP(GG+EG2/", p$muc, "))^", sig(a),
120      "})")
121     s[13]<- Paste(".param P  {(", sig(G.p), "*URAMP(GG+EG2/", sig(mum), ")^1.5})")
122     s[14]<- Paste(".param IK  {(U(GG)*P+(1-U(GG))*", p$G, "*M1*M2})")
123     s[15]<- Paste(".param IG  {(", sig(Ig.ratio*G.lim), "*EG^1.5*(EG/(EP+EG)*1.2+0.4)})")
124     s[16]<- ".param IK2 {((IK-IG)*(1-0.4*(EXP(-EP/(EG2+1e-10)*15)-EXP(-15))))}"
125     s[17]<- Paste(".param IG2T {((IK2*(", 1-p$g2.r, ")*(1-EP/(EP+10)))^1.5+", p$g2.r,
125      ")))")
126     s[18]<- Paste(".param IK3 {((IK2*(EP+", -p$Ea, ")/(EG2+", -p$Ea, ")))}")
127     s[19]<- Paste(".param IK4 {((IK3-URAMP(IK3-(", sig((1-Ig.ratio)*G.lim), "*EP+URAMP(EG2-EP))^1.5+
128     s[20]<- Paste(".param IP  {URAMP(IK4-IG2T-URAMP(IK4-IG2T-", sig((1-Ig.ratio)*G.lim),
128      "*EP^1.5))}")
129     s[21]<- "BIAK A K I=IP+1e-10*V(A,K)"
130     s[22]<- "BIG2 G2 K I=URAMP(IK4-IP)"
131     s[23]<- "BIGK G1 K I=IG"
132     s[24]<- "* CAPS"
133     s[25]<- Paste("CGA G1 A  ", Cgp, "p")
134     s[26]<- Paste("CGK G1 K  ", Cgk, "p")

```

```

135      s[27]<- Paste("C12 G1 G2 ", Cg1g2, "p")
136      s[28]<- Paste("CAK A K ", Cpk, "p")
137      s[29]<- ".ENDS"
138    }
139    filename <- paste(fn, ".mod", sep="")
140    cat("Writing", filename, "\n")
141    write(s, file=filename)
142  invisible()
143 }

```

通常の SPICE 用のファイルは *fn.inc* という名前で， SIMetrix 用のファイルは *fn.mod* という名前で作成されます。 mode に "pentode" と指定すると，五極管のモデルが作成されます。

この関数を使って R 上のパラメータ *t12AU7* をファイルに出力します。SPICE のサブ回路名は *12AU7* です。引用符の使い方に注意してください。

```

> r2spice(t12AU7, "12AU7", "12AU7", Cgp=1.5e-12, Ci=1.6e-12, Co=0.4e-12)
> system("cat 12AU7.inc")          # 内容を確認
                                         # Windows の場合は cat を type にする
*
* Generic triode model: 12AU7
* Copyright 2003--2006 by Ayumi Nakabayashi, All rights reserved.
* Version 3.01, Generated on Wed Mar 22 17:21:35 2006
.SUBCKT 12AU7 A G K
BGG   GG   0 V=V(G,K)+0.89005722
BEP   EP   0 V=URAMP(V(A,K))+1e-10
BEG   EG   0 V=URAMP(V(G,K))+1e-10
BM1   M1   0 V=(0.028826571*(URAMP(V(EP)-1e-10)+1e-10))^-0.90897681
BM2   M2   0 V=(0.622671*(URAMP(V(GG))+V(EP)/13.089625)+1e-10)^2.4089768
BP    P    0 V=0.00087237591*(URAMP(V(GG))+V(EP)/21.021735)+1e-10)^1.5
BIK   IK   0 V=U(V(GG))*V(P)+(1-U(V(GG)))*0.00055330711*V(M1)*V(M2)
BIG   IG   0 V=0.00043618795*V(EG)^1.5*(V(EG)/(V(EP)+V(EG))^1.2+0.4)
BIAK  A    K I=URAMP(V(IK,IG)-URAMP(V(IK,IG)-(0.00049917061*V(EP)^1.5)))+1e-10*V(A,K)
BIGK  G    K I=V(IG)
* CAPS
CGA   G    A 1.5p
CGK   G    K 1.6p
CAK   A    K 0.4p
.ENDS

```

B.6 パラメータ例

B.6.1 電圧増幅管

| 名称 | $G (\times 10^{-3})$ | μ_c | α | E_{go} | $G_{\text{lim}} (\times 10^{-3})$ | x_g | C_{gp} (pF) | C_{gk} (pF) | C_{pk} (pF) |
|---------------|----------------------|----------|----------|----------|-----------------------------------|---------|---------------|---------------|---------------|
| 3A/167M | 19.71674 | 42.07521 | 0.52254 | 0.41220 | — | — | 4 | 11 | 2.5 |
| 6AF4 | 7.46436 | 6.58665 | 0.73138 | 0.77962 | 2.56199 | 0.50235 | 1.9 | 2.2 | 1.4 |
| 6AN8P(T) | 5.24822 | 18.88180 | 0.64289 | -1.00000 | — | — | 2.8 | 4.2 | 2.4 |
| 6AN8T | 1.56346 | 11.97071 | 0.66170 | 0.60044 | — | — | 1.5 | 2 | 0.26 |
| 6AQ8 | 7.63480 | 33.46822 | 0.69920 | 0.46274 | — | — | 1.5 | 3.1 | 1.2 |
| 6AU6(T) | 2.06810 | 27.09934 | 0.58944 | 0.24108 | — | — | 2.2 | 3.3 | 5 |
| 6BL8P(T) | 2.33328 | 33.94028 | 0.53943 | 0.57454 | — | — | 2.1 | 3.1 | 3.4 |
| 6BL8T | 1.51518 | 12.48609 | 0.62335 | 1.00000 | — | — | 1.5 | 2.5 | 1.8 |
| 6BM8T | 0.88337 | 58.37175 | 0.48666 | 0.43636 | — | — | 4 | 2.7 | 4 |
| 6BQ7A | 3.98756 | 25.93373 | 0.64599 | 0.20510 | 3.28877 | 0.74038 | 1.2 | 2.6 | 1.2 |
| 6BR7(T) | 0.48560 | 17.70659 | 0.49812 | 0.48181 | — | — | 1.6 | 2.4 | 4 |
| 6C4 | 0.86838 | 12.16887 | 0.64224 | 0.73637 | 1.05893 | 0.52874 | 1.6 | 1.8 | 1.3 |
| 6C5 | 0.54026 | 14.16774 | 0.60242 | 1.00000 | — | — | 1.8 | 4 | 13 |
| 6C8 | 0.43921 | 35.30056 | 0.39245 | 0.83698 | — | — | 2.6 | 2.6 | 2.2 |
| 6CB6(T) | 10.96047 | 18.92610 | 0.73010 | 0.73507 | — | — | 2.6 | 3.9 | 1.9 |
| 6CG7 | 0.74417 | 16.44802 | 0.55806 | 0.54901 | 1.06502 | 0.36000 | 4 | 2.3 | 2.2 |
| 6DE7-1 | 0.54039 | 16.12863 | 0.47247 | 0.97660 | — | — | 4 | 2.2 | 0.52 |
| 6DJ8 (ECC88) | 4.11802 | 26.62129 | 0.49915 | 0.34001 | — | — | 1.4 | 3.3 | 1.8 |
| 6DT8 | 17.85279 | 27.21203 | 0.76455 | 0.65427 | — | — | 1.6 | 2.7 | 1.6 |
| 6EJ7(T) | 11.54093 | 53.76044 | 0.52786 | 0.40321 | — | — | 4 | 6 | 3 |
| 6EM7-1 | 0.74054 | 64.19072 | 0.35000 | 0.75136 | — | — | 4.8 | 2.2 | 0.6 |
| 6F5 | 0.55846 | 89.68007 | 0.47339 | 0.58202 | — | — | 2 | 6 | 12 |
| 6FQ7 | 0.64328 | 16.63260 | 0.54497 | 0.78479 | — | — | 3.8 | 2.4 | 0.34 |
| 6J7(T) | 0.53791 | 20.59507 | 0.41227 | 0.75954 | — | — | 2.8 | 4.2 | 12 |
| 6SC7 | 0.44536 | 57.27338 | 0.49716 | 0.44107 | — | — | 2 | 2 | 3 |
| 6SH7(T) | 1.60736 | 33.75814 | 0.45480 | 0.69567 | — | — | 3.4 | 5.1 | 7 |
| 6SJ7(T) | 0.71704 | 14.60905 | 0.57317 | 0.40162 | 1.12268 | 0.60606 | 2.4 | 3.6 | 7 |
| 6SL7 | 0.61342 | 65.49617 | 0.37428 | 0.34893 | — | — | 2.8 | 3.4 | 3.8 |
| 6SN7 | 0.74417 | 16.44802 | 0.55806 | 0.54901 | 1.06502 | 0.36000 | 4 | 3 | 1.2 |
| 6SQ7 | 0.49502 | 87.74975 | 0.41735 | 0.73775 | — | — | 1.7 | 1.7 | 3.8 |
| 6U8P(T) | 18.69811 | 14.09165 | 0.76554 | 0.65072 | — | — | 2 | 3 | 3.5 |
| 6U8T | 13.18295 | 17.94587 | 0.75425 | 0.99996 | — | — | 1.8 | 2.8 | 2 |
| 12AT7 (ECC81) | 4.25750 | 35.09011 | 0.69407 | 0.67586 | — | — | 1.5 | 2.2 | 0.5 |
| 12AU7 (ECC82) | 0.55331 | 13.08962 | 0.58489 | 0.89006 | — | — | 1.5 | 1.6 | 0.4 |
| 12AX7 (ECC83) | 0.71212 | 88.41380 | 0.43455 | 0.59837 | — | — | 1.7 | 1.6 | 0.46 |
| 12AY7 | 0.54134 | 33.26323 | 0.54205 | 0.71171 | — | — | 1.3 | 1.3 | 0.6 |
| 12BH7 | 2.48759 | 11.75420 | 0.68310 | 1.00000 | 2.24000 | 0.50000 | 2.6 | 3.2 | 0.5 |
| 14AF7 | 0.46940 | 15.38414 | 0.39612 | 0.77794 | — | — | 2.3 | 2.2 | 1.6 |
| 27 | 0.21307 | 7.69827 | 0.54513 | 1.00000 | — | — | 3.3 | 3.1 | 2.3 |
| 75 | 0.46982 | 91.74259 | 0.43109 | 0.62861 | — | — | 1.7 | 1.7 | 3.8 |
| 76 | 0.43487 | 12.72409 | 0.51307 | 1.00000 | — | — | 2.8 | 3.5 | 2.5 |
| 77(T) | 0.43220 | 14.82323 | 0.35000 | -1.00000 | — | — | 1.9 | 2.8 | 11 |
| 354V | 0.98151 | 32.26806 | 0.47266 | 0.65602 | — | — | 2 | 2 | 2 |
| 5687 | 2.88215 | 14.53960 | 0.55175 | 0.35625 | — | — | 4 | 4 | 0.6 |
| 5751 | 0.79763 | 58.80762 | 0.54058 | 0.55599 | — | — | 1.4 | 1.4 | 0.46 |
| 5842 | 10.63297 | 39.53348 | 0.44639 | -0.46952 | — | — | 1.8 | 9 | 0.55 |
| 5965 | 10.01770 | 24.27262 | 0.72714 | 0.61036 | — | — | 3 | 4 | 0.5 |
| 6240G | 0.75405 | 28.09739 | 0.49567 | 0.72456 | — | — | 2.6 | 3.2 | 1.2 |
| 6267(T) | 0.78621 | 29.72884 | 0.54703 | 0.59869 | — | — | 1.6 | 2.3 | 5.3 |
| 6350 | 1.46460 | 16.58871 | 0.54022 | 1.00000 | — | — | 3.2 | 3.6 | 0.6 |
| 6414 | 18.06754 | 22.88665 | 0.74481 | -0.25147 | 4.64855 | 0.62585 | 3.6 | 5 | 0.57 |
| 6900 | 2.76936 | 13.73154 | 0.58862 | 0.77471 | — | — | 5.2 | 8 | 0.98 |
| 9002 | 0.57164 | 20.25561 | 0.52687 | 0.90659 | — | — | 1.4 | 1.2 | 1.1 |

| 名称 | $G (\times 10^{-3})$ | μ_c | α | E_{go} | $G_{\text{lim}} (\times 10^{-3})$ | x_g | C_{gp} (pF) | C_{gk} (pF) | C_{pk} (pF) |
|-----------|----------------------|----------|----------|----------|-----------------------------------|-------|---------------|---------------|---------------|
| E180CC | 5.31045 | 28.02174 | 0.67929 | 0.56698 | — | — | 2.3 | 3.5 | 0.5 |
| E182CC | 4.18078 | 17.77657 | 0.57150 | 0.56912 | — | — | 4.1 | 6 | 1.1 |
| EC86 | 5.91407 | 62.68054 | 0.44245 | 0.22760 | — | — | 2.2 | 3.5 | 0.24 |
| ECC33 | 0.70978 | 28.56411 | 0.42033 | 0.39854 | — | — | 2.5 | 3.5 | 1.5 |
| ECC35 | 0.72726 | 56.16436 | 0.52131 | 0.62544 | — | — | 3 | 3 | 1.3 |
| ECC84 | 2.10562 | 15.38524 | 0.62801 | 0.84231 | — | — | 2.3 | 4.7 | 0.45 |
| ECC86 | 4.71288 | 8.94836 | 0.67568 | 0.38539 | — | — | 1.3 | 3 | 1.8 |
| EF39(T) | 1.9194638E13 | 2.01846 | 0.93395 | 0.00099 | — | — | 16 | 24 | 15 |
| MH4 | 10.23606 | 37.24320 | 0.47991 | 0.58256 | — | — | 5.7 | 7 | 6.5 |
| MH40 | 0.77021 | 32.04562 | 0.58589 | 0.39907 | — | — | 7.3 | 6 | 4 |
| MH41 | 9.54261 | 36.69021 | 0.74289 | 0.69037 | — | — | 3.2 | 8.5 | 4.1 |
| MHL4 | 0.45482 | 15.49754 | 0.51599 | 0.40161 | — | — | 3.9 | 5.4 | 4.5 |
| ML4 | 3.26709 | 6.02400 | 0.73459 | 1.00000 | — | — | 4 | 4 | 4 |
| WE104D | 0.09104 | 2.02043 | 0.50187 | -0.56999 | — | — | 4.9 | 4.1 | 3.4 |
| WE262B | 0.18583 | 13.49880 | 0.49000 | 0.88435 | — | — | 1.9 | 2.4 | 3.8 |
| WE310A(T) | 0.46760 | 17.26959 | 0.45118 | 0.54054 | — | — | 2.4 | 3.6 | 9 |
| WE396A | 1.68428 | 25.01379 | 0.57936 | 0.05288 | — | — | 1.3 | 2.2 | 1 |

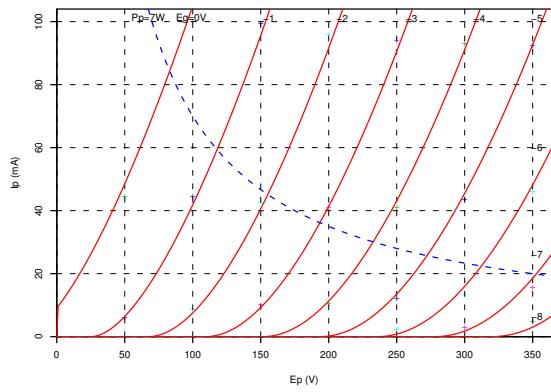


図 B.11: 3A/167M

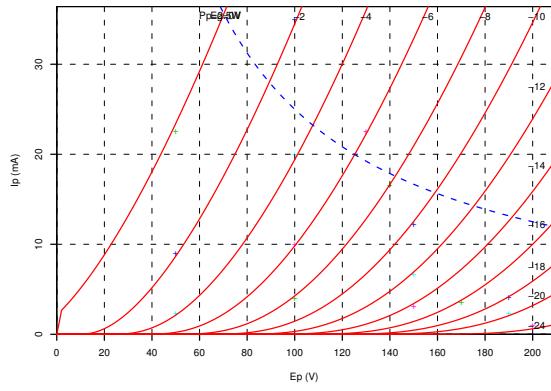


図 B.12: 6AF4

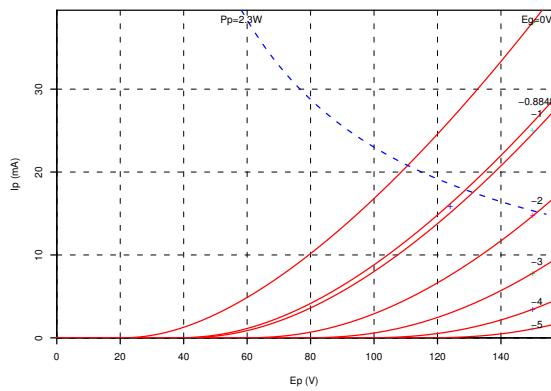


図 B.13: 6AN8P(T)

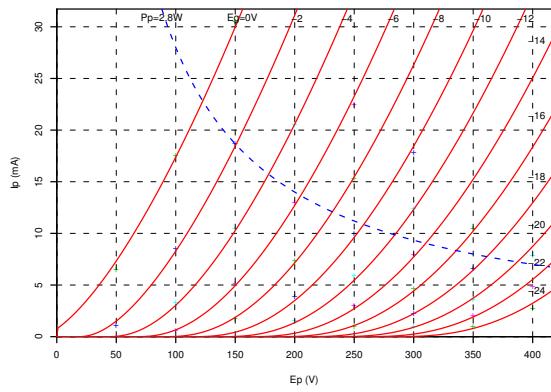


図 B.14: 6AN8T

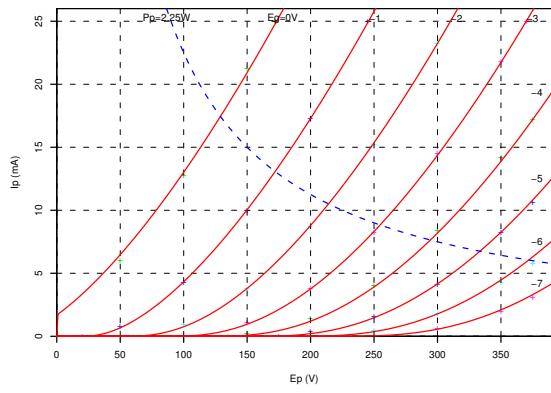


図 B.15: 6AQ8

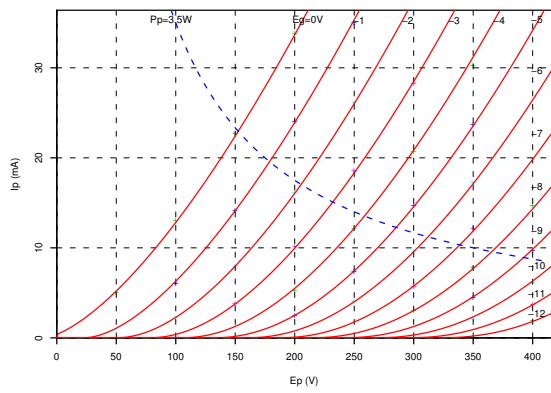


図 B.16: 6AU6(T)

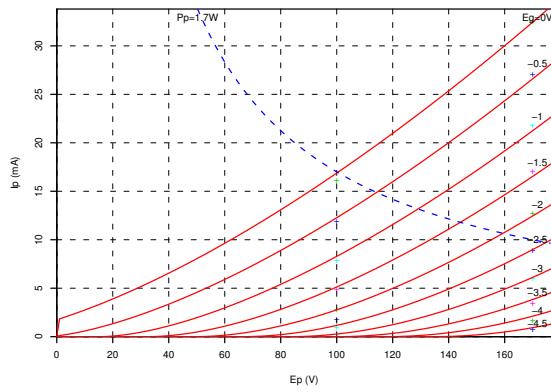


図 B.17: 6BL8P(T)

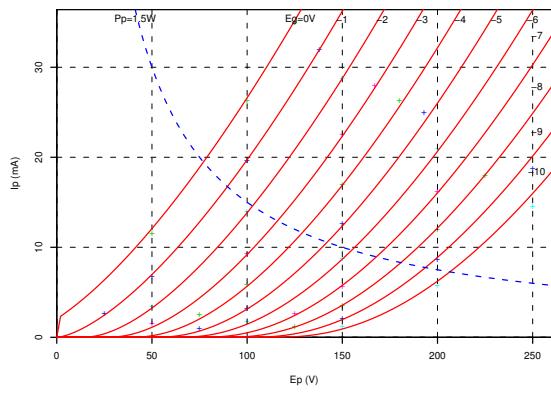


図 B.18: 6BL8T

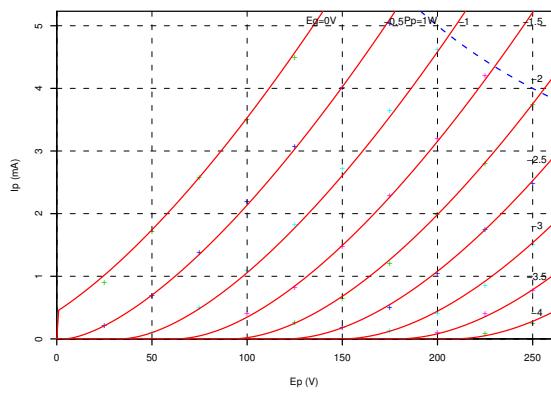


図 B.19: 6BM8T

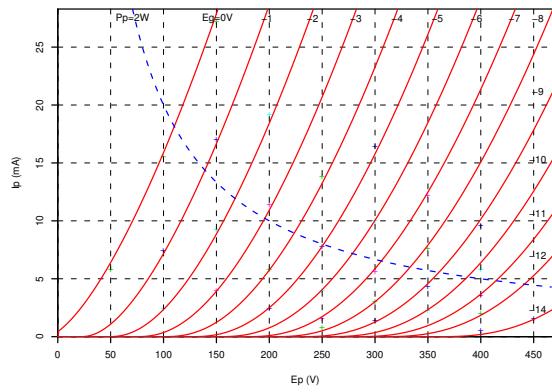


図 B.20: 6BQ7A

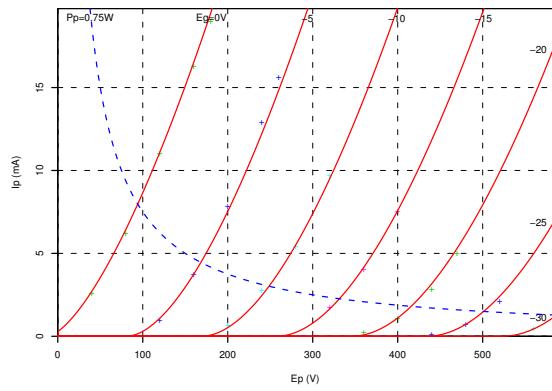


図 B.21: 6BR7(T)

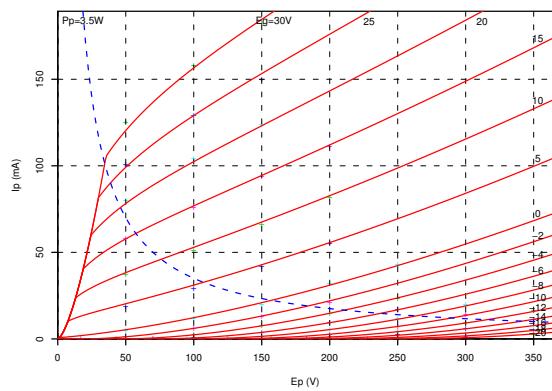


図 B.22: 6C4

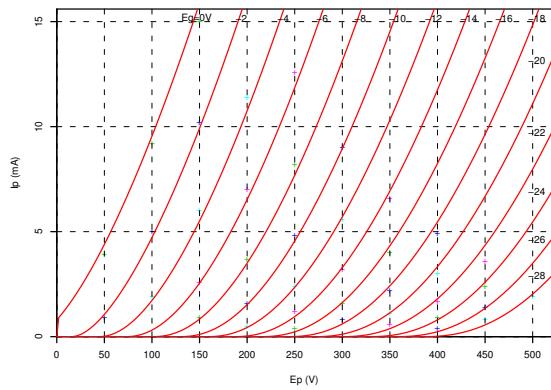


図 B.23: 6C5

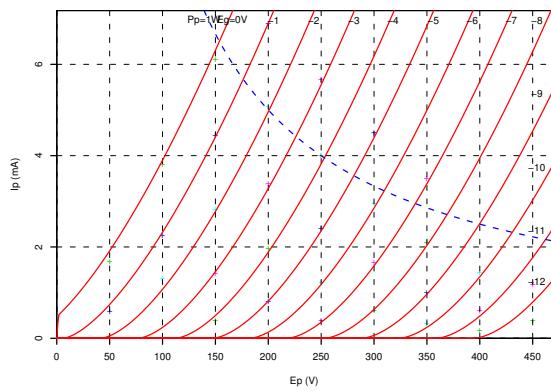


図 B.24: 6C8

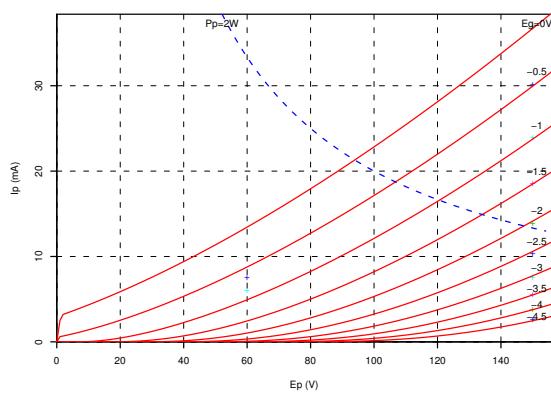


図 B.25: 6CB6(T)

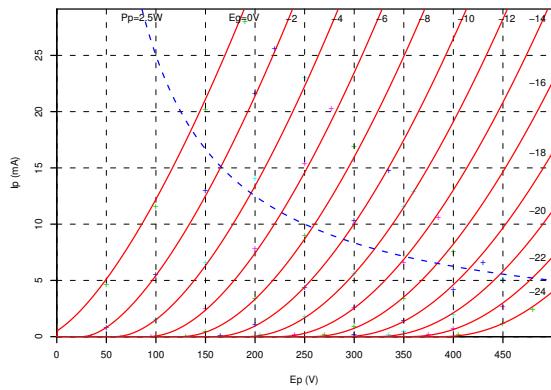


図 B.26: 6CG7

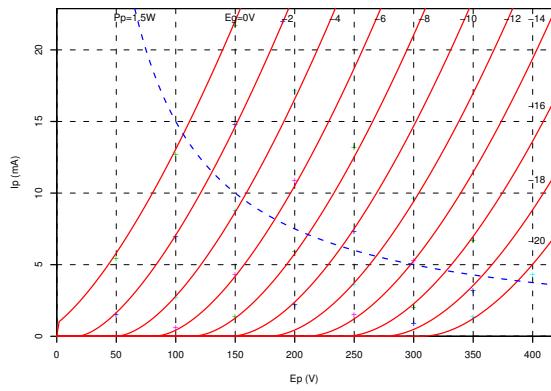


図 B.27: 6DE7-1

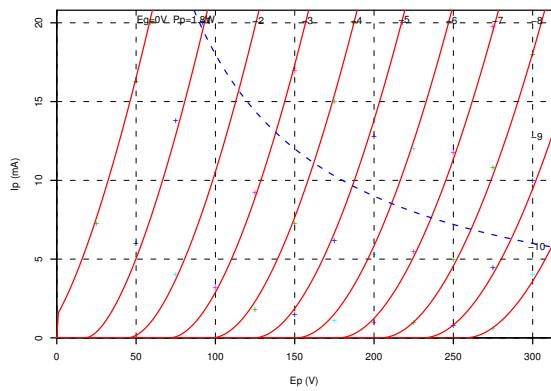


図 B.28: 6DJ8 (ECC88)

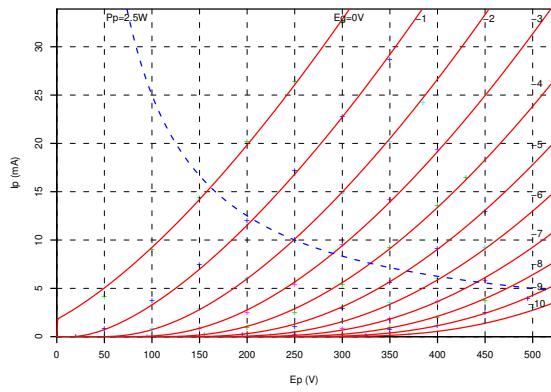


図 B.29: 6DT8

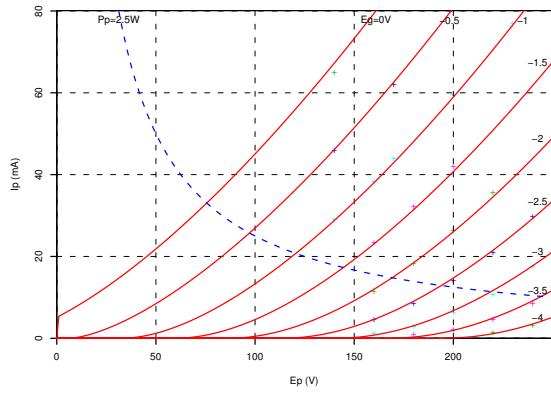


図 B.30: 6EJ7(T)

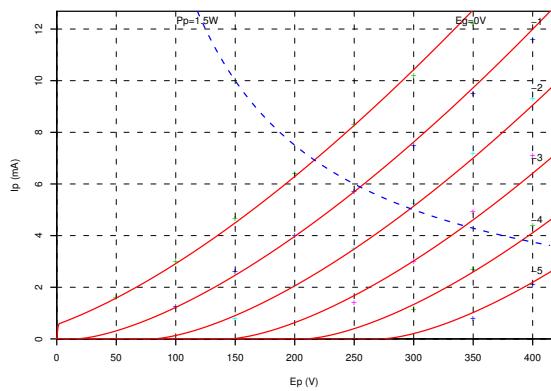


図 B.31: 6EM7-1

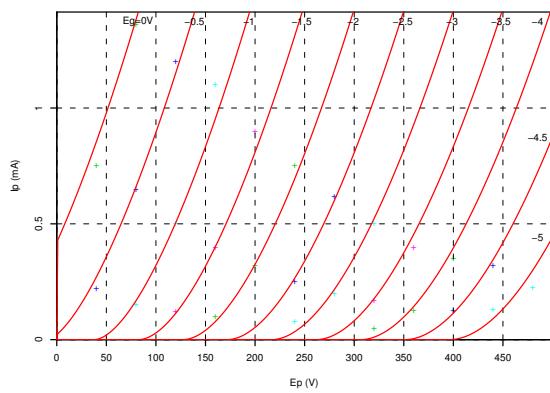


図 B.32: 6F5

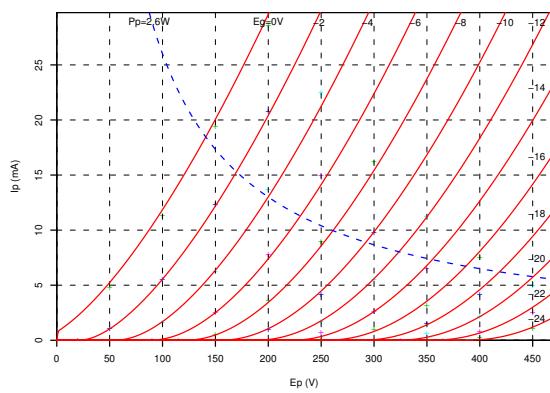


図 B.33: 6FQ7

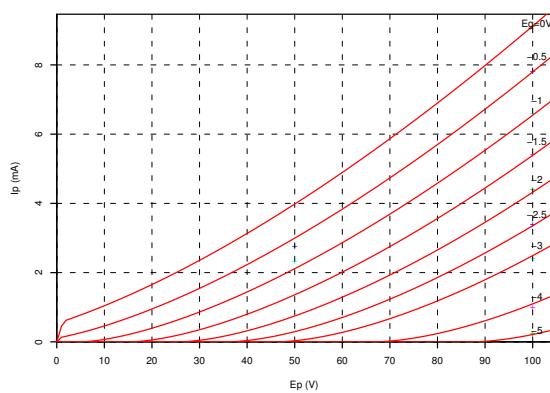


図 B.34: 6J7(T)

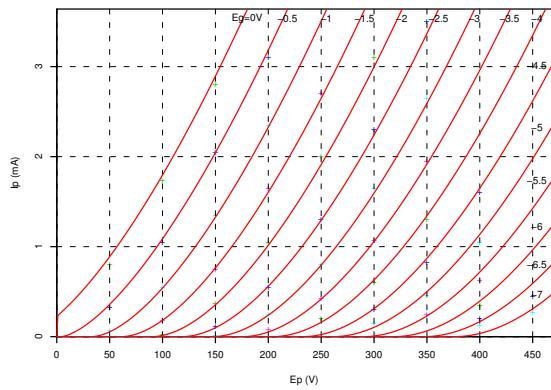


図 B.35: 6SC7

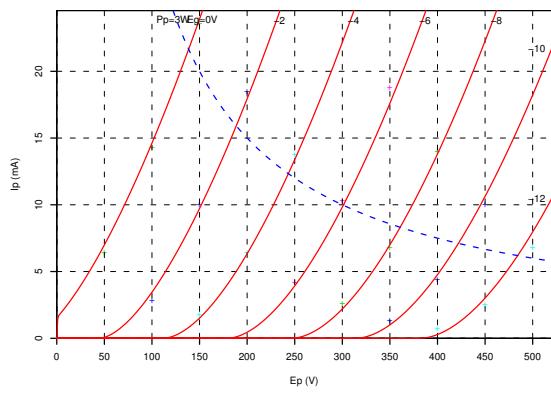


図 B.36: 6SH7(T)

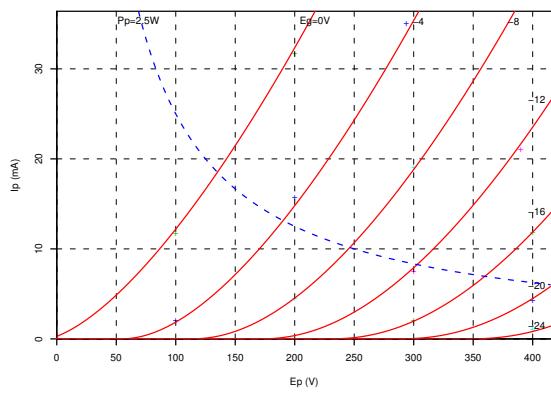


図 B.37: 6SJ7(T)

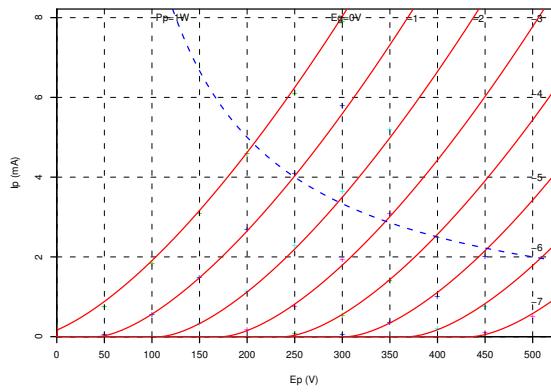


図 B.38: 6SL7

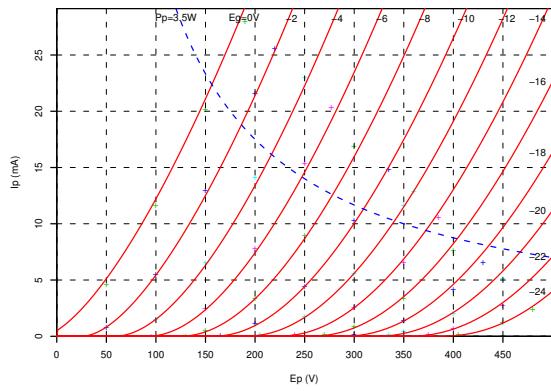


図 B.39: 6SN7

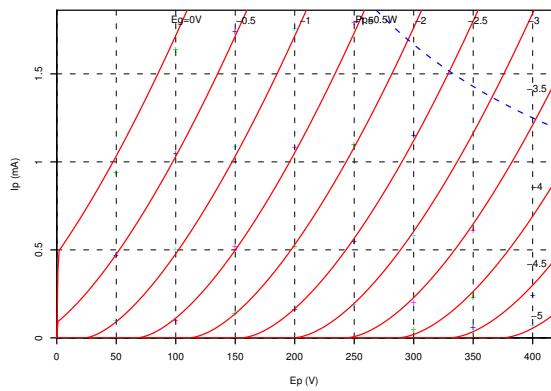


図 B.40: 6SQ7

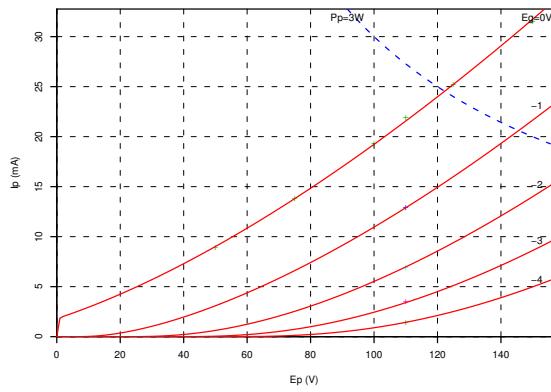


図 B.41: 6U8P(T)

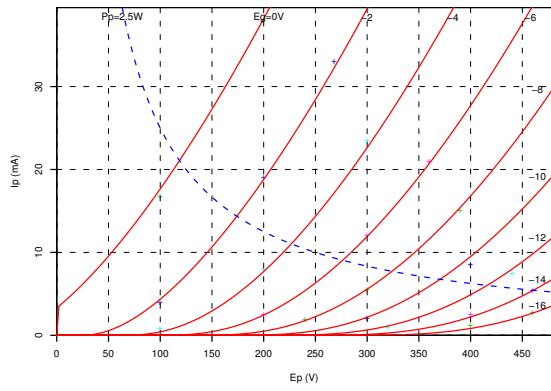


図 B.42: 6U8T

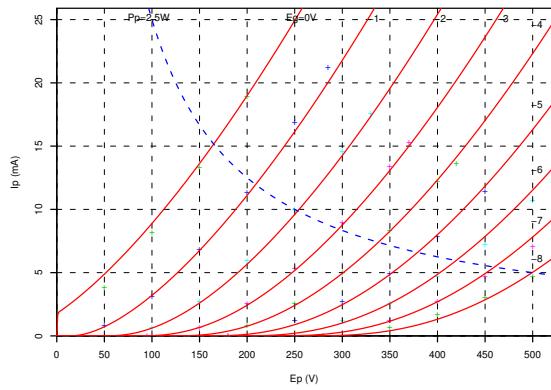


図 B.43: 12AT7 (ECC81)

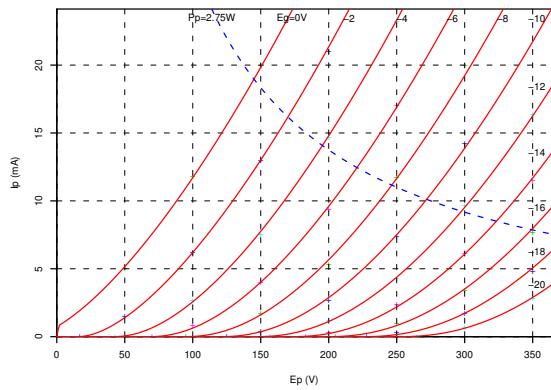


図 B.44: 12AU7 (ECC82)

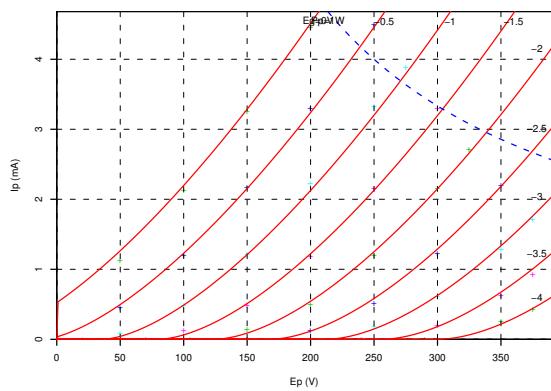


図 B.45: 12AX7 (ECC83)

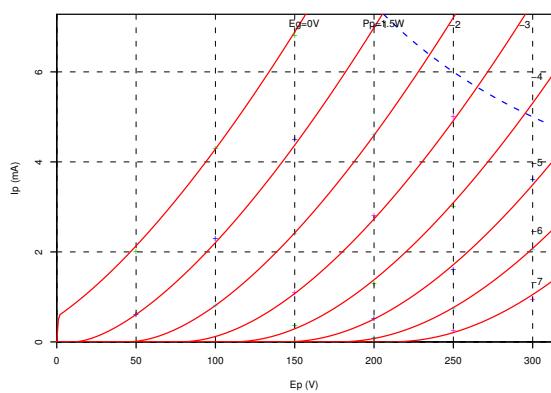


図 B.46: 12AY7

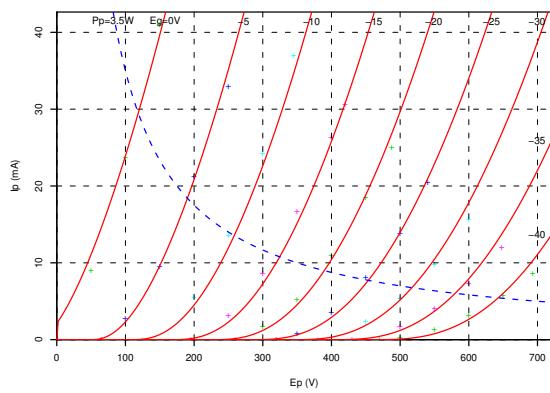


図 B.47: 12BH7

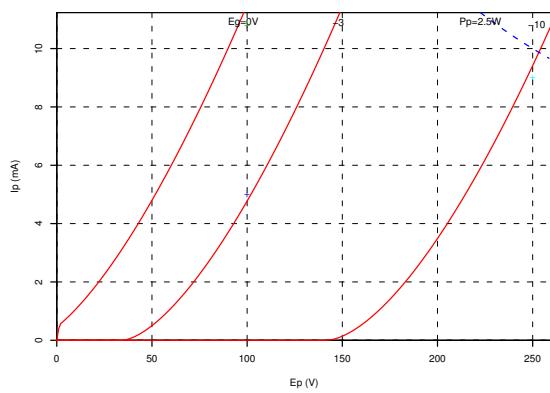


図 B.48: 14AF7

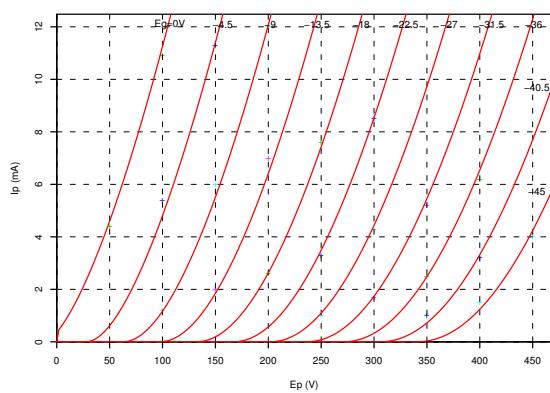


図 B.49: 27

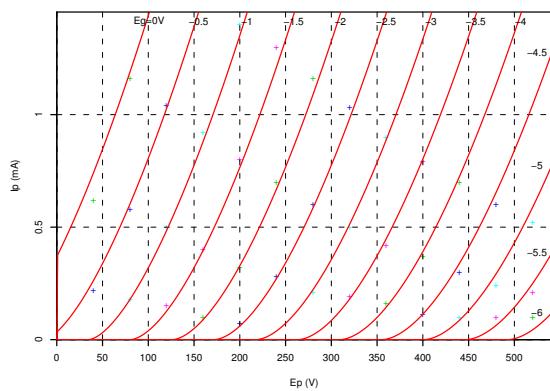


図 B.50: 75

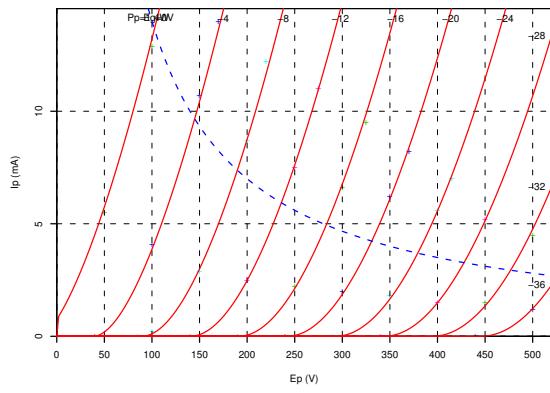


図 B.51: 76

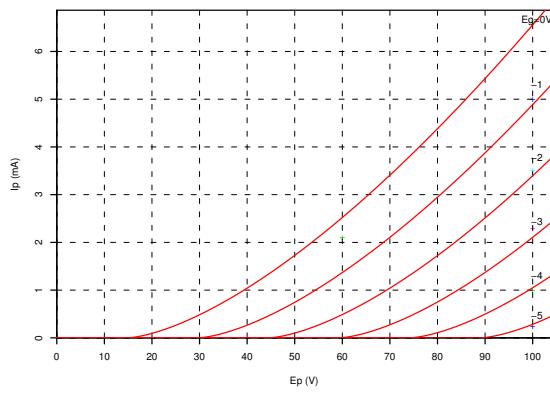


図 B.52: 77(T)

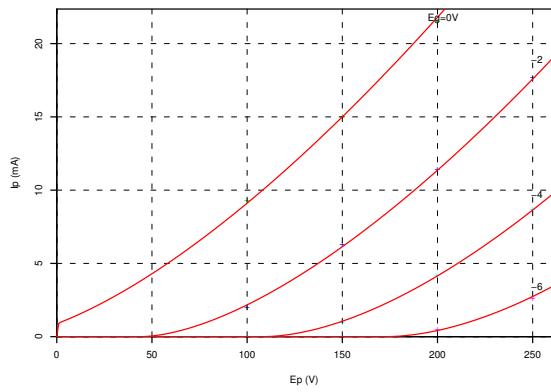


図 B.53: 354V

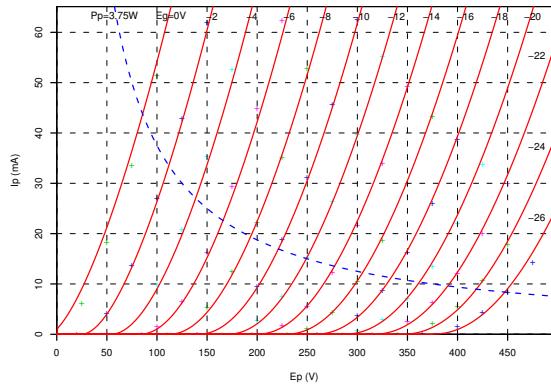


図 B.54: 5687

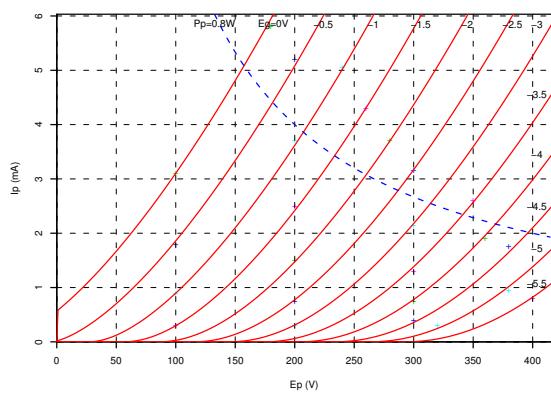


図 B.55: 5751

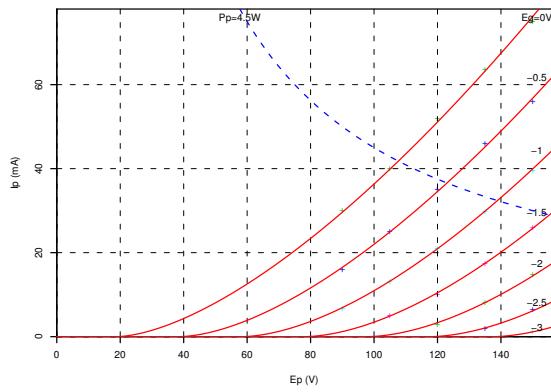


図 B.56: 5842

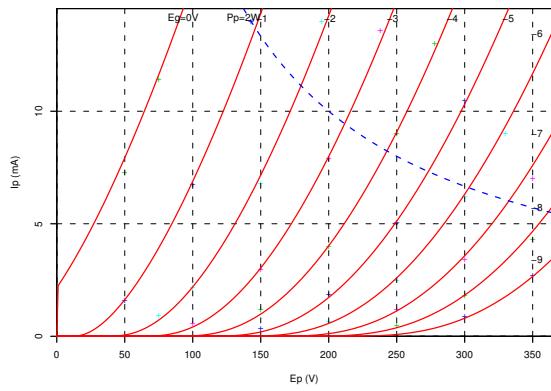


図 B.57: 5965

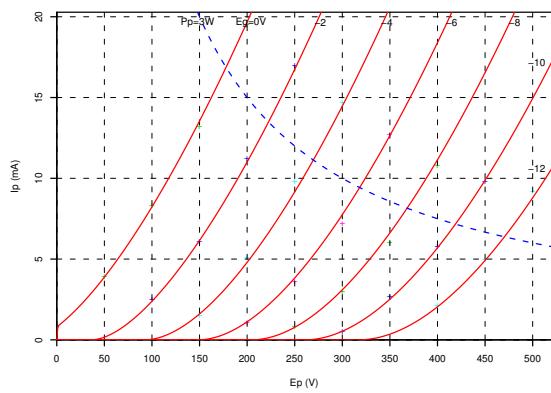


図 B.58: 6240G

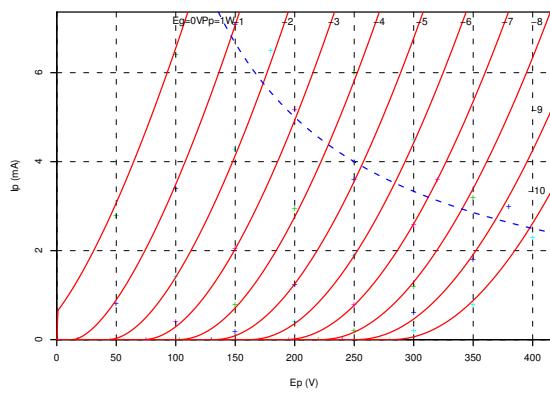


図 B.59: 6267(T)

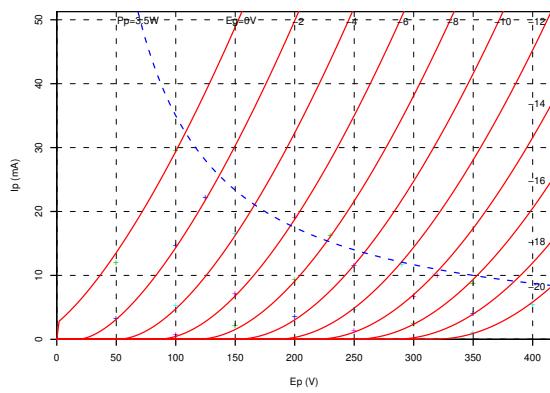


図 B.60: 6350

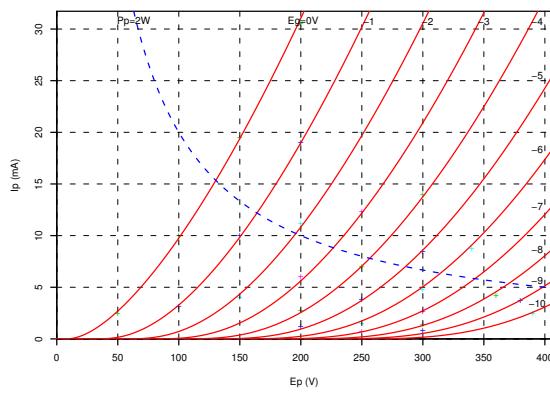


図 B.61: 6414

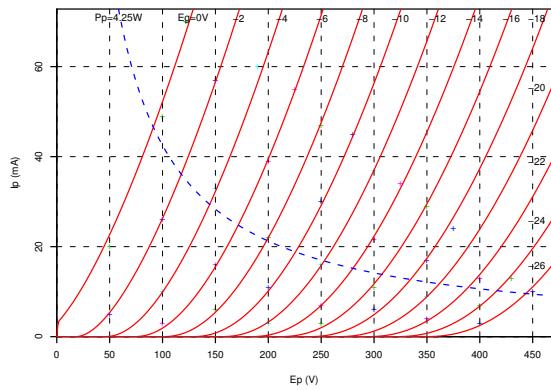


図 B.62: 6900

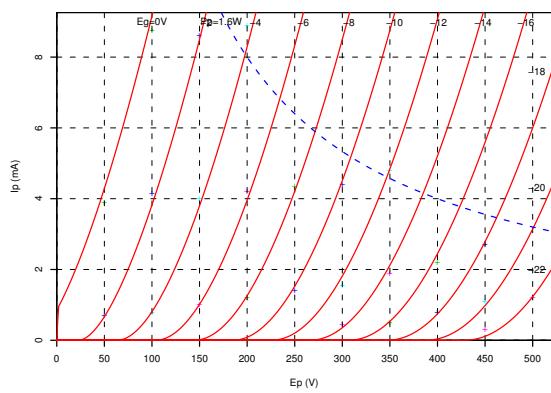


図 B.63: 9002

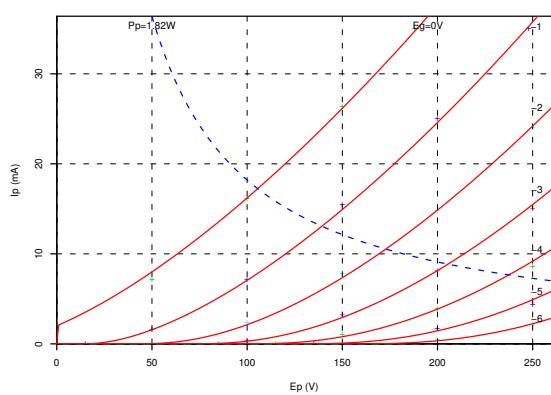


図 B.64: E180CC

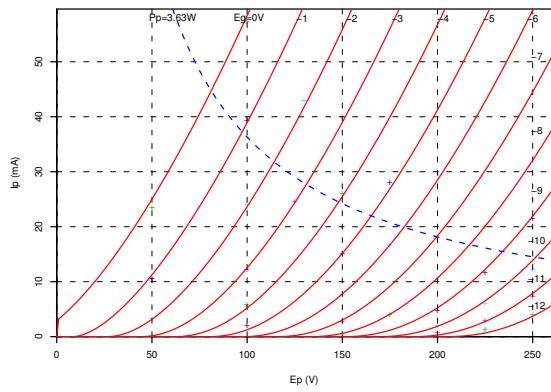


図 B.65: E182CC

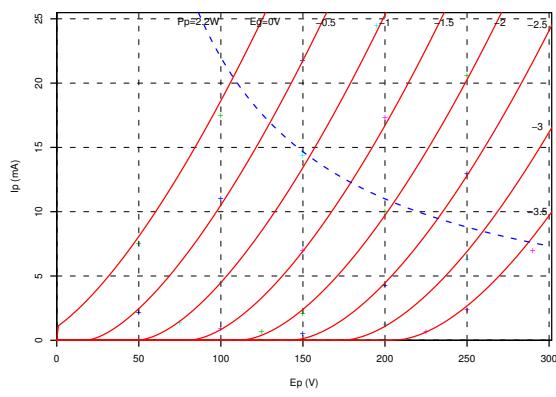


図 B.66: EC86

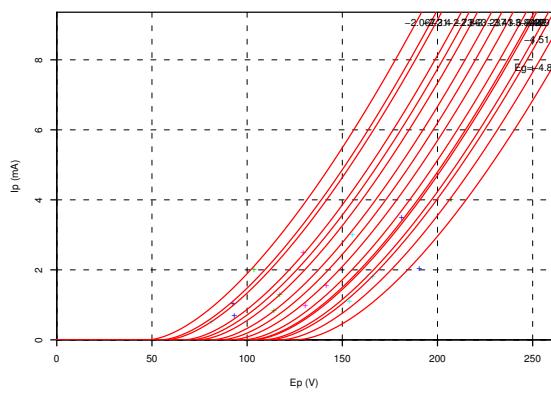


図 B.67: ECC33

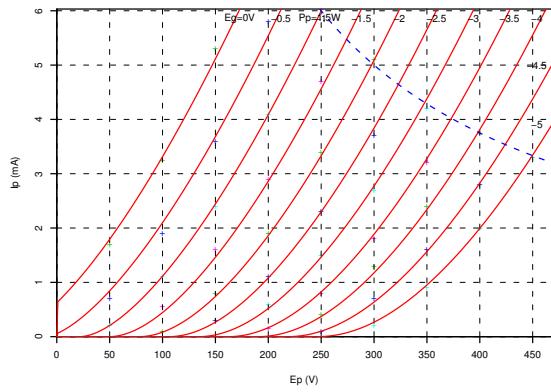


図 B.68: ECC35

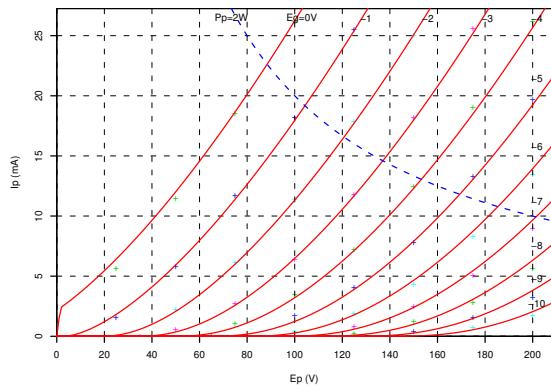


図 B.69: ECC84

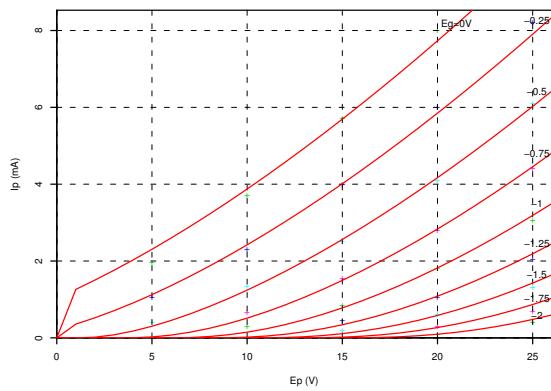


図 B.70: ECC86

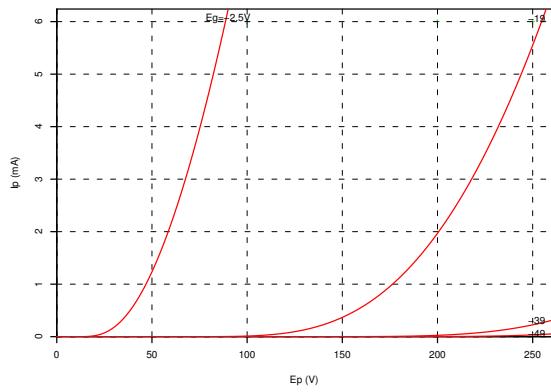


図 B.71: EF39(T)

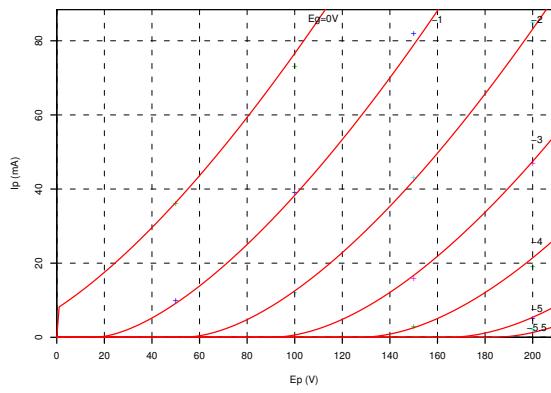


図 B.72: MH4

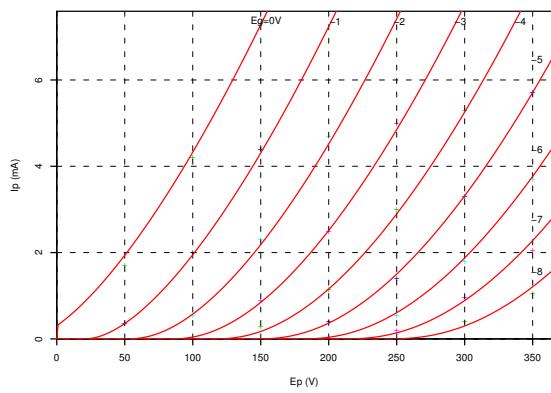


図 B.73: MH40

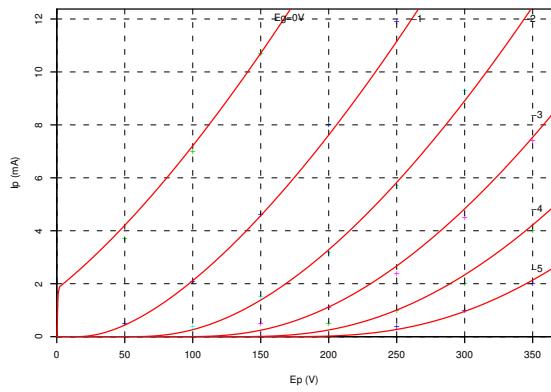


図 B.74: MH41

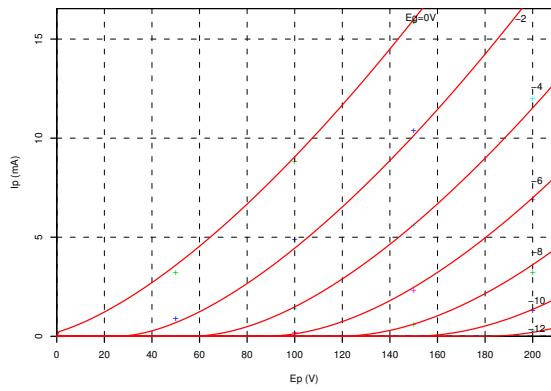


図 B.75: MHL4

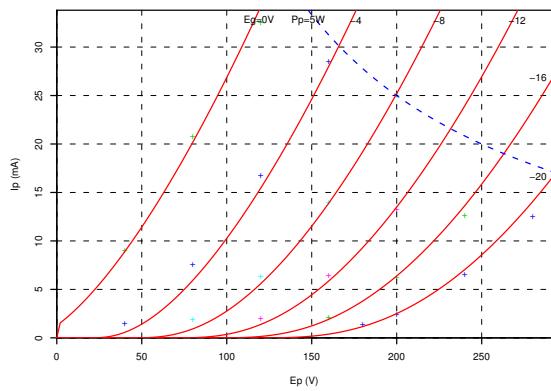


図 B.76: ML4

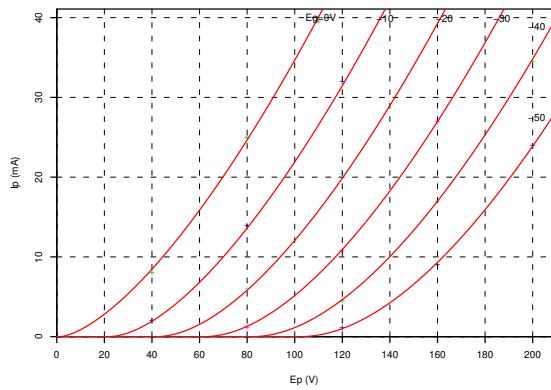


図 B.77: WE104D

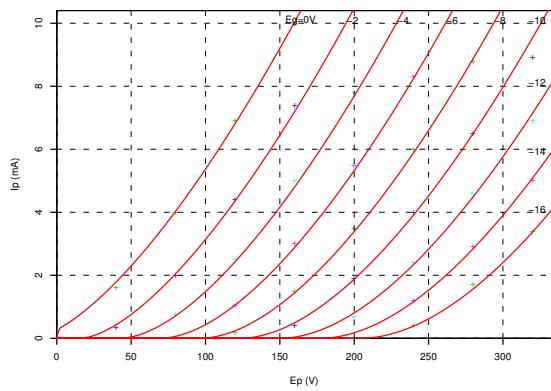


図 B.78: WE262B

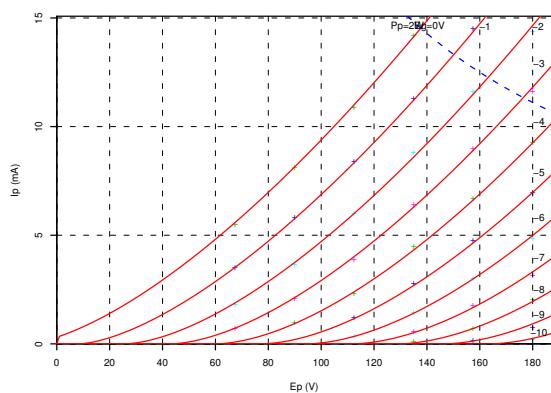


図 B.79: WE310A(T)

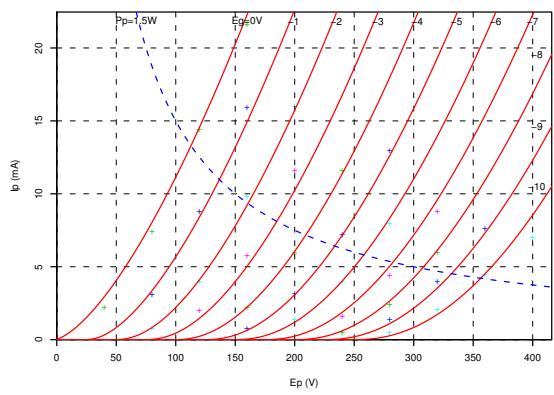


図 B.80: WE396A

B.6.2 電力增幅管

| 名称 | $G (\times 10^{-3})$ | μ_c | α | E_{go} | $G_{\lim} (\times 10^{-3})$ | x_g | C_{gp} (pF) | C_{gk} (pF) | C_{pk} (pF) |
|-----------|----------------------|----------|----------|----------|-----------------------------|---------|---------------|---------------|---------------|
| 2A3 | 0.70942 | 3.73669 | 0.47492 | -0.47259 | — | — | 17 | 7.5 | 5.5 |
| 3C33 | 3.14633 | 8.55173 | 0.59227 | 1.00000 | — | — | 5 | 8.5 | 4 |
| 6AC5 | 0.48666 | 54.26924 | 0.65204 | 0.64402 | 0.53124 | 0.29091 | 4 | 4 | 4 |
| 6AH4 | 1.28803 | 7.06525 | 0.54968 | 1.00000 | — | — | 4.4 | 7 | 1.7 |
| 6AK6(T) | 0.43043 | 7.40868 | 0.56565 | 1.00000 | — | — | 1.5 | 2.1 | 4.1 |
| 6BL7 | 1.79701 | 13.12149 | 0.56407 | 0.46719 | 2.20174 | 0.39497 | 6 | 4.6 | 0.9 |
| 6BM8P(T) | 2.14487 | 6.71896 | 0.59405 | 0.90753 | — | — | 3.9 | 5.4 | 7.7 |
| 6BQ5(T) | 2.38293 | 15.67607 | 0.48243 | 0.03373 | — | — | 4.6 | 6.2 | 6 |
| 6BQ6(T) | 1.83370 | 3.07396 | 0.64092 | -0.12831 | — | — | 6.4 | 8.7 | 6.4 |
| 6BX7 | 2.04376 | 8.25355 | 0.57960 | 1.00000 | — | — | 4.2 | 4.8 | 1.2 |
| 6C19P | 4.84095 | 1.68732 | 0.70210 | 0.10685 | — | — | 8 | 6.5 | 2.5 |
| 6C33C-B | 26.90230 | 1.78009 | 0.71303 | 1.00000 | — | — | 31 | 30 | 11 |
| 6C-A10 | 3.97924 | 7.05325 | 0.58253 | 0.85922 | — | — | 16 | 24 | 16 |
| 6CB5(T) | 1.58604 | 3.14526 | 0.54139 | 0.12234 | — | — | 9 | 13 | 9.6 |
| 6CD6(T) | 2.19747 | 3.10927 | 0.60742 | -0.11853 | — | — | 9.5 | 13 | 7.5 |
| 6CK4 | 2.11604 | 5.83141 | 0.58870 | 1.00000 | 3.54175 | 0.41071 | 6.5 | 8 | 1.8 |
| 6CL6(T) | 3.92297 | 16.22566 | 0.58958 | 0.23314 | — | — | 4.5 | 6.5 | 5.4 |
| 6CW5(T) | 5.88988 | 5.41297 | 0.67326 | 0.38875 | — | — | 5.2 | 6.9 | 5.4 |
| 6DE7-2 | 7.61243 | 4.21421 | 0.71526 | 0.99984 | — | — | 8.5 | 5.5 | 1 |
| 6DQ5(T) | 1.98308 | 2.88728 | 0.52180 | 1.00000 | — | — | 9.5 | 14 | 11 |
| 6DQ6(T) | 4.01978 | 2.93588 | 0.68197 | -1.00000 | — | — | 6.3 | 8.7 | 6.5 |
| 6EM7-2 | 4.34027 | 3.60181 | 0.68443 | 1.00000 | — | — | 10 | 7 | 1.8 |
| 6EW7-2 | 8.47647 | 4.05511 | 0.70812 | 1.00000 | — | — | 9 | 7 | 1.2 |
| 6F6(T) | 0.30711 | 5.88298 | 0.50442 | 1.00000 | 0.57316 | 0.34483 | 4 | 5 | 6.9 |
| 6G-A4 | 3.04503 | 8.16836 | 0.60198 | 1.00000 | — | — | 6.5 | 5 | 1.2 |
| 6GB5(T) | 3.10204 | 4.62061 | 0.56313 | 0.84509 | — | — | 10 | 13 | 9.4 |
| 6G-B8(T) | 3.75847 | 11.90162 | 0.51874 | 0.18362 | — | — | 11 | 13 | 16 |
| 6GW8P(T) | 2.56868 | 19.31108 | 0.46584 | 0.84113 | — | — | 4.2 | 5.8 | 7.6 |
| 6GY5(T) | 3.72328 | 3.46067 | 0.63642 | 0.32802 | — | — | 9.1 | 13 | 8.5 |
| 6JB5(T) | 10.64920 | 4.00056 | 0.76350 | 1.00000 | — | — | 4.1 | 5.4 | 6 |
| 6JE6(T) | 2.33854 | 2.46340 | 0.58841 | 1.00000 | — | — | 9.1 | 13 | 10 |
| 6JG6A(T) | 14.05065 | 2.85376 | 0.72227 | 0.99373 | — | — | 9.2 | 13 | 8.3 |
| 6JR6(T) | 7.40860 | 3.78693 | 0.66970 | 0.99994 | — | — | 9.2 | 13 | 8.3 |
| 6JS6(T) | 3.15225 | 2.18232 | 0.65214 | 0.99999 | — | — | 10 | 14 | 9.3 |
| 6K6(T) | 0.30960 | 5.37164 | 0.53133 | 1.00000 | 0.55340 | 0.41429 | 2.5 | 3 | 5.5 |
| 6KD6(T) | 5.18325 | 2.90552 | 0.60600 | 1.00000 | — | — | 16 | 24 | 15 |
| 6KM6(T) | 4753.41140 | 1.48637 | 0.85197 | 0.57762 | — | — | 9.6 | 13 | 7.9 |
| 6KV6(T) | 5.14377 | 2.96371 | 0.66816 | 0.54069 | — | — | 9.2 | 13 | 8.4 |
| 6L6(T) | 2.19489 | 4.99994 | 0.69170 | 0.91804 | 2.78280 | 0.79545 | 4.4 | 5.7 | 5.9 |
| 6LB6(T) | 8.84703 | 2.30209 | 0.70145 | 0.99700 | — | — | 13 | 20 | 18 |
| 6LF6(T) | 50.15216 | 1.98731 | 0.76574 | 0.95448 | — | — | 16 | 21 | 16 |
| 6LG6(T) | 3.59144 | 3.30008 | 0.59224 | 1.00000 | — | — | 10 | 15 | 12 |
| 6R-A6 | 3.21802 | 13.08264 | 0.53207 | -0.45046 | — | — | 6.5 | 5 | 1.2 |
| 6R-B11(T) | 9.21343 | 5.44688 | 0.73641 | 0.65537 | — | — | 4.4 | 5.6 | 6.3 |
| 6R-P15(T) | 1.97187 | 14.04054 | 0.46659 | 0.81734 | — | — | 4.6 | 6.2 | 6 |
| 6S4A | 1.17979 | 11.83932 | 0.60392 | 0.32779 | — | — | 2.4 | 4.2 | 0.6 |
| 6V6(T) | 0.60166 | 7.01923 | 0.55952 | 1.00000 | 1.12921 | 0.45545 | 4 | 5 | 6.9 |
| 6W6(T) | 1.34945 | 6.06254 | 0.46445 | 1.00000 | 2.47871 | 0.51389 | 6.5 | 8.6 | 8.2 |

| 名称 | $G (\times 10^{-3})$ | μ_c | α | E_{go} | $G_{\text{lim}} (\times 10^{-3})$ | x_g | C_{gp} (pF) | C_{gk} (pF) | C_{pk} (pF) |
|------------|----------------------|----------|----------|----------|-----------------------------------|---------|---------------|---------------|---------------|
| 12B4A | 3.65846 | 5.11344 | 0.63014 | 1.00000 | — | — | 4.8 | 5 | 1.5 |
| 12BY7A(T) | 3.60819 | 21.86055 | 0.54602 | -0.02185 | — | — | 4.1 | 6.1 | 3.4 |
| 12GN7A(T) | 18.63804 | 35.98980 | 0.50319 | -0.52500 | — | — | 7.1 | 10 | 3.9 |
| 20P1(T) | 1.70013 | 3.00247 | 0.64260 | 1.00000 | — | — | 9.5 | 14 | 11 |
| 25E5(T) | 2.55114 | 4.26390 | 0.56518 | 1.00000 | — | — | 7.7 | 9.9 | 7 |
| 31LZ6(T) | 5.80832 | 2.33417 | 0.66052 | -0.11977 | — | — | 9.2 | 13 | 10 |
| 35C5(T) | 2.42048 | 4.13436 | 0.67909 | 1.00000 | — | — | 5.2 | 6.9 | 8.4 |
| 50H-B26(T) | 2.77049 | 4.11686 | 0.58715 | 1.00000 | — | — | 7.6 | 9.8 | 6.7 |
| 62BT(T) | 1.95984 | 3.88026 | 0.60877 | 1.00000 | — | — | 9.5 | 14 | 11 |
| 10 | 0.20224 | 7.79932 | 0.38360 | -0.99999 | — | — | 7 | 4 | 3 |
| 12A | 0.37492 | 8.05275 | 0.44604 | -1.00000 | — | — | 8.5 | 4 | 2 |
| 41MXP | 89.95572 | 3.01056 | 0.82005 | 0.99999 | — | — | 4 | 4 | 4 |
| 45 | 0.27269 | 3.18839 | 0.48741 | -0.36938 | — | — | 7 | 4 | 3 |
| 46 | 0.56012 | 41.21472 | 0.66547 | -0.63326 | 0.50063 | 0.32203 | 4 | 4 | 4 |
| 50 | 0.14864 | 3.33491 | 0.45248 | 1.00000 | — | — | 4 | 4 | 4 |
| 53 | 0.48213 | 32.46527 | 0.35000 | 1.00000 | 0.59402 | 0.28455 | 4 | 4 | 4 |
| 59 hi-mu | 1678.90610 | 10.85140 | 0.86424 | 0.99979 | 0.59397 | 0.35714 | 4 | 4 | 4 |
| 71A | 0.21308 | 2.82563 | 0.44302 | -1.00000 | — | — | 7.5 | 3.2 | 2.9 |
| 211 | 0.39352 | 11.73864 | 0.35000 | 1.00000 | 0.52483 | 0.20988 | 14 | 5.4 | 4.8 |
| 300B | 0.71192 | 3.68780 | 0.42909 | 0.99996 | — | — | 15 | 8.5 | 4.1 |
| 350B(T) | 1.21902 | 6.18649 | 0.58406 | 1.00000 | — | — | 6.7 | 9.3 | 7.5 |
| 801 | 0.20395 | 8.02715 | 0.36013 | 1.00000 | 0.27300 | 0.17582 | 6 | 4.5 | 1.5 |
| 829B(T) | 1.38709 | 7.39928 | 0.48658 | -0.31276 | 3.00751 | 0.46097 | 5.9 | 8.6 | 6.9 |
| 845 | 0.54614 | 4.43596 | 0.62220 | 1.00000 | — | — | 14 | 6 | 6.5 |
| 1619(T) | 0.57412 | 8.59411 | 0.45781 | -1.00000 | — | — | 4.4 | 6.1 | 12 |
| 5998 | 9.46177 | 3.99181 | 0.69539 | 1.00000 | — | — | 8.6 | 6 | 2.2 |
| 6080 | 3.07459 | 1.38175 | 0.68136 | 1.00000 | — | — | 8.6 | 6 | 2.2 |
| 6146B(T) | 0.91732 | 3.71468 | 0.47761 | 1.00000 | — | — | 5.3 | 7.7 | 8.3 |
| 6197(T) | 3.06570 | 18.20208 | 0.50834 | 0.45955 | — | — | 0.13 | 12 | 5 |
| 6336 | 5.59674 | 2.08600 | 0.66834 | 0.80125 | — | — | 16 | 14 | 5 |
| 6550A(T) | 1.75037 | 5.83467 | 0.58500 | 0.19194 | — | — | 6.5 | 8.6 | 9.2 |
| 7591(T) | 2.03513 | 15.26848 | 0.47273 | 0.99927 | — | — | 4.2 | 5.9 | 4.8 |
| 8045G | 9.90936 | 3.39517 | 0.70126 | 1.00000 | — | — | 16 | 24 | 16 |
| 8417(T) | 7.73187 | 12.20604 | 0.63317 | 0.63054 | — | — | 9.4 | 13 | 8.1 |
| AD1 | 0.77503 | 4.00199 | 0.42298 | 0.99548 | — | — | 23 | 7.5 | 5.5 |
| DA30 | 0.52412 | 2.99477 | 0.48814 | 1.00000 | — | — | 13 | 10 | 6.5 |
| EL12(T) | 2.59215 | 15.49982 | 0.48323 | 1.00000 | — | — | 4.4 | 5.7 | 5.9 |
| EL32(T) | 2.05825 | 4.57303 | 0.71355 | 1.00000 | — | — | 4 | 4 | 4 |
| EL34(T) | 1.97625 | 8.20636 | 0.55219 | 0.29361 | — | — | 1.1 | 15 | 8.4 |
| EL95(T) | 1.15708 | 14.93603 | 0.45892 | 1.00000 | — | — | 0.4 | 5.3 | 3.5 |
| EL156(T) | 2.34365 | 11.78729 | 0.42565 | 1.00000 | — | — | 7.9 | 11 | 7 |
| KT33C(T) | 2.06231 | 6.80995 | 0.58344 | 0.96268 | — | — | 8.4 | 11 | 11 |
| KT66(T) | 1.08932 | 6.51874 | 0.55883 | 1.00000 | — | — | 6.5 | 8.1 | 9 |
| KT88(T) | 2.93176 | 5.02149 | 0.65985 | 1.00000 | — | — | 7.2 | 9 | 11 |
| PX4 | 0.63149 | 4.61410 | 0.47820 | -0.81288 | — | — | 14 | 7.7 | 3.9 |
| PX25 | 1.16714 | 7.53064 | 0.54879 | -1.00000 | — | — | 15 | 11 | 8.3 |
| PX25A | 0.76698 | 2.94470 | 0.53473 | -0.75926 | — | — | 15 | 11 | 8.3 |
| Pen45(T) | 1.96025 | 15.07885 | 0.46664 | 0.77689 | — | — | 9.6 | 13 | 12 |
| RE604 | 0.28831 | 3.55326 | 0.40658 | 0.99998 | — | — | 4 | 4 | 4 |
| WE421A | 10.83017 | 3.50065 | 0.70762 | 0.99947 | — | — | 8.6 | 6 | 2.2 |

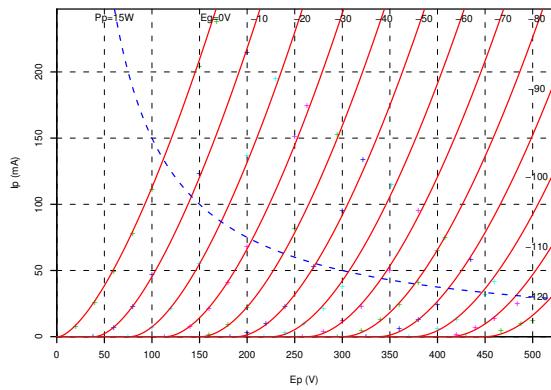


図 B.81: 2A3

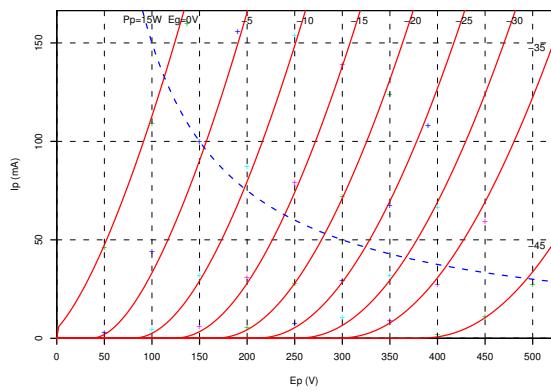


図 B.82: 3C33

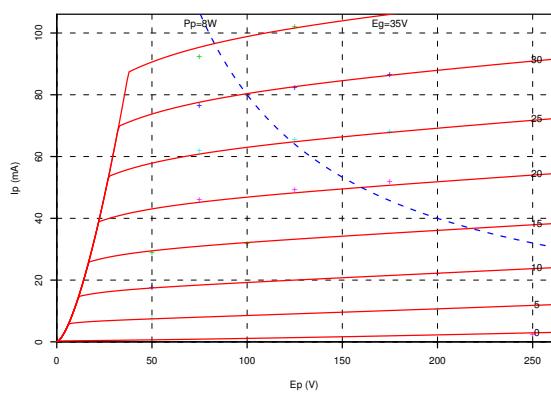


図 B.83: 6AC5

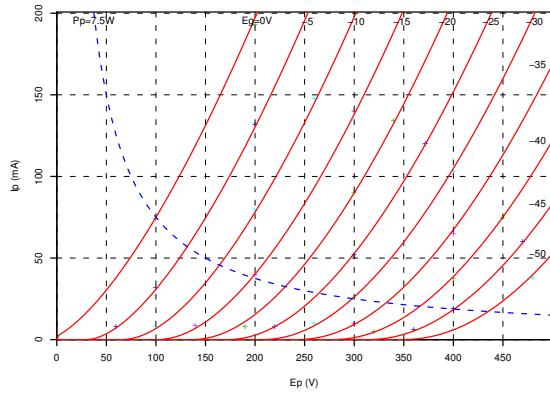


図 B.84: 6AH4

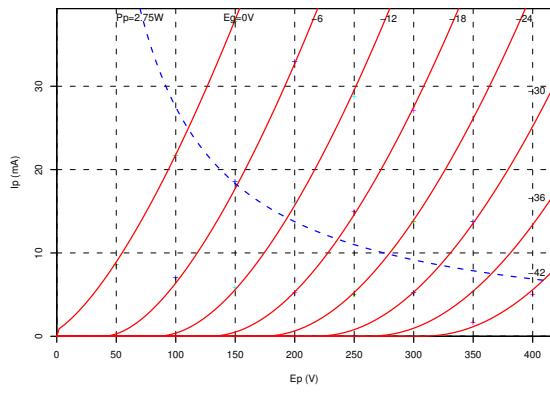


図 B.85: 6AK6(T)

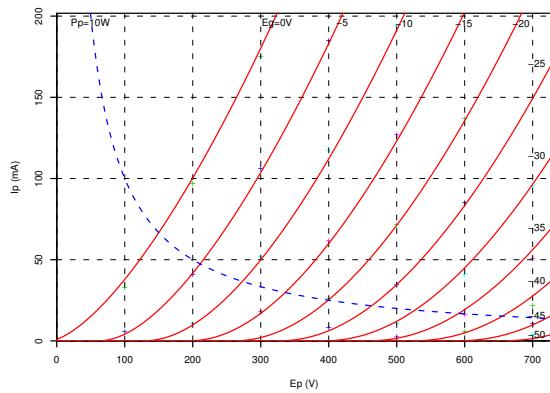


図 B.86: 6BL7

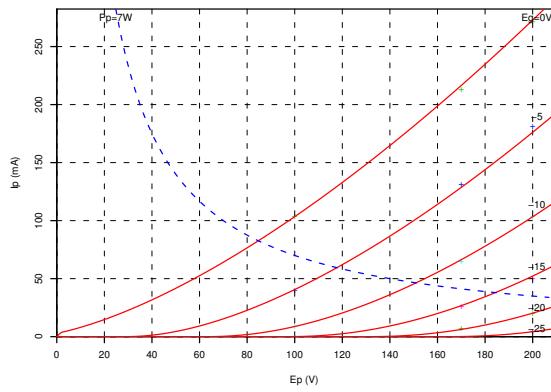


図 B.87: 6BM8P(T)

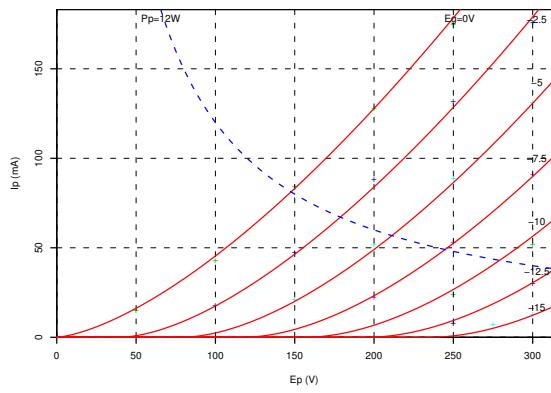


図 B.88: 6BQ5(T)

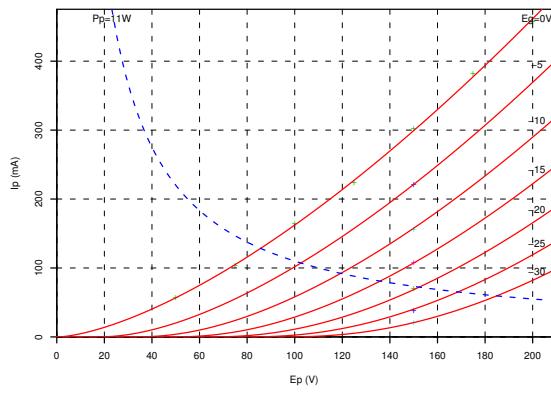


図 B.89: 6BQ6(T)

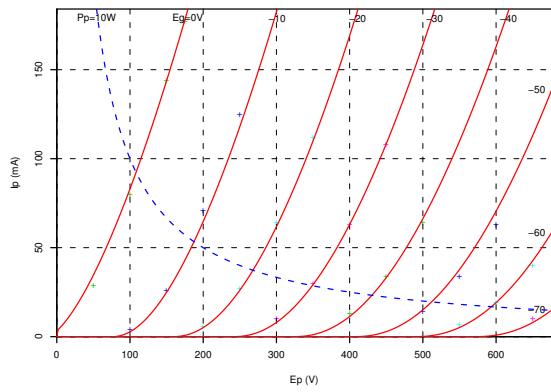


図 B.90: 6BX7

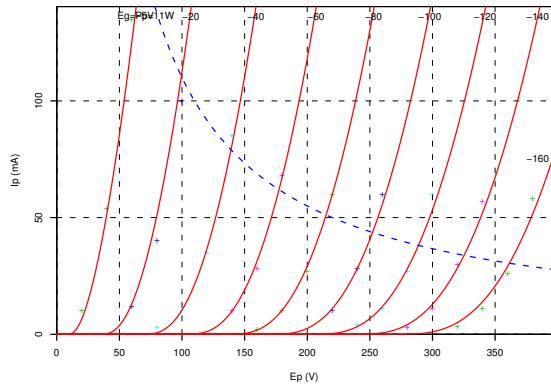


図 B.91: 6C19P

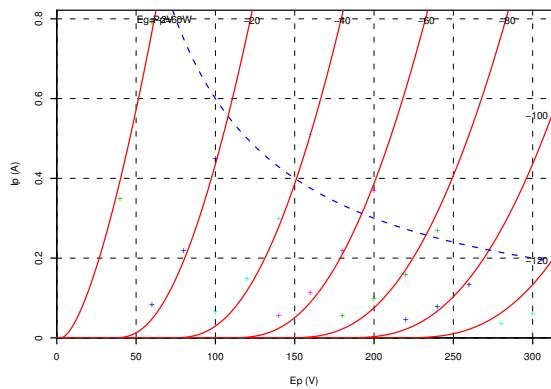


図 B.92: 6C33C-B

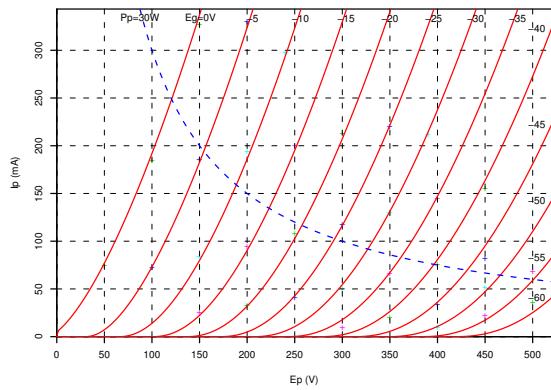


図 B.93: 6C-A10

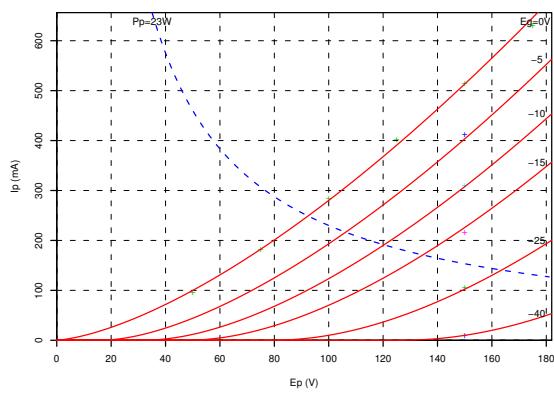


図 B.94: 6CB5(T)

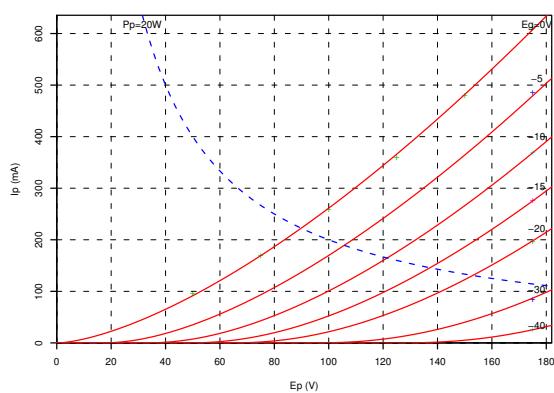


図 B.95: 6CD6(T)

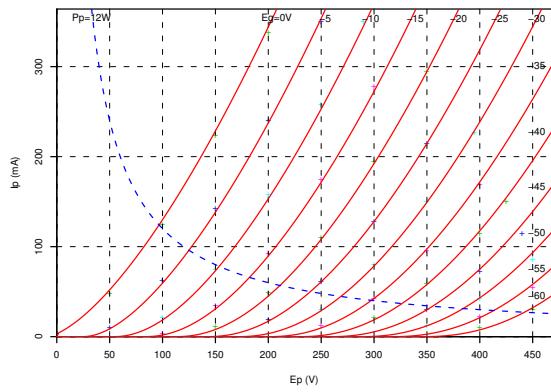


図 B.96: 6CK4

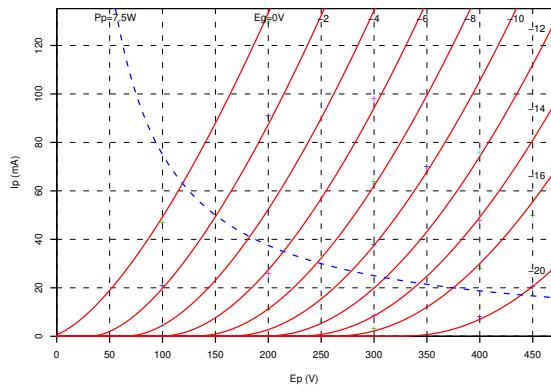


図 B.97: 6CL6(T)

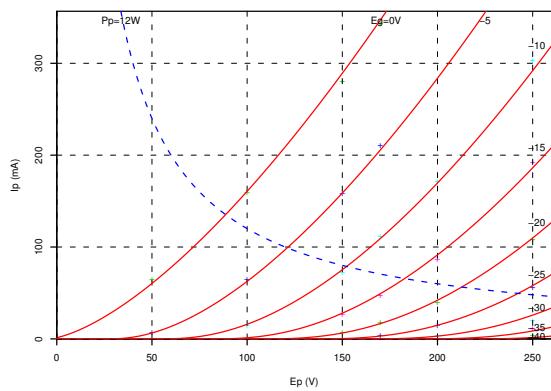


図 B.98: 6CW5(T)

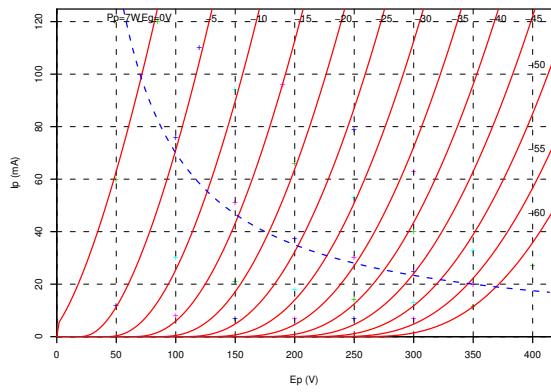


図 B.99: 6DE7-2

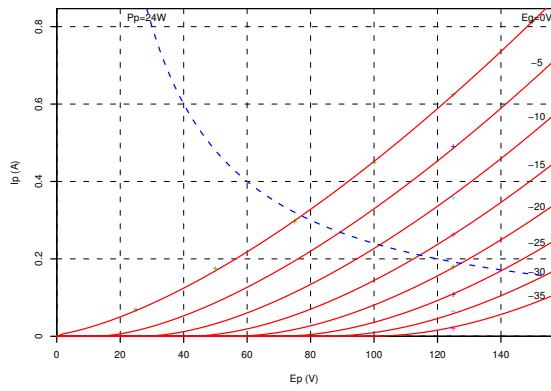


図 B.100: 6DQ5(T)

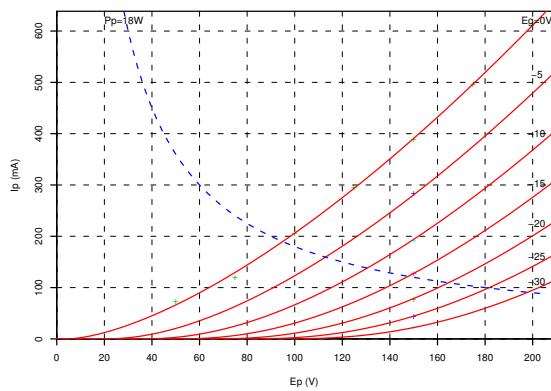


図 B.101: 6DQ6(T)

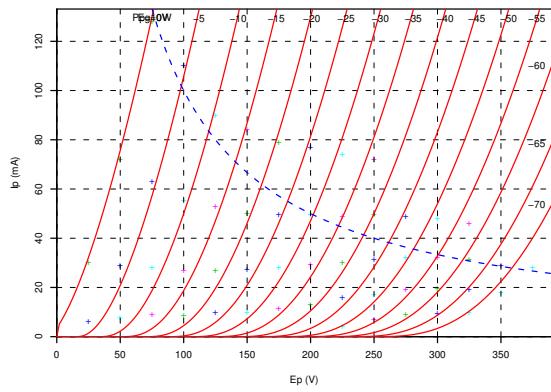


図 B.102: 6EM7-2

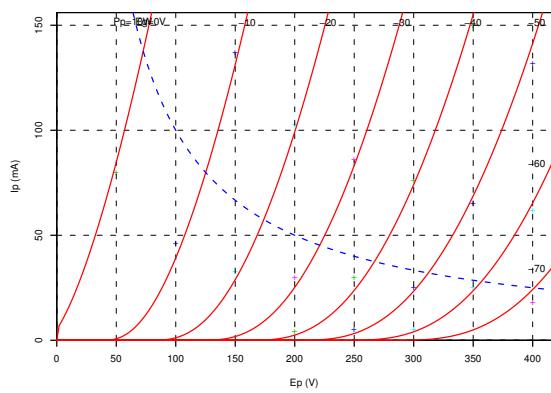


図 B.103: 6EW7-2

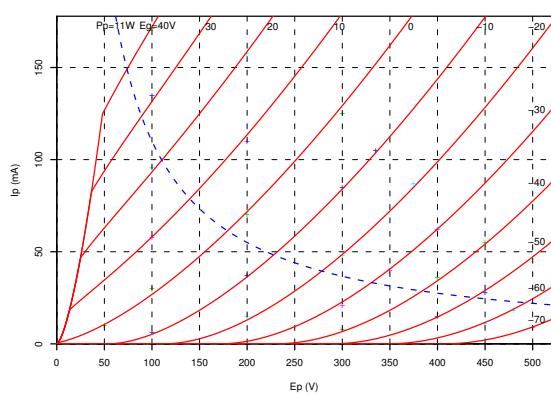


図 B.104: 6F6(T)

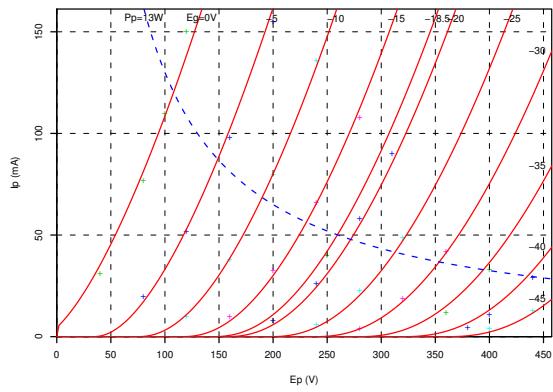


図 B.105: 6G-A4

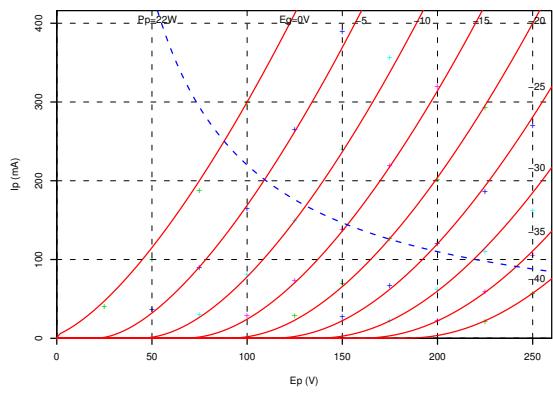


図 B.106: 6GB5(T)

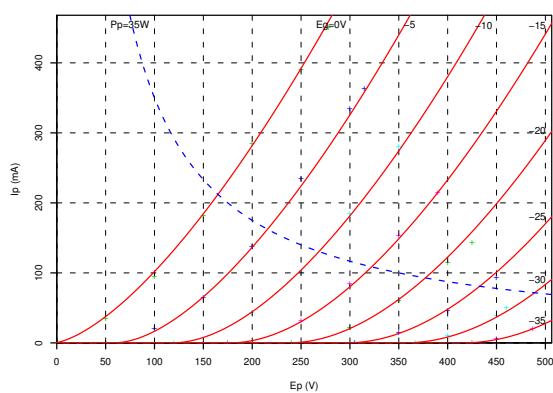


図 B.107: 6G-B8(T)

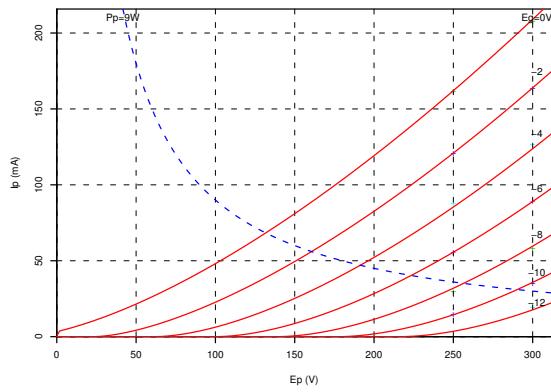


図 B.108: 6GW8P(T)

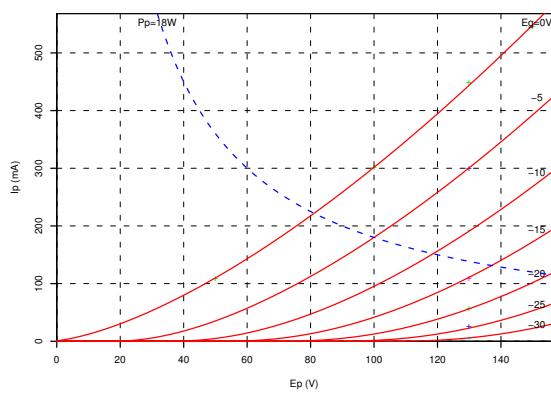


図 B.109: 6GY5(T)

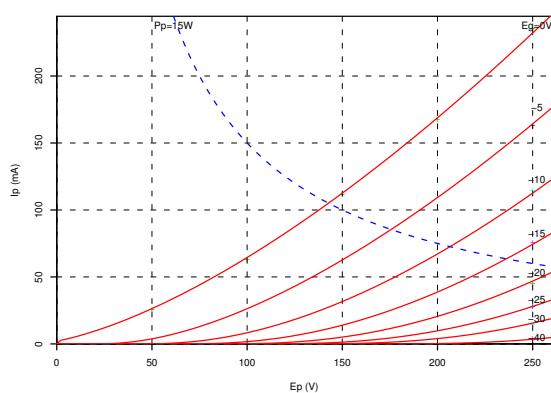


図 B.110: 6JB5(T)

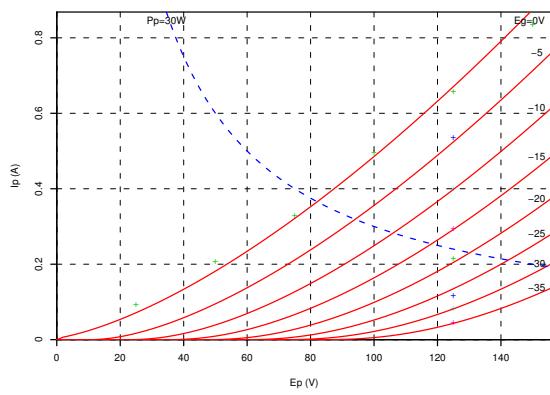


図 B.111: 6JE6(T)

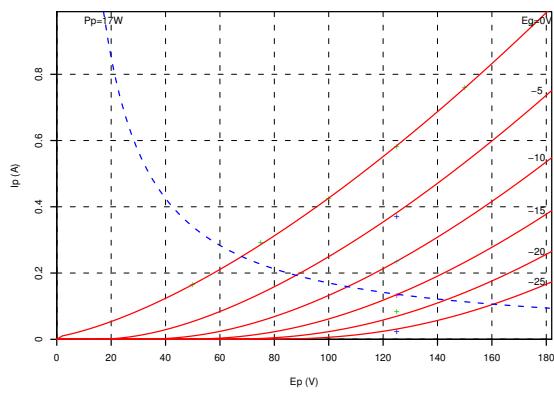


図 B.112: 6JG6A(T)

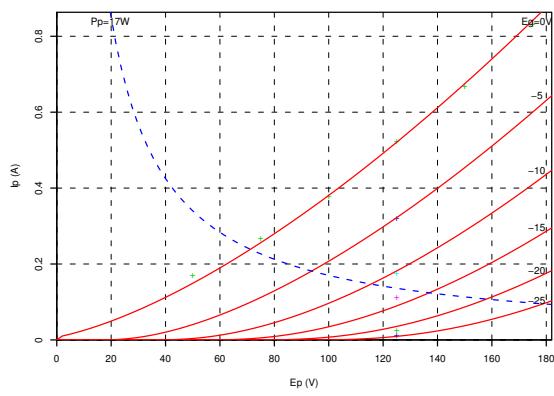


図 B.113: 6JR6(T)

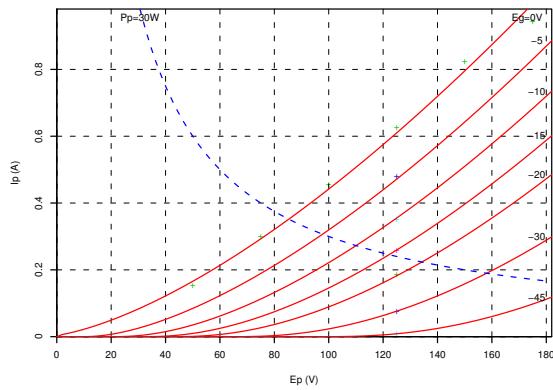


図 B.114: 6JS6(T)

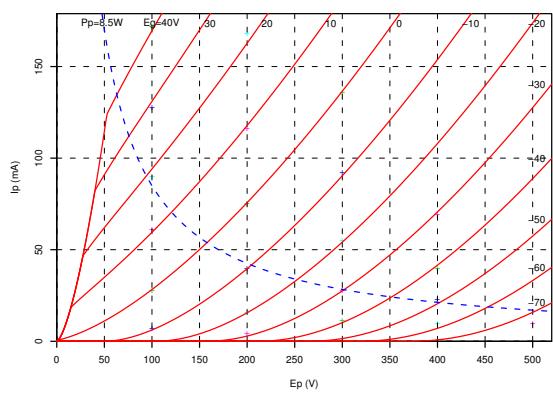


図 B.115: 6K6(T)

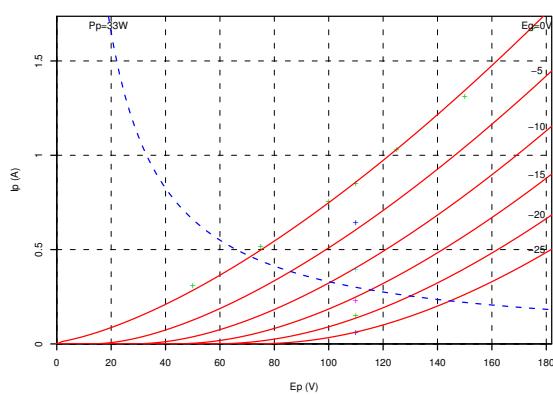


図 B.116: 6KD6(T)

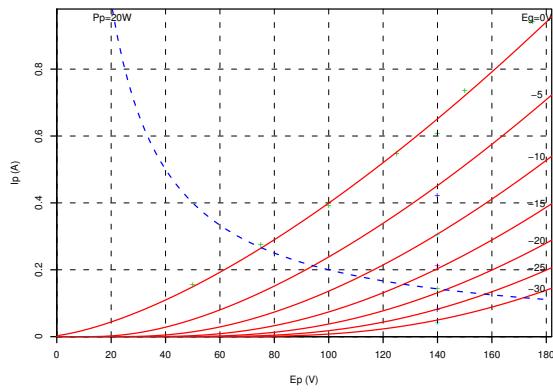


図 B.117: 6KM6(T)

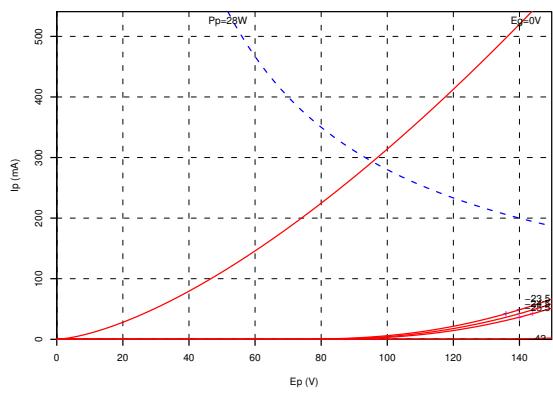


図 B.118: 6KV6(T)

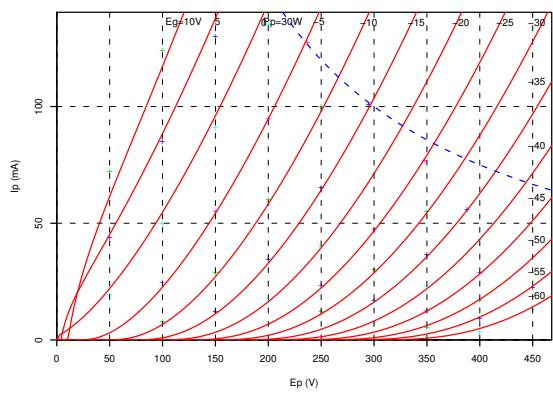


図 B.119: 6L6(T)

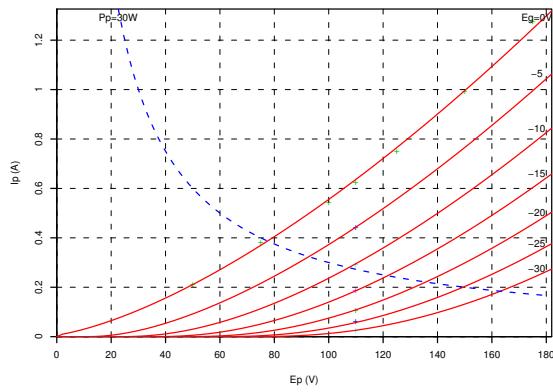


図 B.120: 6LB6(T)

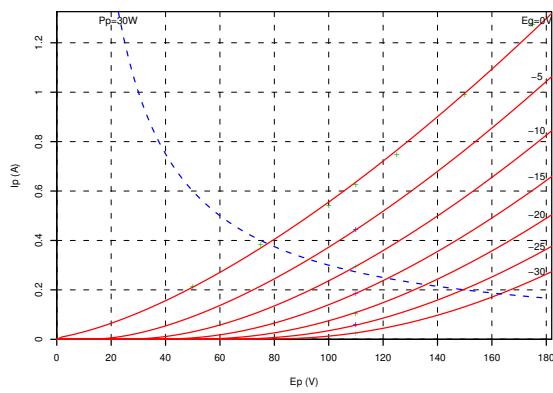


図 B.121: 6LB6(T)

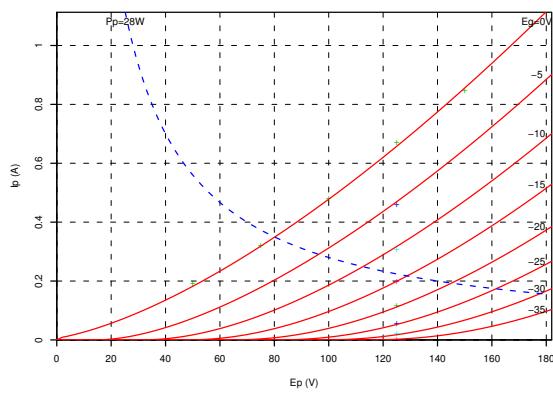


図 B.122: 6LG6(T)

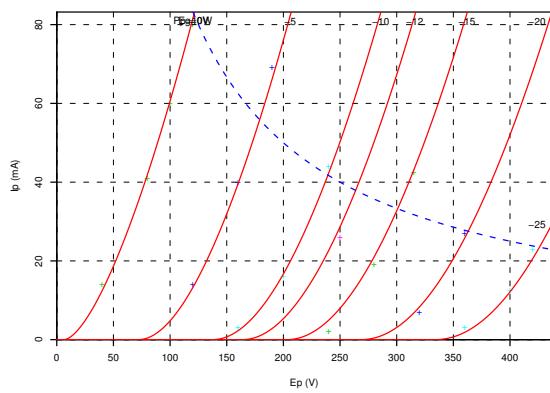


図 B.123: 6R-A6

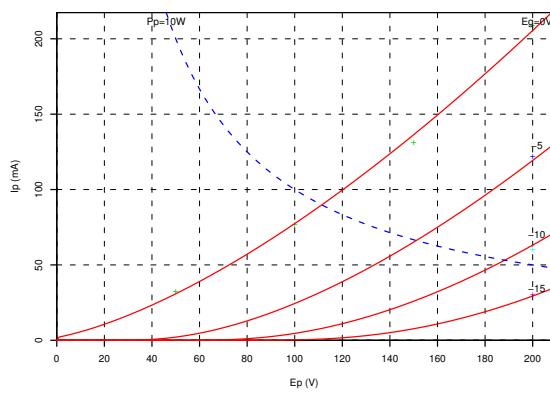


図 B.124: 6R-B11(T)

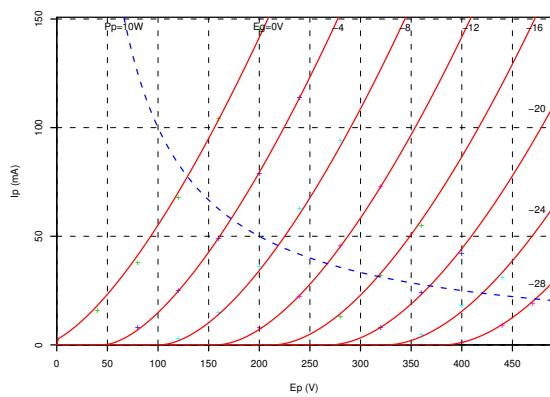


図 B.125: 6R-P15(T)

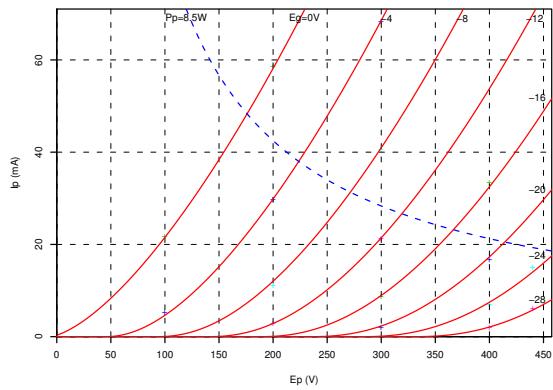


図 B.126: 6S4A

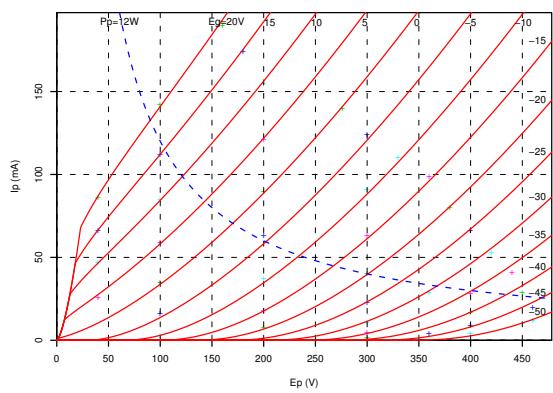


図 B.127: 6V6(T)

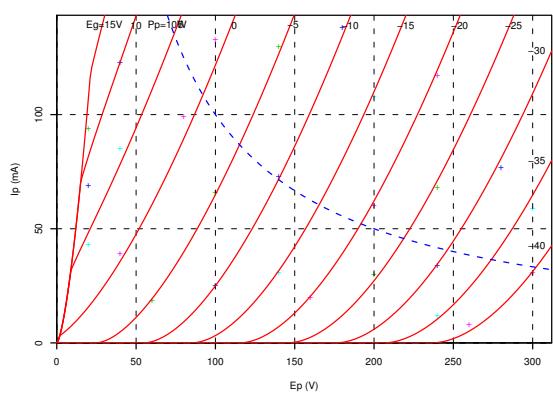


図 B.128: 6W6(T)

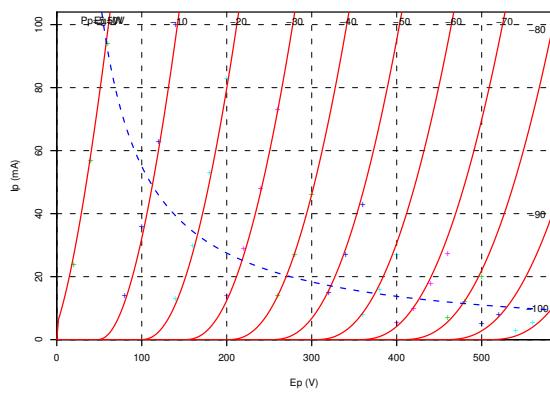


図 B.129: 12B4A

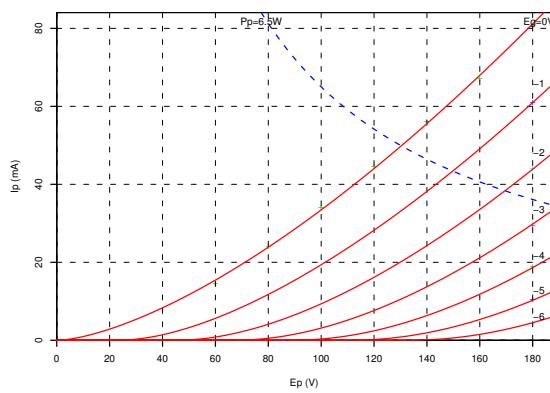


図 B.130: 12BY7A(T)

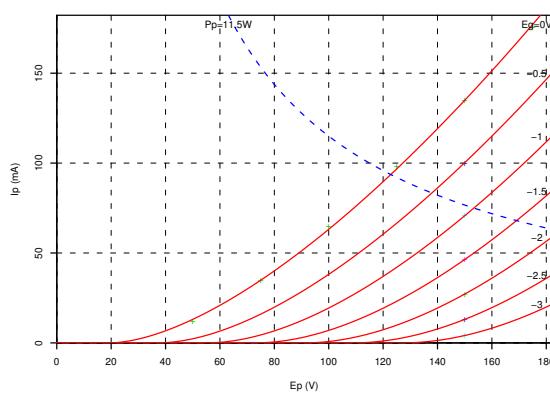


図 B.131: 12GN7A(T)

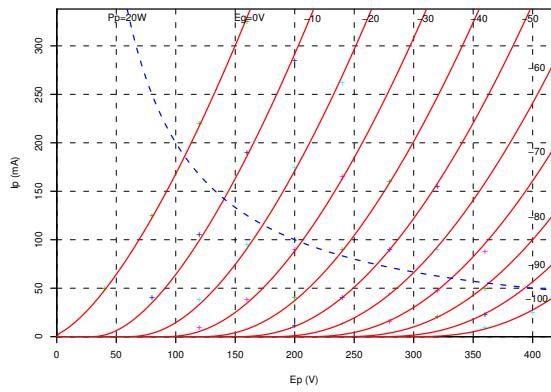


図 B.132: 20P1(T)

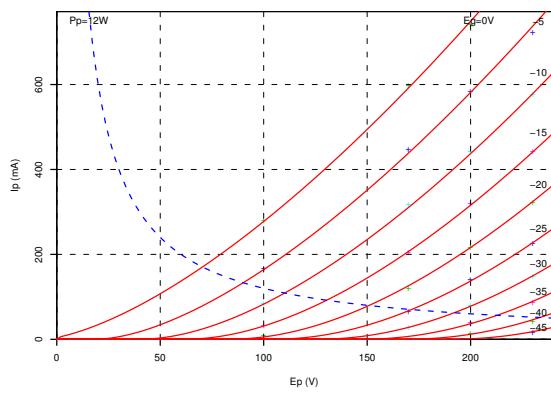


図 B.133: 25E5(T)

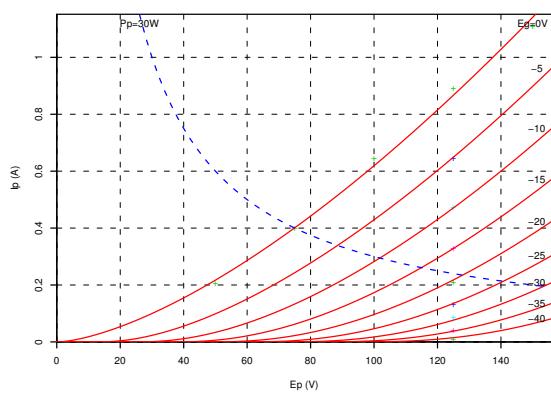


図 B.134: 31LZ6(T)

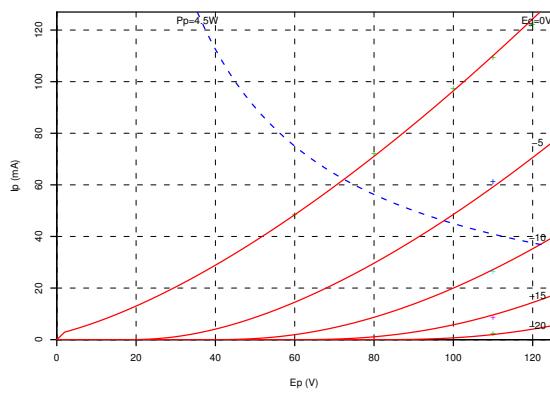


図 B.135: 35C5(T)

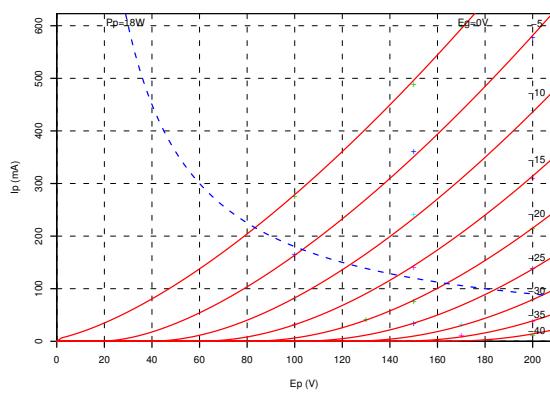


図 B.136: 50HB26(T)

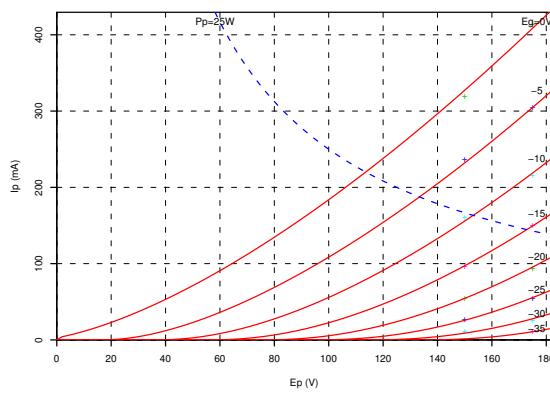


図 B.137: 62BT(T)

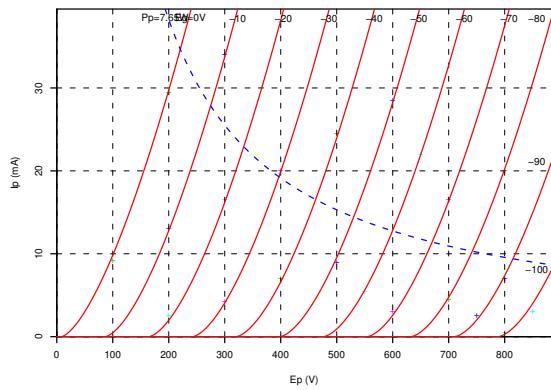


図 B.138: 10

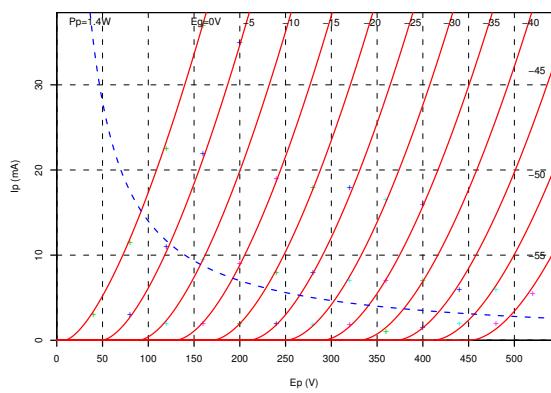


図 B.139: 12A

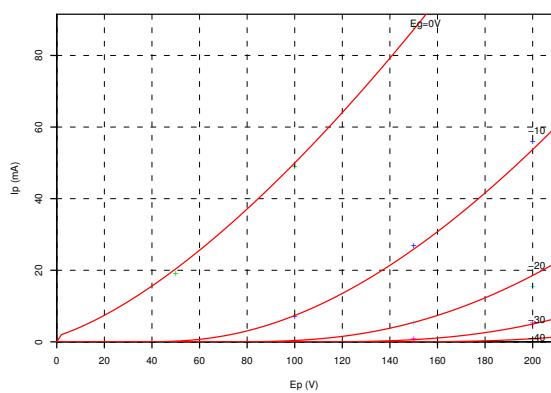


図 B.140: 41MXP

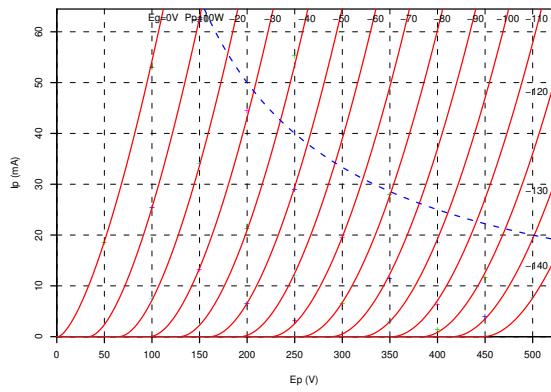


図 B.141: 45

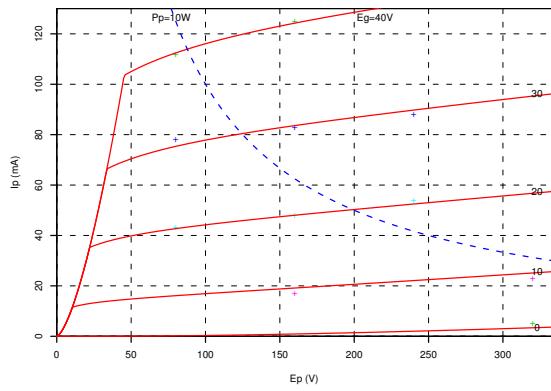
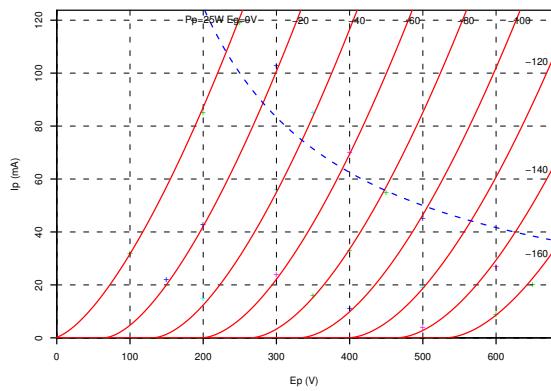


図 B.142: 46



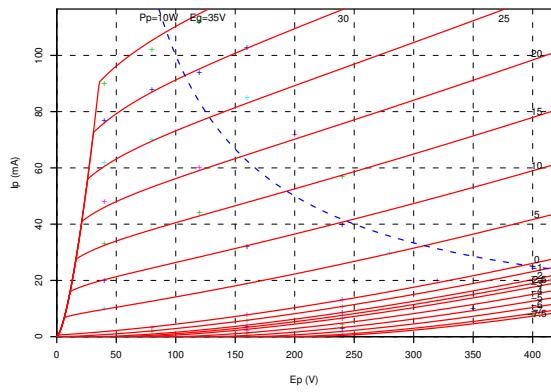


図 B.144: 53

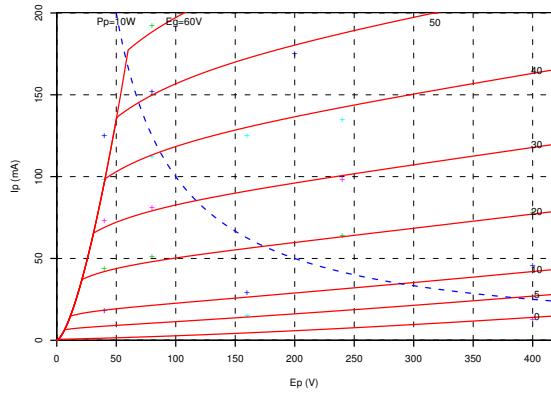
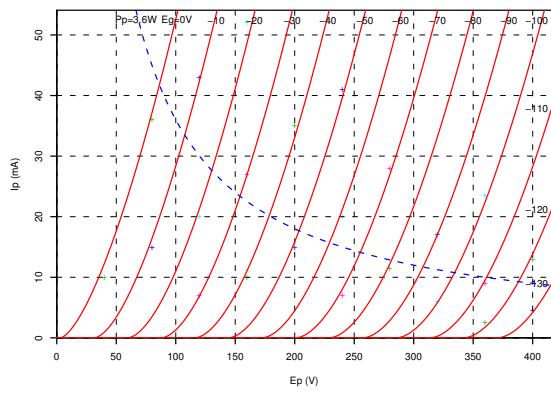


図 B.145: 59 hi-mu



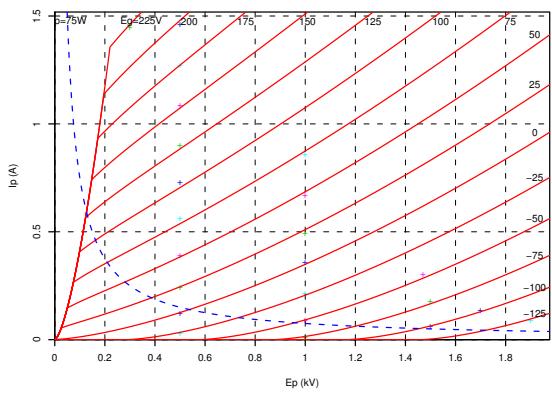


図 B.147: 211

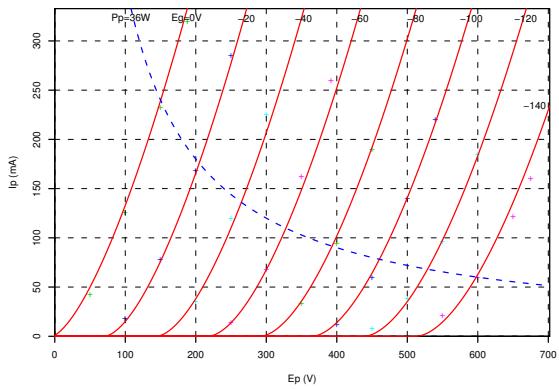


図 B.148: 300B

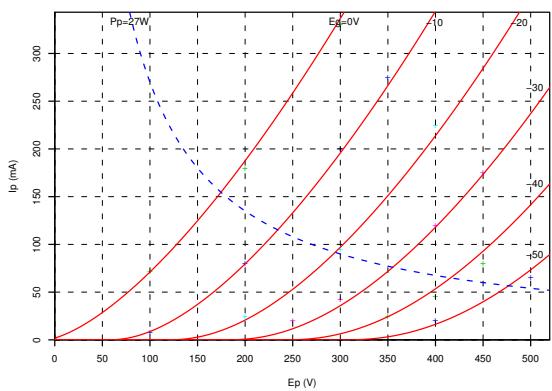


図 B.149: 350B(T)

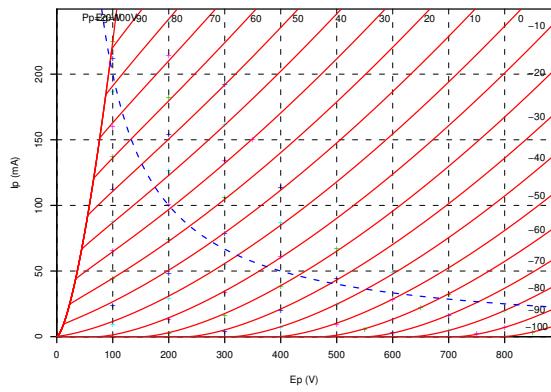


図 B.150: 801

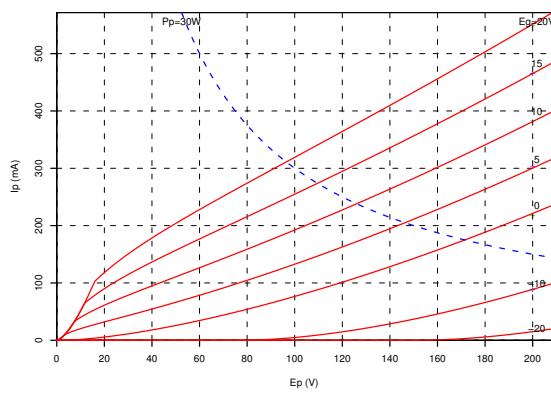


図 B.151: 829B(T)

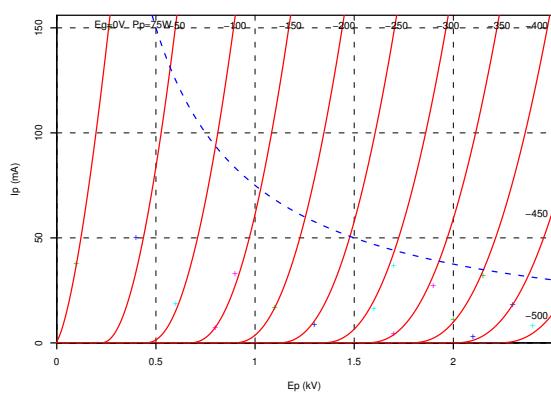


図 B.152: 845

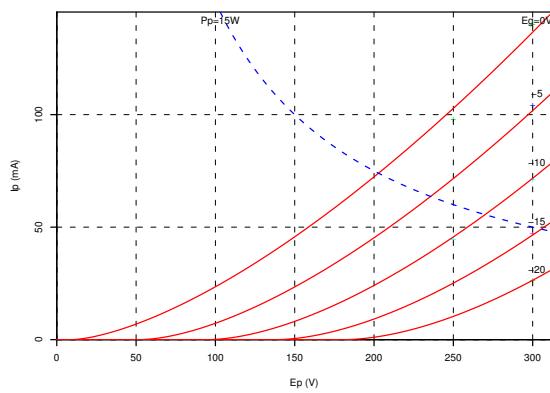


図 B.153: 1619(T)

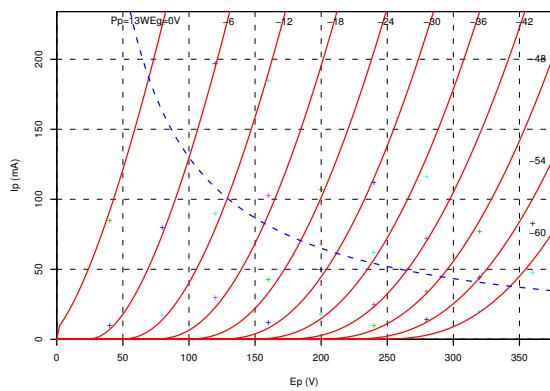


図 B.154: 5998

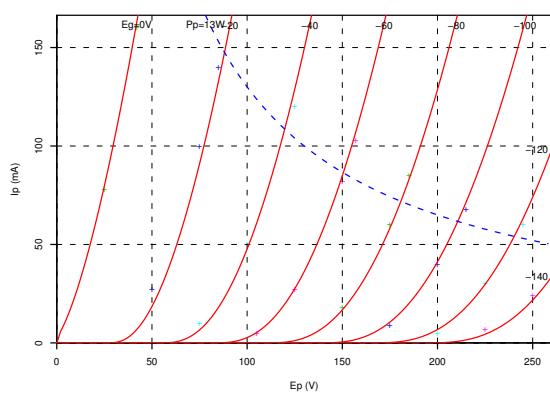


図 B.155: 6080

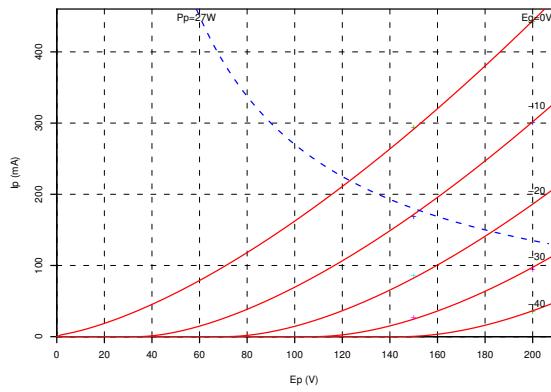


図 B.156: 6146B(T)

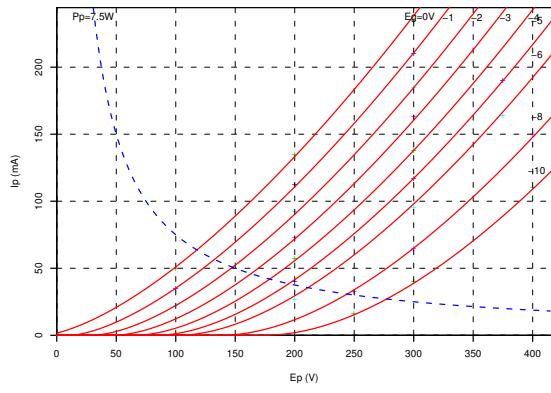


図 B.157: 6197(T)

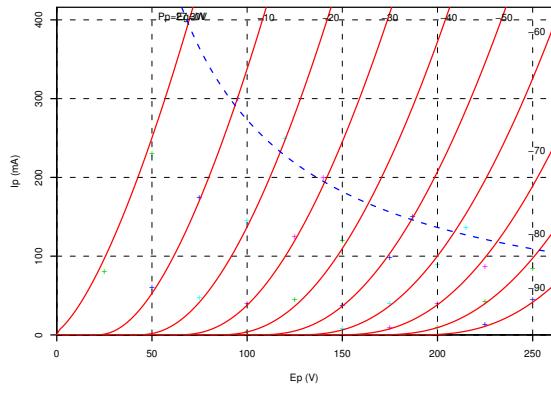


図 B.158: 6336

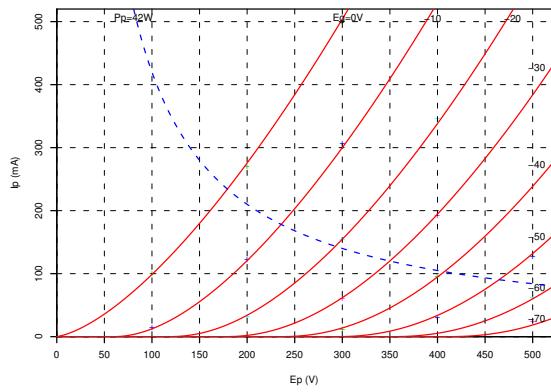


図 B.159: 6550A(T)

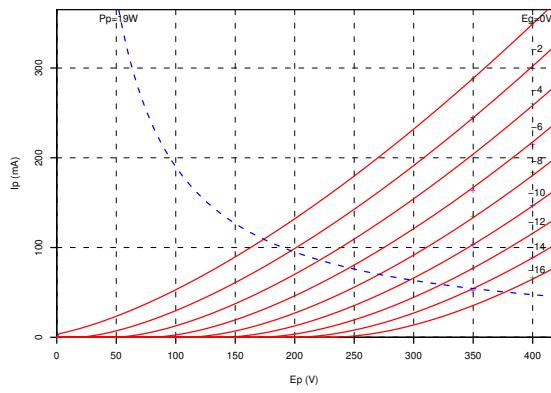


図 B.160: 7591(T)

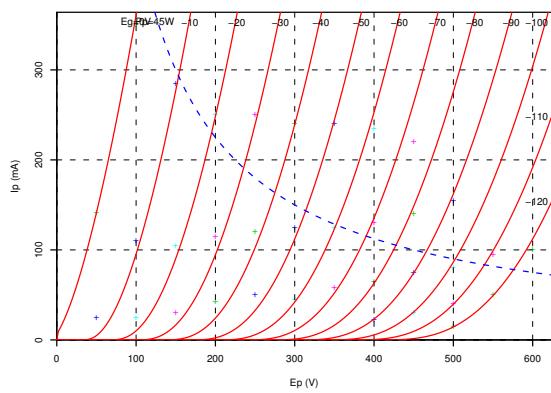


図 B.161: 8045G

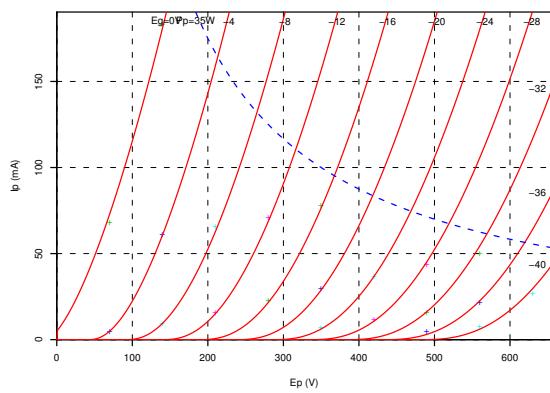


図 B.162: 8417(T)

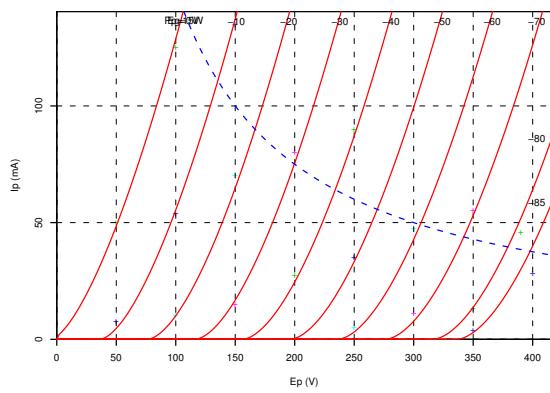


図 B.163: AD1

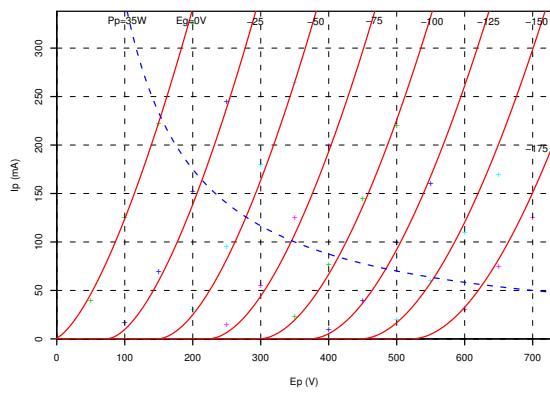


図 B.164: DA30

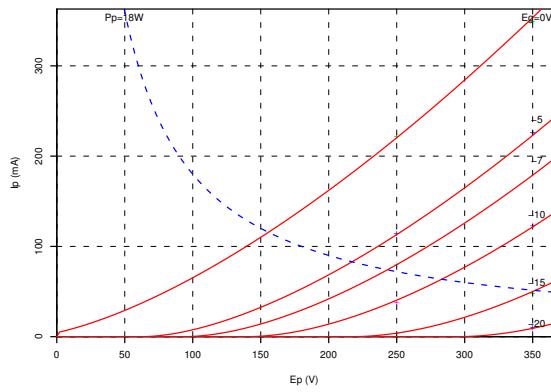


図 B.165: EL12(T)

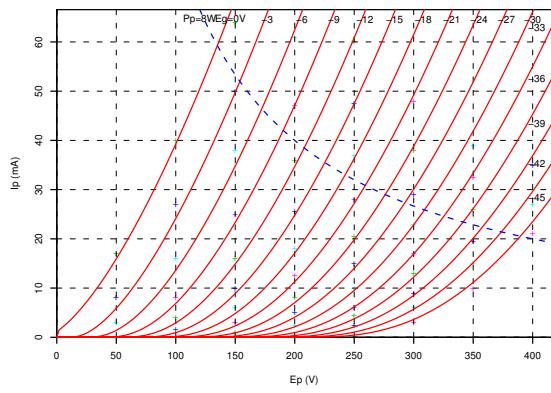


図 B.166: EL32(T)

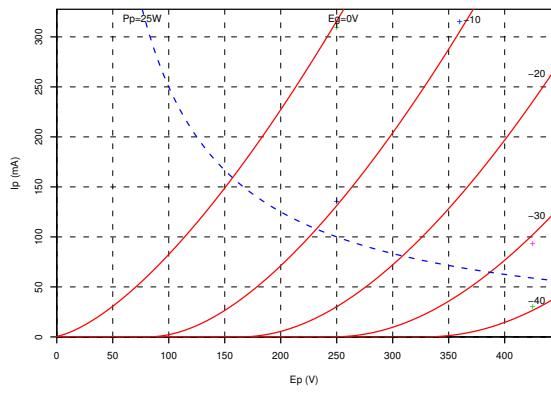


図 B.167: EL34(T)

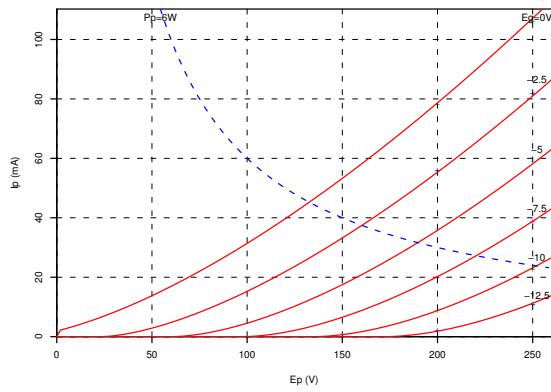


図 B.168: EL95(T)

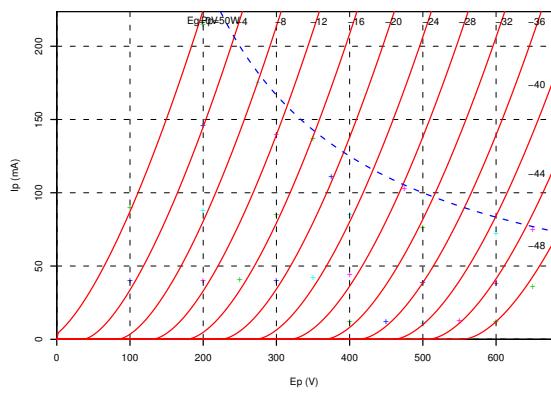


図 B.169: EL156(T)

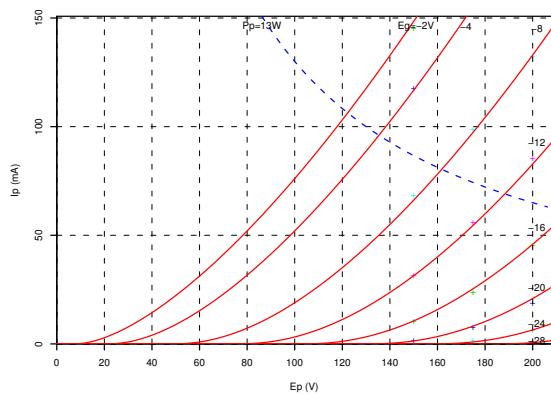


図 B.170: KT33C(T)

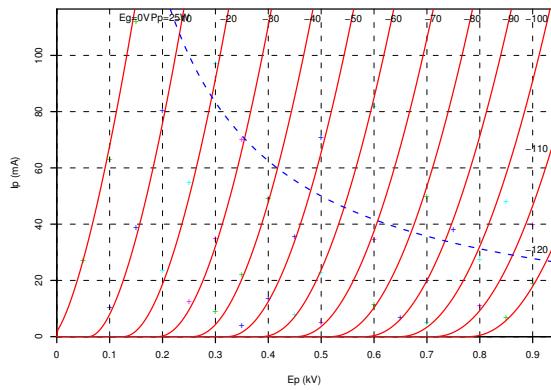


図 B.171: KT66(T)

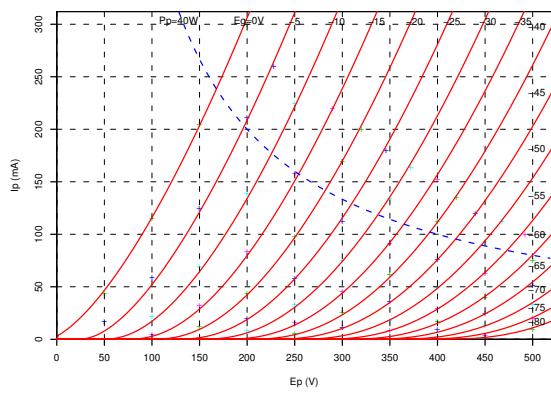


図 B.172: KT88(T)

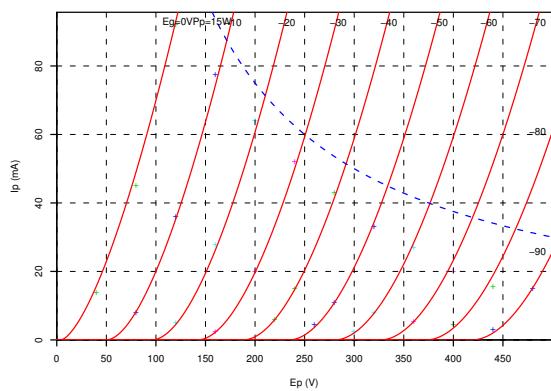


図 B.173: PX4

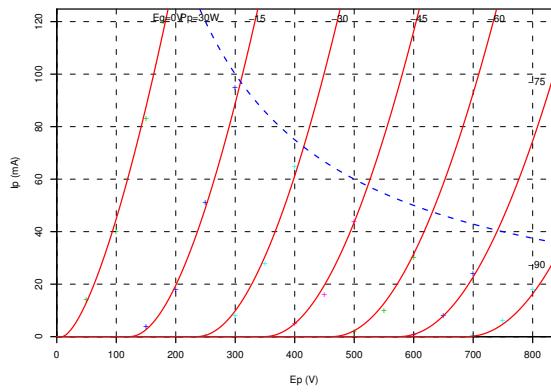


図 B.174: PX25

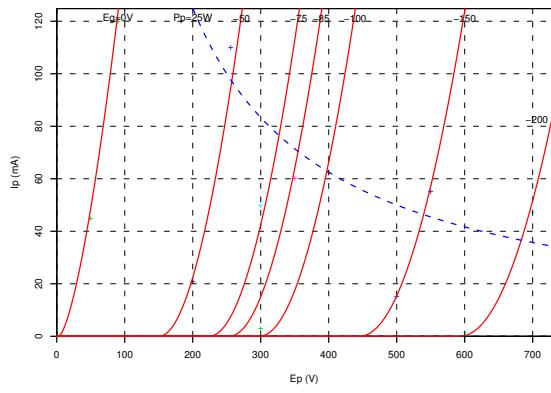


図 B.175: PX25A

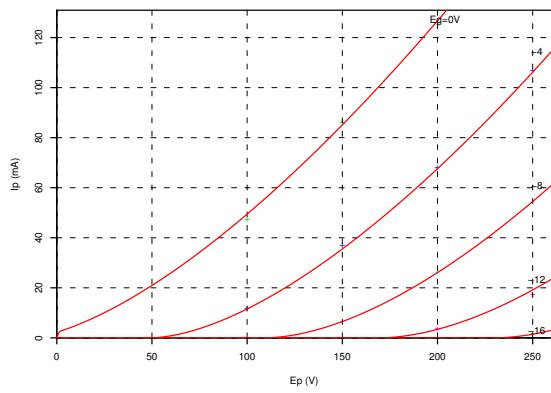


図 B.176: Pen45(T)

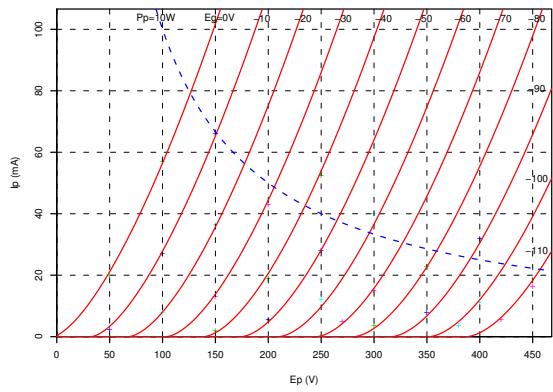


図 B.177: RE604

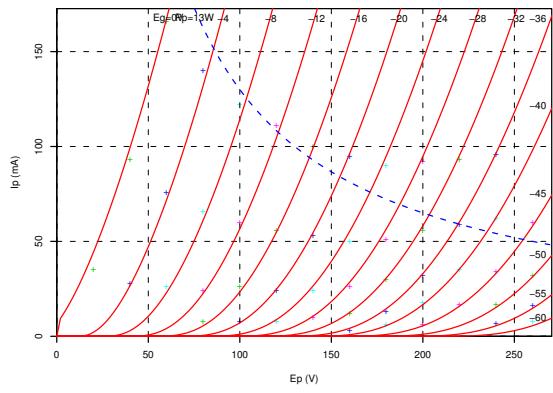


図 B.178: WE421A

付録C ソフトウェアの入手とインストール

C.1 R

R Home Page

<http://www.r-project.org/>

CRAN

<http://www.cran.r-project.org/>

Windows 版の FAQ

<http://www.stats.ox.ac.uk/pub/R/rw-FAQ.html>

日本語の情報

<http://www.is.titech.ac.jp/~mase/R.html>

C.1.1 インストールとショートカットの作成

Windows の場合は、ダウンロードしたファイル(R-2.2.0-win32.exe)を実行すれば、インストーラが起動します。インストーラ中に使用する言語として“Japanese”を指定します(図??)。

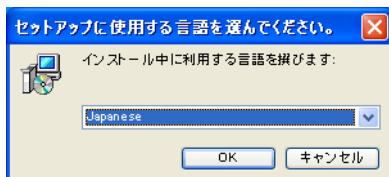


図 C.1: インストーラ中に使用する言語の指定

コンポーネントの選択で“中国語/日本語/韓国語向けインストール”を指定してインストールします(図??)。

文字化けする時は、メニューの編集 → GUI プリファレンス でフォントを“MS Gothic”などに変更すれば日本語が表示できます(図??)。

Windows 版の場合、作業するディレクトリごとにショートカットを作成しておくと、そのディレクトリのファイルを読み書きするのが簡単にできます。インストーラによりデスクトップにショートカットが 1 つ作成されていますが、作業ディレクトリが不適切なので、ショートカット上で右クリックしてプロパティを表示させ、「作業フォルダ」を適当に編集します。

RedHat 系 Linux の場合、R-base-2.1.1.i386.rpm 等をダウンロードし、rpm コマンドまたはディストリビューション付属のパッケージ管理ツールでインストールします。

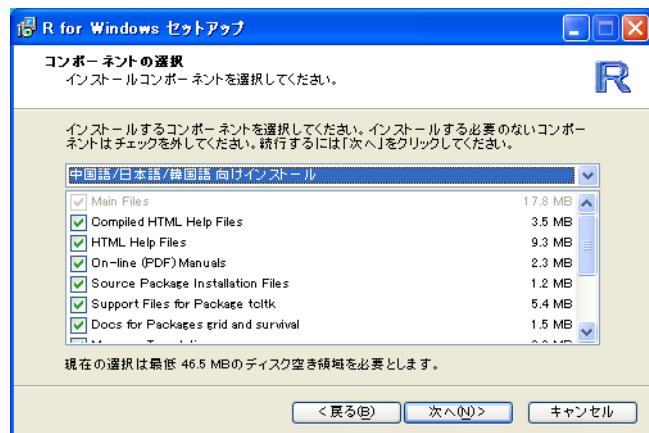


図 C.2: コンポーネントの選択

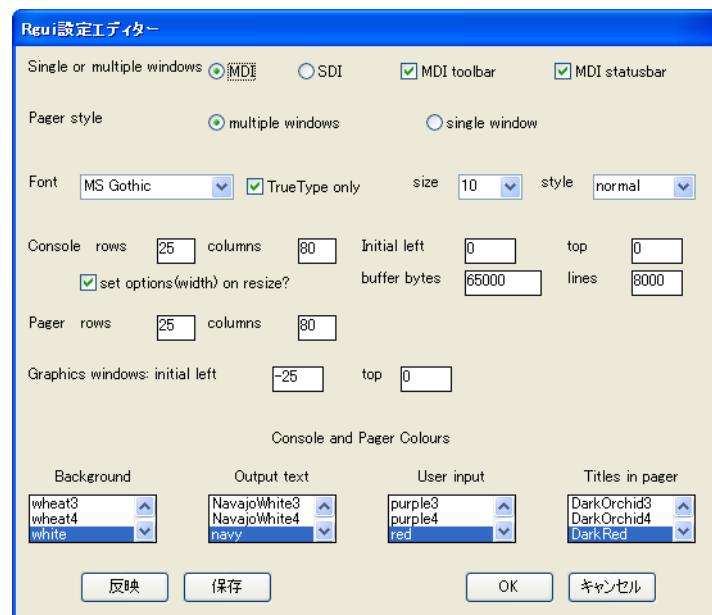


図 C.3: フォントの指定

C.2 SPICE

The Spice Page

<http://infopad.eecs.berkeley.edu/~icdesign/SPICE/>

SIMetrix <http://www.catena.uk.com/site/downloads/download.htm>

LTSPICE/Switcher Cad III <http://www.linear-tech.co.jp/company/software.jsp>

C.3 本書のプログラム

Windows 用

http://ayumi.cava.jp/audio/pctube_1.00_win.zip

Linux 用

http://ayumi.cava.jp/audio/pctube_1.00_linux.zip

いずれも、作業を行なうディレクトリで解凍します。

pctube.r は、R を起動後、source("pctube.r") で読み込み、ワークスペースを保存して R を終了すれば、それ以降 R の中で使えるようになります。

それ以外のファイル (*.cir, *.lib, *.inc, *.mod) は SPICE 用のファイルです。

関連図書

- [1] 一木吉典. オーディオ用真空管マニュアル. インプレス販売, 第8版, 1995.
- [2] 遠坂俊昭. 計測のためのフィルタ回路設計. CQ出版株式会社, 1998.
- [3] 黒川達夫. デジタル時代の真空管アンプ 完全製作12例. 誠文堂新光社, 1989.
- [4] 黒川達夫. 現代真空管アンプ25選. 誠文堂新光社, 1998.
- [5] 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.
- [6] 長真弓. 真空管アンプ設計自由自在. 誠文堂新光社, 1990.
- [7] 東芝電子管技術部(編). 真空管活用自由自在. 誠文堂新光社, 復刻版, 1999.

索引

- 12AU7, 1
- 5AR4, 1
- amplification factor, 3
- cascode, 41
- Circuit Maker, 12
- E_g - I_p 特性曲線, 1
- E_p - E_g 特性曲線, 1
- E_p - I_p 特性曲線, 1
- G , 1
- g_m , 5
- gm (R の関数), 118
- Ig (R の関数), 118
- Ip (R の関数), 117
- $Ip.cal$ (R の関数), 120
- $Ip.sub$ (R の関数), 118
- load line, 7
- U , 5
- μ , 3
- mu (R の関数), 119
- perveance, 1
- plate resistance, 5
- `r2spice`(R の関数), 123
- r_p , 5
- rp (R の関数), 119
- S(シーメンス), 5
- `trans.cascode`(R の関数), 46
- `trans.comg`(R の関数), 33
- `trans.srpp`(R の関数), 40
- `trans.vol`(R の関数), 28
- transconductance, 5
- 1 次インダクタンス, 78
- オームの法則, 109
- カスコード接続, 23, 41
- カップリングコンデンサ, 10
- グリッド電流, 10
- グリッド特性, 1
- グリッドバイアス, 7
- 結合インダクタ, 88
- 結合係数, 88
- 固定バイアス, 10
- 三定数, 3
- シーメンス, 5
- 初速度電流, 26
- 自己バイアス, 10
- 静特性, 1
- 相互コンダクタンス, 5
- 増幅度, 8
- 増幅率, 3
- 定損失, 79
- 銛損, 78
- 動作点, 8
- 動特性曲線, 27
- 内部抵抗, 5
- バイアス, 7
- バイパスコンデンサ, 10
- パービアンス, 1
- 負荷抵抗線, 7
- プレート抵抗, 5
- プレート特性, 1
- 巻数比, 77
- 巻線抵抗, 77
- 理想トランジスト, 77
- 励磁インダクタンス, 78
- ロードライン, 7
- 漏洩磁束, 77
- 漏洩インダクタンス, 78