

ウィリアムソン・アンプの解析

Ayumi's Lab.

2003年8月25日

Revised 2003年10月25日

目次

1	出力段	3
1.1	ロードラインの求め方	3
1.2	ウィリアムソン・アンプのロードライン	4
1.3	差動出力段にすると	5
1.4	通常のプッシュプルにすると	9
2	NFBの安定性	12
2.1	各段のゲインと出力インピーダンス	12
2.1.1	初段	12
2.1.2	位相反転段	12
2.1.3	ドライバ段	13
2.1.4	出力段	13
2.2	低域時定数	13
2.3	高域時定数	15
2.4	ポールの配置	16
A	7119ミニウィリアムソン出力段	18
A.1	7119ウィリアムソン出力段	18
A.2	通常のプッシュプルにすると	18

はじめに

ラジオ技術誌 2003 年 3 月号に、奇しくも氏家氏、竹森氏の両名によってウィリアムソン・アンプの製作記事が掲載されました。これを受けて、D. T. N. Williamson 氏のオリジナル記事の翻訳が、同誌 2003 年 8 月号より始まりました。

ウィリアムソン・アンプと言えば、はじめて 20 dB におよぶオーバーオール負帰還をかけることに成功し、そのための特別な巻線構成を持つ出力トランスを試作した、ということが大きく取り上げられます。また、そのスタガー比の取り方に欠陥があると言われ、発振しやすいことでも有名です。

私は、浅野 勇著「魅惑の真空管アンプ」下巻所載の 3C33 ウィリアムソン型アンプをコピーする予定で部品を集めていました。このため、ウィリアムソン・アンプの回路に興味があり、また、氏家氏のある掲示板での発言「ウィリアムソン・アンプは差動アンプである」から、果たしてどれだけ差動の効果があるのか検証してみたくなった次第です。

1 出力段

ウィリアムソン・アンプの出力段の回路は、図1の通りです。

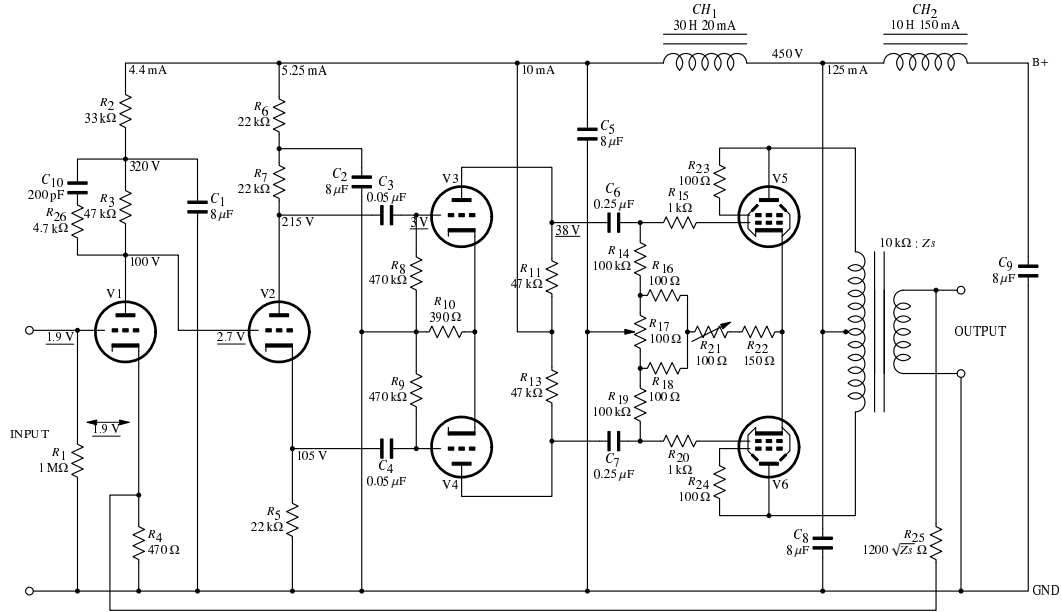


図1: ウィリアムソン・アンプの回路図

特徴としては、出力トランスのインダクタンスの低下を防ぐための、精密な DC バランス回路を備えている、そのため、無信号時のグリッドの電位はプラスとなっている、自己バイアス抵抗がバイパスされていない、などがあります。

1.1 ロードラインの求め方

カソード抵抗が高抵抗 (理想的には定電流源) であれば、信号は 2 本の出力管に対称に流れ、各球の負荷インピーダンスは $Z_{pp}/2$ となります。しかし、ウィリアムソン・アンプの場合は、 $R_k \approx 300\Omega$ のため、とても高抵抗とは言えず、対称の動作をするわけではありません。通常のプッシュプルと同様に、各球の負荷が一定ではありません。

これまで、通常のプッシュプル出力段と差動出力段のロードラインを求めるプログラムを R で作成してきましたが、これらの関数ではウィリアムソン・アンプの出力段をうまく扱えません。

通常のプッシュプルと比べて、注意すべき点は以下のようになります。カソードの電位が入力信号によって変動するので、正味のグリッド電圧の変化が 2 本の球で対称ではなくなります。したがって、通常のプッシュプルとは異なり、合成プレート特性が一意に定まりません。そこで、仮にカソードの電位が E_k になったと仮定し、所定の入力を加えた合成プレート特性を作成し、それと $Z_{pp}/4$ の合成ロードラインとの交点を求め、プレート電圧とプレート電流を確定させます。プレート電流 (とグリッド電流) から 2 管のカソード電流 (I_k) がわかりますから、 E_k と $I_k R_k$ を比較し、両者の差がなくなる E_k を求めます。

1.2 ウィリアムソン・アンプのロードライン

Williamson 氏が作成した出力トランスの一次巻線抵抗は $250\ \Omega$ です。電源電圧は 450V で、プレート電流は 1 管あたり 62.5mA ですから、 $0.0625 \times 125 = 7.8125\text{V}$ の電圧降下があり、有効な B 電源供給電圧は $450 - 7.8125 = 442.1875\text{V}$ になります。このとき、DC バランス調整用の可変抵抗分 ($25\ \Omega$) を除いたカソード抵抗値は $302.5786\ \Omega$ で、これによるグリッドバイアスは $E_{g0} = -0.125 \times 302.5786 = -37.8223\text{V}$ となります。また、グリッドの電位は、 $E_c = 0.125 \times 25 = 3.125\text{V}$ となります。

Williamson 氏のオリジナル回路では、カソード抵抗は、 R_{17} R_{18} の並列で $50\ \Omega$ 、 $100\ \Omega$ の可変抵抗、 $150\ \Omega$ の固定抵抗で構成されていますから、可変範囲は $200\ \Omega$ から $300\ \Omega$ で、上で求めた値は調整範囲外です。Williamson 氏が使用した KT-66 は、エミッションが少し低かったのでしょうか？固定抵抗を $200\ \Omega$ に増やしたほうがよさそうです。

ここで、前節で説明した方法でロードラインが引けるかどうか、試してみましょう。

入力信号として $e_i = 20\text{V}$ を加えた状態のプレート電圧、プレート電流を求めてみます。カソードの電位を 41V と仮定すると、プレート電圧を除く各電極の電位の関係は、図 2 のようになります。プレートの電位は、図の B+ を中心として、V1 と V2 で対称の値をとります。したがって、 $e_{p1} + e_{p2} = 2 \times (442.1875 - 41)$ という関係が成り立ちます。

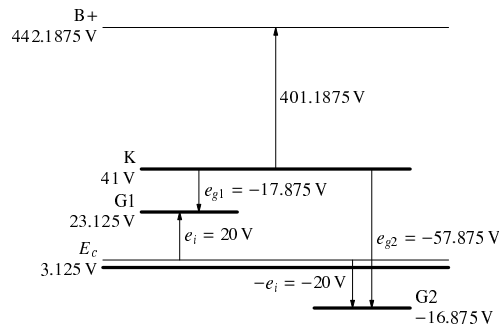


図 2: ウィリアムソン出力段の電圧 (カソードの電位を 41V と仮定した場合、入力 20V)

この関係が成り立つように、プレート特性図を $E_p = 401.1875\text{V}$ のところで対称に貼り合わせます (図 3)。入力を加えた状態の各球のグリッド電圧は、それぞれ $e_{g1} = -17.875\text{V}$ 、 $e_{g2} = -57.875\text{V}$ ですから、その特性曲線を描くと、それぞれ曲線 A-A'、B-B' となります。したがって、合成プレート特性曲線は C-C' となります。プレート特性曲線は、カソードを起点としたプレート電圧に対して描かれており、対アース基準にするため、 41V 右方向に移動したものが茶色の曲線です。この曲線と合成ロードライン ($Z_{pp}/4$) との交点 D が、この入力に対するプレート電圧 (対アース) と合成プレート電流です。対カソードのプレート電圧は、 41V を引いた点 E で、各球のプレート電圧とプレート電流は、それぞれ点 F と点 G になります。

ここで総プレート電流を求めてみると、

$$i_p = 91.5 + 43.3 = 134.8\text{[mA]}$$

となりますが、これが総カソード抵抗 $R_k = 327.5786$ を流れると、

$$0.1348 \times 327.5786 = 44.1576\text{[V]}$$

の電圧が生じてしまい、最初に仮定した 41V とは異なってしまいます。

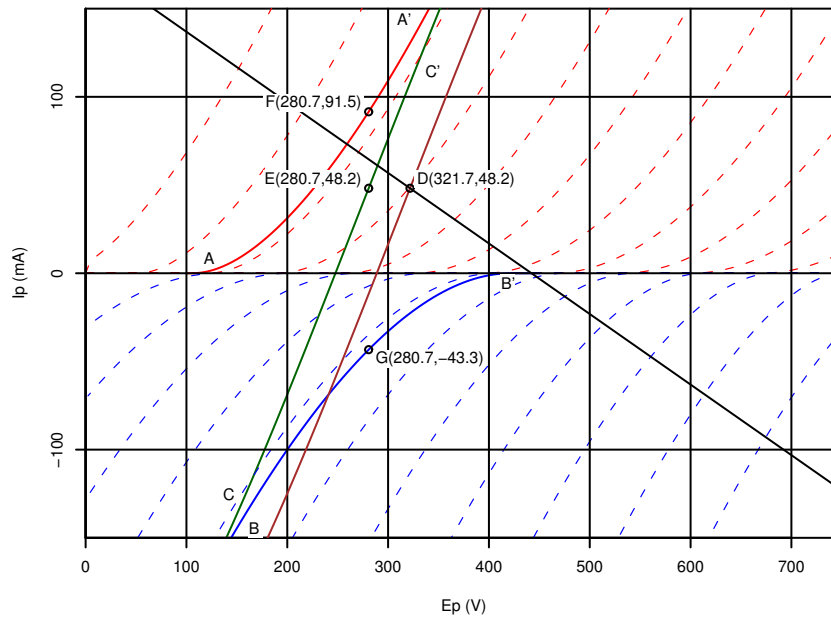


図 3: ウィリアムソン出力段のロードラインの引き方(カソードの電位 41V)

この食い違いがなくなるまで、カソードの電位を変えてみます。この場合、カソードの電位が 41.63684 V であれば、各部の電圧が矛盾なく定まります(図 4)。

このようにして、オリジナルの定数で求めたロードラインは、図 5 のようになります¹。

信号は、波高値で 41.0569 V まで加えられます。ロードラインは直線に近いですが、わずかに湾曲しています。湾曲のしかたは、差動出力段とは逆で、通常のプッシュプルと同じものです。注目すべきは、プレート特性の湾曲部を使っていないことで、出力は減りますが、歪率がかなり低くなっていることが予想されます。

伝達特性は、図 6 のようになります。ご覧のように、ほぼ直線となっています。

プレート電流の波形は、図 7 のようになります。

出力は 12.05 W で、歪率は 0.123% です。

1.3 差動出力段にすると

比較のため、差動出力段のロードラインを図 8 に示します。

信号は、波高値で 42.34496 V まで加えられます。

伝達特性は、図 9 のようになります。ご覧のように、ほぼ直線となっています。

プレート電流の波形は、図 10 のようになります。当然ですが、総プレート電流が一定となります。

出力は 12.50 W で、歪率は 0.400% です。

¹ 出力インピーダンス 0 でドライブした場合。

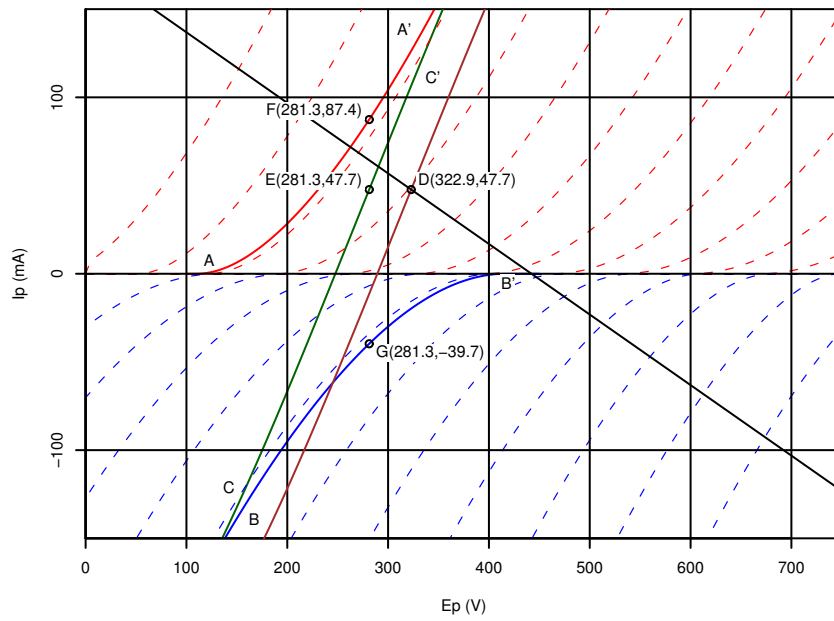


図 4: ウィリアムソン出力段のロードラインの引き方 (カソードの電位 41.63684V)

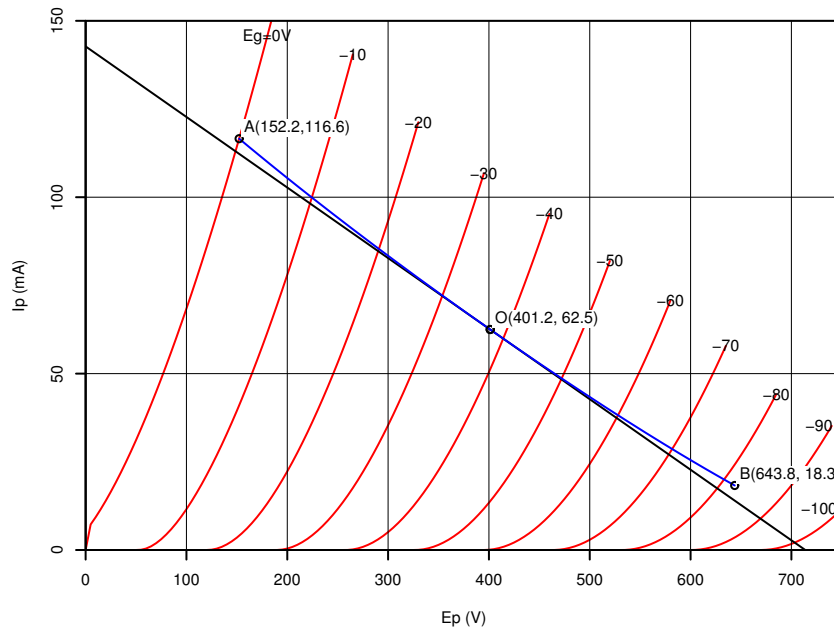


図 5: ウィリアムソン・アンプ出力段のロードライン

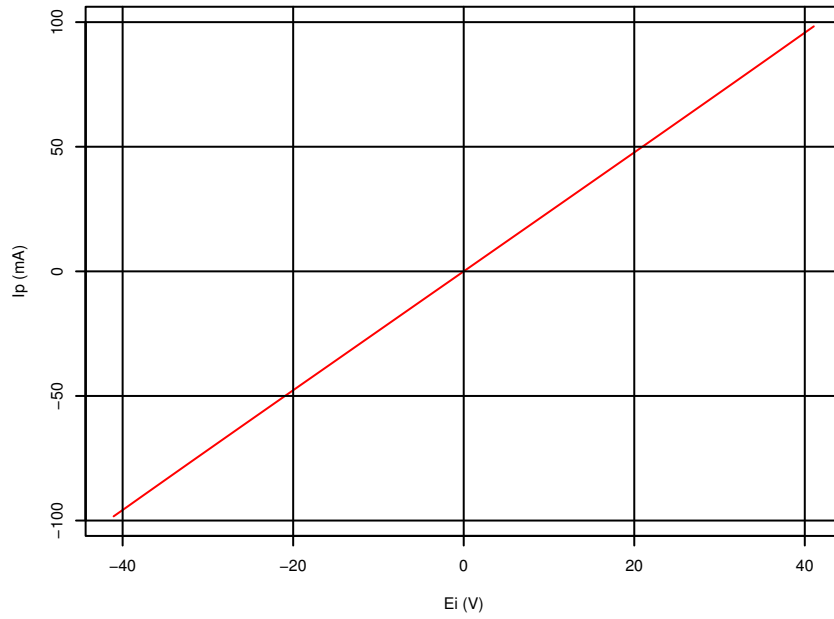


図 6: ウィリアムソン・アンプ出力段の伝達特性

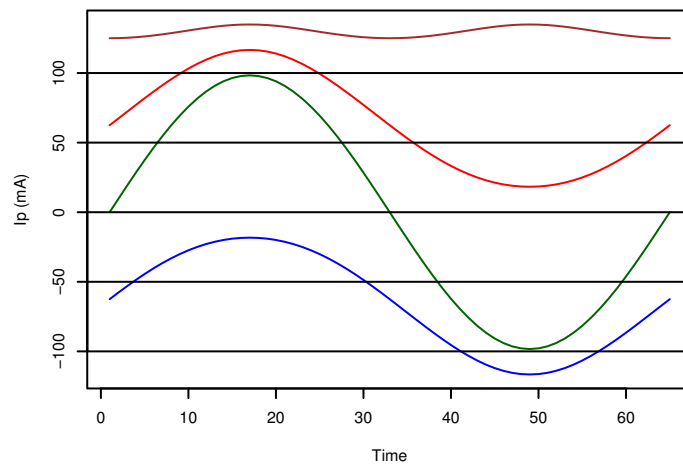


図 7: ウィリアムソン・アンプ出力段のプレート電流波形

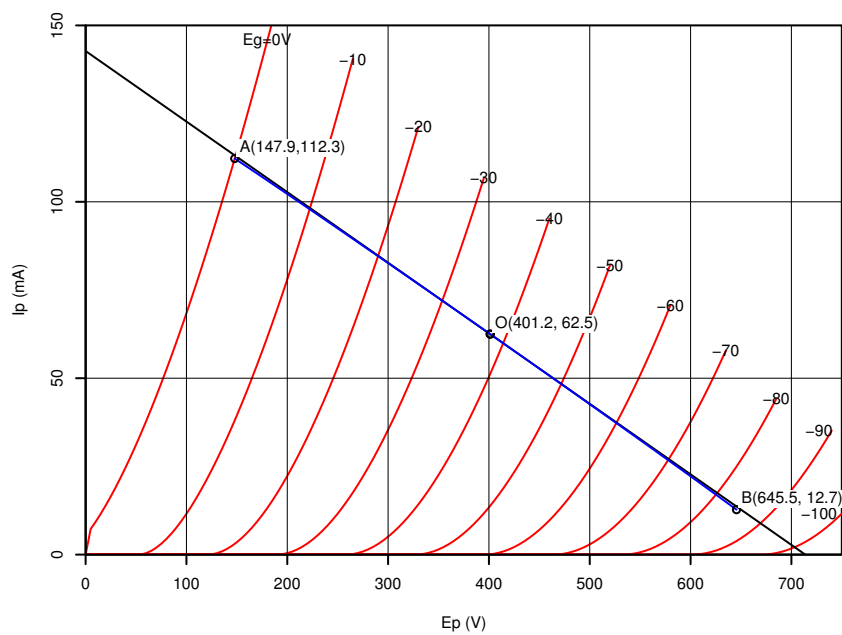


図 8: 差動出力段のロードライン

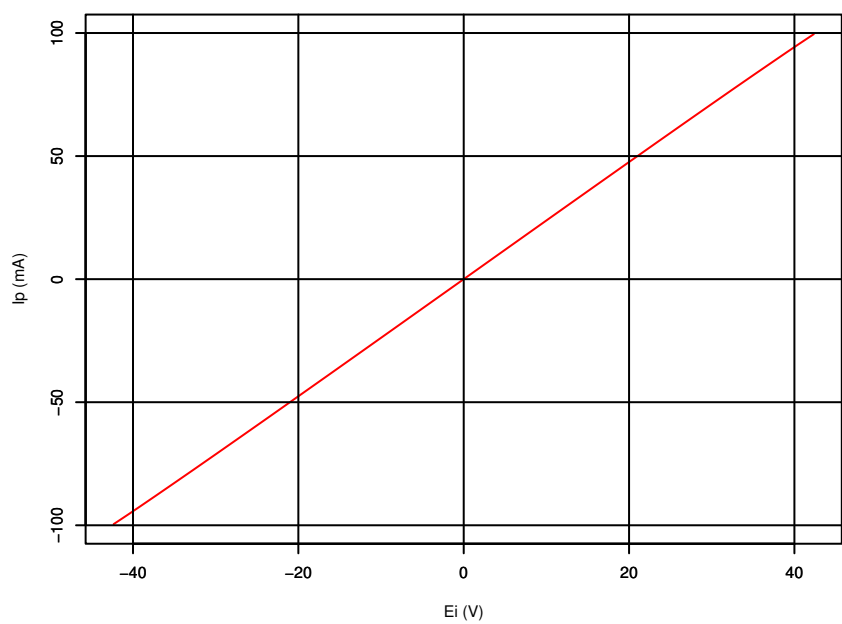


図 9: 差動出力段の伝達特性

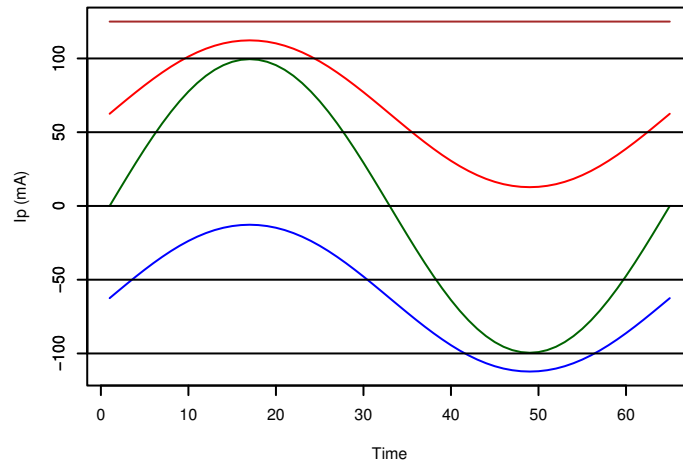


図 10: 差動出力段のプレート電流波形

1.4 通常のプッシュプルにすると

$Z_{pp} = 10\text{ k}\Omega$ のまま通常のプッシュプルにした場合のロードラインを図 11 に示します。

ロードラインはかなり湾曲し、入力負のピークとなっても無駄な電流が流れているため、出力がかなり低くなります。

伝達特性は、図 12 のようになります。S 字形に曲がっているのがわかります。

プレート電流の波形は、図 13 のようになります。

出力は 10.86 W で、歪率は 1.185% です。

これらの結果からわかるように、ウィリアムソン・アンプは、完全な差動出力段ではありませんが、歪みを差動出力段以上に低く押さえることができます。ただし、差動と異なり、総プレート電流はある程度変動してしまいます。

また、オリジナルの定数のままカソードバイパスコンデンサを加えても、ノンクリップ出力が下がってしまいます。パスコンを入れる場合は、無信号時のプレート電流を絞るか、低い負荷を与えるかして、AB 級に近い動作にすべきでしょう。

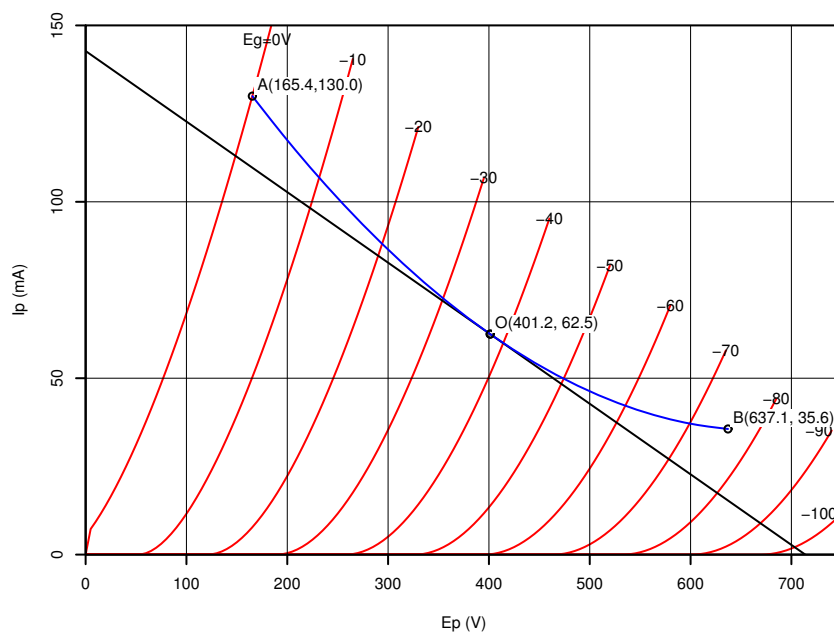


図 11: プッシュプル出力段のロードライン

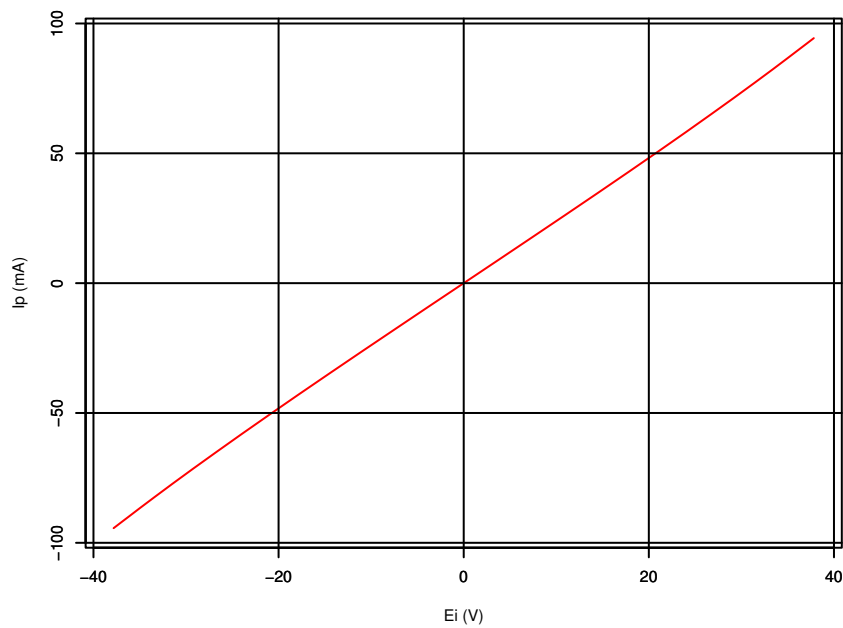


図 12: プッシュプル出力段の伝達特性

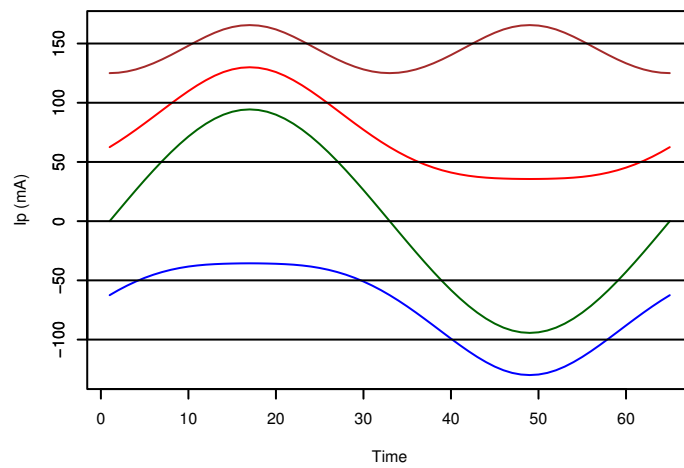


図 13: プッシュプル出力段のプレート電流波形

2 NFBの安定性

2.1 各段のゲインと出力インピーダンス

2.1.1 初段

$E_{p0} = 87.7 \text{ V}$, $I_{p0} = 4.25 \text{ mA}$, $E_{g0} = -2.00 \text{ V}$, $\mu = 21.5$, $r_p = 9.2 \text{ k}\Omega$, $g_m = 2340 \mu\text{S}$, $R_L = 47 \text{ k}\Omega$,
 $R_k = 470/4700 = 427 \Omega$,

$$A_1 = -\mu \frac{R_L}{r_p + (1 + \mu)R_k + R_L} = -21.5 \frac{47}{9.2 + (1 + 21.5)0.427 + 47} = -15.4 \quad (1)$$

$$Z_{o1} = \{r_p + (1 + \mu)R_k\} // R_L = \{9.2 + (1 + 21.5)0.427\} // 47 = 13.4 \text{ [k}\Omega] \quad (2)$$

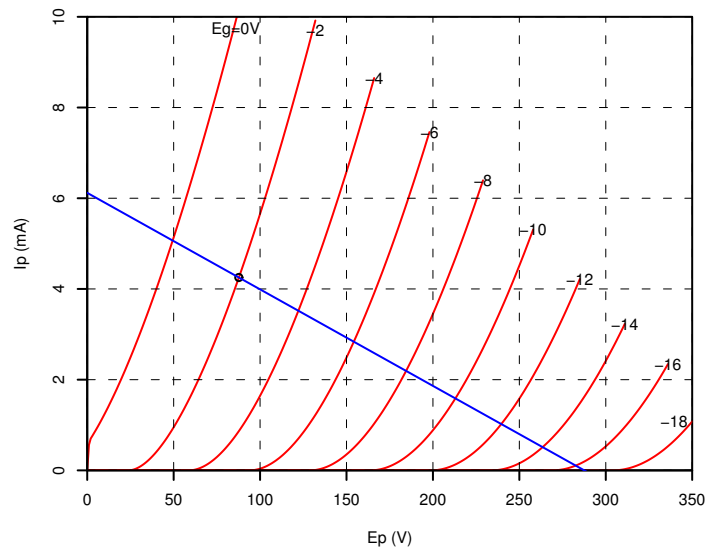


図 14: 初段のロードライン

2.1.2 位相反転段

$E_{p0} = 146.3 \text{ V}$, $I_{p0} = 4.30 \text{ mA}$, $E_{g0} = -4.81 \text{ V}$, $\mu = 20.1$, $r_p = 9.74 \text{ k}\Omega$, $g_m = 2060 \mu\text{S}$, $R_L = 22/470 = 21 \text{ k}\Omega$,

$$A_2 = \mu \frac{R_L}{r_p + (2 + \mu)R_L} = -20.1 \frac{21}{9.74 + (2 + 20.1)21} = 0.891 \quad (3)$$

$$Z_{o2} = \frac{r_p R_L}{r_p + (2 + \mu)R_L} = \frac{9.74 \times 21}{9.74 + (2 + 20.1)21} = 0.432 \text{ [k}\Omega] \quad (4)$$

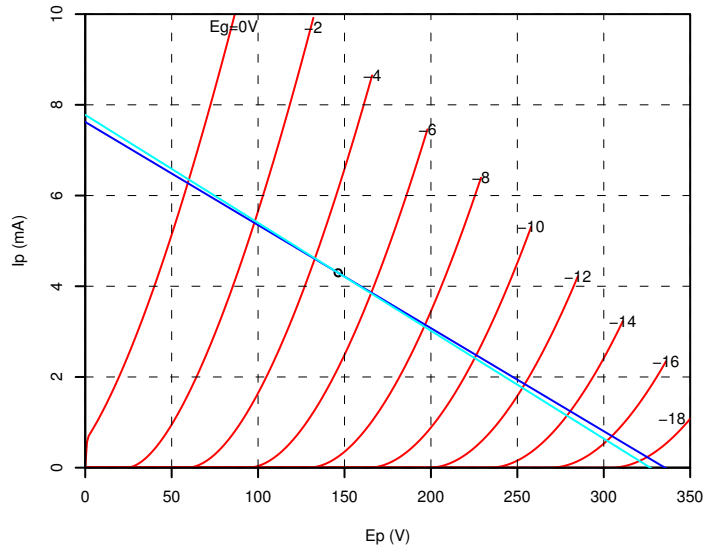


図 15: 位相反転段のロードライン

2.1.3 ドライバ段

$E_{p0} = 153.7 \text{ V}$, $I_{p0} = 5.78 \text{ mA}$, $E_{g0} = -4.51 \text{ V}$, $\mu = 20.4$, $r_p = 8.64 \text{ k}\Omega$, $g_m = 2370 \mu\text{S}$, $R_L = 47 // 100 = 32 \text{ k}\Omega$,

$$A_3 = -\mu \frac{R_L}{r_p + R_L} = -20.4 \frac{32}{8.64 + 32} = -16.1 \quad (5)$$

$$Z_{o3} = r_p // R_L = 8.64 // 32 = 6.8 \text{ [k}\Omega] \quad (6)$$

2.1.4 出力段

$E_{p0} = 401 \text{ V}$, $I_{p0} = 62.5 \text{ mA}$, $E_{g0} = -37.8 \text{ V}$, $\mu = 7.63$, $r_p = 1400 \Omega$, $g_m = 5450 \mu\text{S}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$,

$$A_4 = -\mu \frac{R_L}{r_p + R_L} = -7.63 \frac{5}{1.4 + 5} = -5.96 \quad (7)$$

$$Z_{o4} = r_p // R_L = 1.4 // 5 = 1.09 \text{ [k}\Omega] \quad (8)$$

2.2 低域時定数

$$T_{l1} = C_3(Z_{o2} + R_8) = 0.05 \times 10^{-6}(432 + 470 \times 10^3) = 0.0235 \text{ [s]} \quad (9)$$

$$f_{l1} = \frac{1}{2\pi T_{l1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.0235} = 6.77 \text{ [Hz]} \quad (10)$$

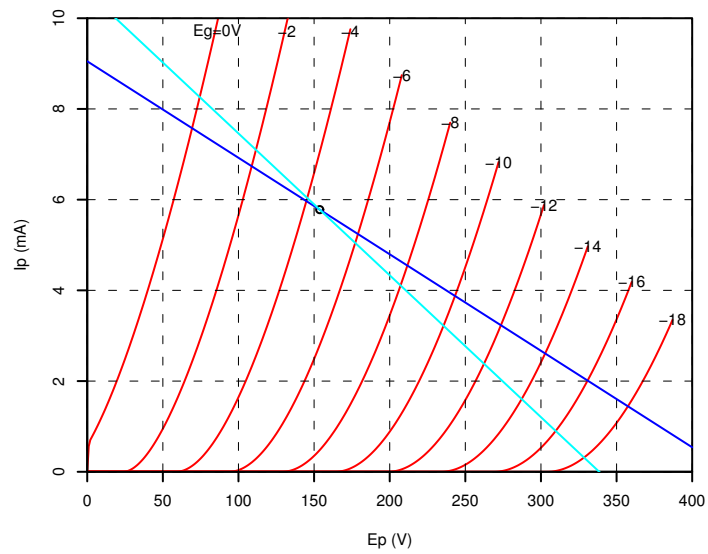


図 16: ドライバ段のロードライン

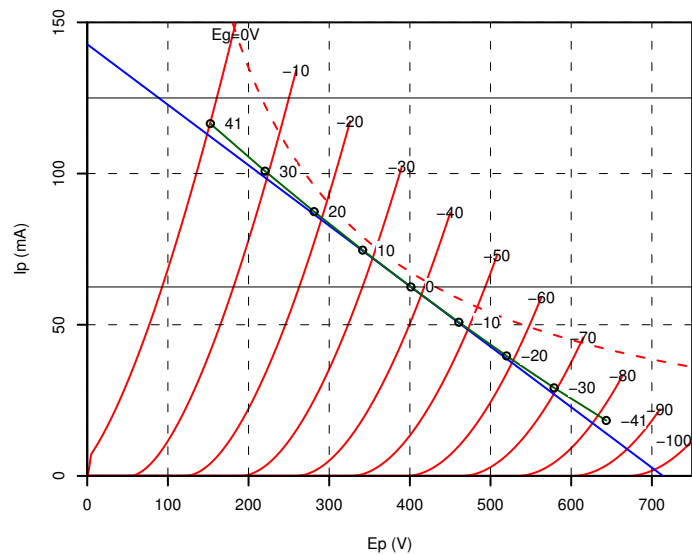


図 17: 出力段のロードライン

$$T_{l2} = C_6(Z_{o3} + R_{14}) = 0.25 \times 10^{-6}(6.8 \times 10^3 + 100 \times 10^3) = 0.0267 \text{ [s]} \quad (11)$$

$$f_{l2} = \frac{1}{2\pi T_{l2}} = \frac{1}{2\pi 0.0267} = 5.96 \text{ [Hz]} \quad (12)$$

原典には、出力トランスの最大インダクタンスが明記されていないので、ここでは 800 H と仮定します。

$$T_{lt} = \frac{L_p}{Z_p // r_p'} = \frac{100 \sim 800}{10000 // 2800} = 0.0457 \sim 0.366 \text{ [s]} \quad (13)$$

$$f_{lt} = \frac{1}{2\pi T_{lt}} = 0.435 \sim 3.48 \text{ [Hz]} \quad (14)$$

2.3 高域時定数

$$\begin{aligned} T_{h1} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_1}\right) C_{gp1} + C_{o1} + (1 + A_2) C_{gp2} + (1 - A_2) C_{i2} \right\} Z_{o1} \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{15.4}\right) 4 + 1.2 + (1 + 0.891) 4 + (1 - 0.891) 3 \right\} \times 10^{-12} \times 13400 \\ &= 0.179 \text{ [\mu s]} \end{aligned} \quad (15)$$

$$f_{h1} = \frac{1}{2\pi T_{h1}} = \frac{1}{2\pi 1.79 \times 10^{-7}} = 890 \text{ [kHz]} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} T_{h2} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_2}\right) C_{gp2} + C_{o2} + C_{i3} + (1 + A_3) C_{gp3} \right\} (Z_{o2} // R_8) \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{0.891}\right) 4 + 1.2 + 3 + (1 + 16.1) 4 \right\} \times 10^{-12} \times (432 // 470 \times 10^3) \\ &= 0.035 \text{ [\mu s]} \end{aligned} \quad (17)$$

$$f_{h2} = \frac{1}{2\pi T_{h2}} = \frac{1}{2\pi 3.5 \times 10^{-8}} = 4.5 \text{ [MHz]} \quad (18)$$

KT66 三結時の C_{gp} は発表されていませんが、ここでは 10 pF と仮定します。

$$\begin{aligned} T_{h3} &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{A_3}\right) C_{gp3} + C_{o3} + C_{i4} + (1 + A_4) C_{gp4} \right\} (Z_{o3} // R_{14}) \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{1}{16.1}\right) 4 + 1.2 + 14.5 + (1 + 5.96) 10 \right\} \times 10^{-12} \times (6800 // 100 \times 10^3) \\ &= 0.57 \text{ [\mu s]} \end{aligned} \quad (19)$$

$$f_{h3} = \frac{1}{2\pi T_{h3}} = \frac{1}{2\pi 5.7 \times 10^{-7}} = 279 \text{ [kHz]} \quad (20)$$

出力トランスの 1 次浮遊容量は不明ですが、ここでは、p-p 間で 300 pF と仮定します。出力段の高域時定数 (浮遊容量によるもの) T_{h4c} は、出力管の内部抵抗 r_p とトランスの公称一次インピーダンス Z_p の並列合成値と、浮遊容量と出力管の出力容量の並列合成値によって決まりますが、浮遊容量に比べ、出力管の出力容量は 1/10 以下なので、ここでは無視して計算します。

$$T_{h4c} = (2r_p // Z_p) C_s = (2800 // 10000) 300 \times 10^{-12} = 0.656 \text{ [\mu s]} \quad (21)$$

$$f_{h4c} = \frac{1}{2\pi T_{h4c}} = \frac{1}{2\pi 6.56 \times 10^{-7}} = 243 \text{ [kHz]} \quad (22)$$

出力トランスの漏洩インダクタンスによる時定数 T_{h4l} は,

$$T_{h4l} = \frac{L_l}{2r_p + Z_p} = \frac{22 \times 10^{-3}}{2800 + 10000} = 1.72 [\mu\text{s}] \quad (23)$$

$$f_{h4l} = \frac{1}{2\pi T_{h4l}} = \frac{1}{2\pi \times 1.72 \times 10^{-6}} = 92.6 [\text{kHz}] \quad (24)$$

2.4 ポールの配置

各段のゲインと位相の周波数特性を、図 18 に示します。実線は時定数による簡易特性、破線は SPICE によるシミュレーション結果です。

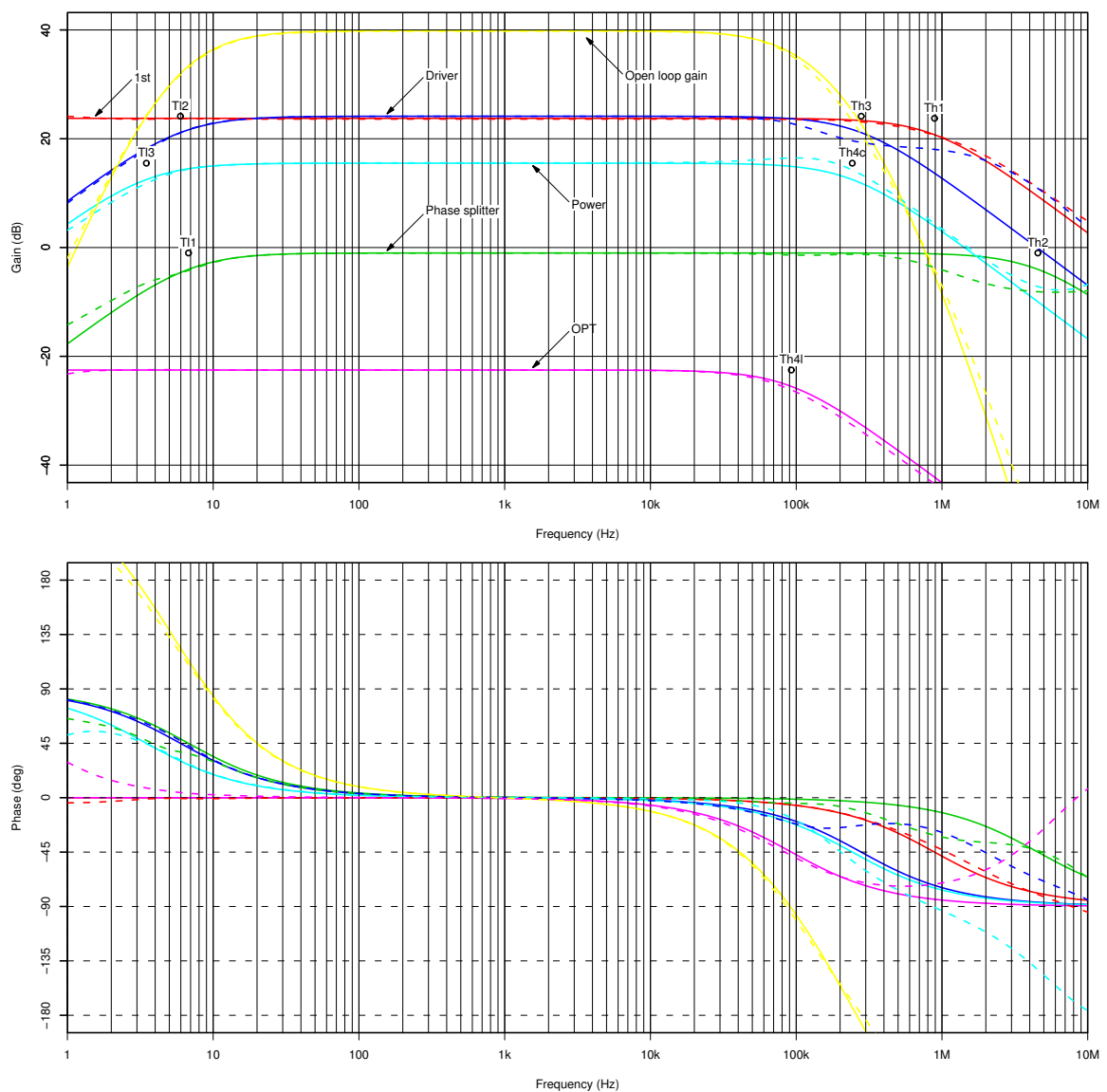


図 18: 各段のゲインと位相の周波数特性

両者はおおむね近い結果となっていますが、たとえばドライバ段では、後続の出力段の高域特性が盛り上がっていると、ミラー容量が増え、その分ゲインが下がります。逆に出力段のゲインが下がってくると、ミラー容量が減り、ゲインは実線よりも大きくなります。このように、前後のステージの特性の影響を受けるので、時定数だけで特性を論じることは危険です。

また、初段、位相反転段の低域特性は、実線よりも破線のほうがゲインが高くなっています。この2つの段はシングルエンドで、デカップリングコンデンサの容量の影響を受けます。このため、位相も遅れが少なくなります。一方、ドライバ段、出力段はプッシュプルですので、小信号解析ではデカップリングコンデンサの影響を受けません。よく、「ウィリアムソン・アンプを再現」といいつつ、デカップリングコンデンサに現代的な大容量のものを使用している例がありますが、こうすると発振までのマージンが少なくなっている可能性があります。

さて、発振せずにどこまで負帰還が掛けられるかを調べるには、位相が $\pm 180^\circ$ 変化する周波数を求めます。その周波数のオープンループゲインを A_c とすると、最大の帰還率 β は、 $1/A_c$ となり、中域のオープンループゲインを A_M とすれば、負帰還量 F は、

$$F = 1 + A_M \beta = 1 + \frac{A_M}{A_c} \quad (25)$$

となります。

簡易計算の場合、高域で位相が 180° 遅れるのは、周波数が 260 kHz の時で、その時のオープンループゲインは 15.8 倍ですから、最大の β は $1/15.8 = 0.0634$ 、負帰還量は、中域のゲインが 98.5 倍より、 $F = 1 + 98.5 \times 0.0634 = 7.4 = 17.4 \text{ dB}$ となります。

低域、あるいはシミュレーションについても発振しない最大の負帰還量を求めると、次の表のようになります。

		周波数	ゲイン	β	負帰還量
低域	簡易	2.94 Hz	11.2	0.089	19.8 dB
	sim	2.61 Hz	8.92	0.112	21.5 dB
高域	簡易	260 kHz	15.8	0.0634	17.4 dB
	sim	284 kHz	10.6	0.094	20.1 dB

ご覧のように、簡易計算では負帰還を 20 dB 掛けることはできません。シミュレーションでは 20 dB 掛けられることになっていますが、発振までほとんど余裕がありません。

A 7119 ミニウィリアムソン出力段

UMETECH さんの掲示板 <http://park2.wakwak.com/~umetech/cgi-bin/joyful.cgi> で、ミニウィリアムソンアンプの話題が上り、ARITO さんが 7119 を使ったアンプを検討されていました。

A.1 7119 ウィリアムソン出力段

ARITO さんの当初の予定は、動作点を $E_{p0} = 230\text{V}$, $I_{p0} = 16\text{mA}$ とするものでした。これでロードラインを描いてみると、クリップする前にカットオフしてしまうようです。そこで、動作点を $E_{p0} = 210\text{V}$, $I_{p0} = 18\text{mA}$ としてみました。7119 の最大プレート損失は、2 ユニット使用の場合、1 ユニットあたり $P_d = 4\text{W}$ です。この動作点で規格内に収まります。グリッドバイアスは $E_{g0} = -7.533\text{V}$ で、カソード抵抗は $R_k = 209\Omega$ となります。

ロードラインは、図 19 のようになります。

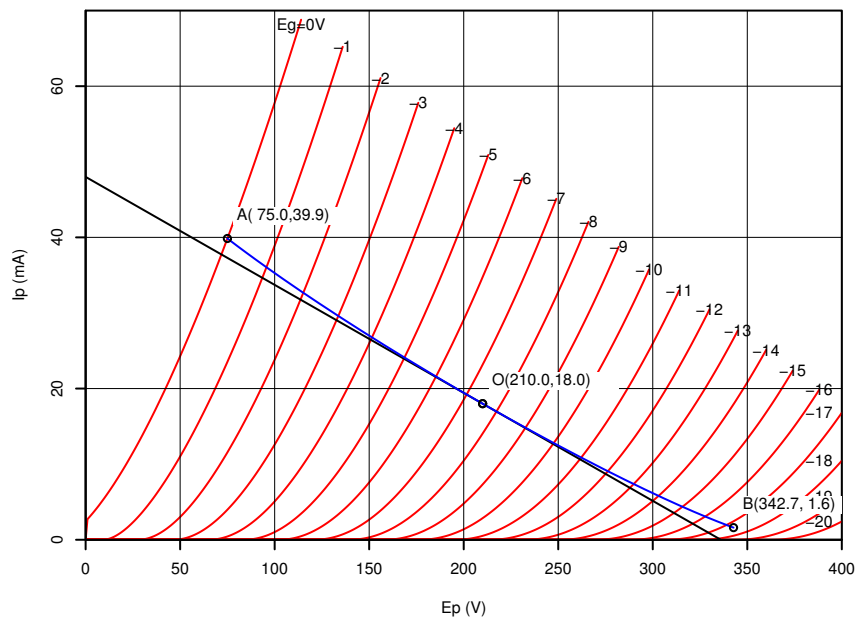


図 19: 7119 ウィリアムソン・アンプ出力段のロードライン

信号は、波高値で 8.675 V まで加えられます。KT66 よりも直線性が悪いので、ロードラインの湾曲が少し大きくなっています。

伝達特性は、図 20 のようになります。ご覧のように、ほぼ直線となっています。

プレート電流の波形は、図 21 のようになります。

出力は 2.597 W で、歪率は 0.588% です。

A.2 通常のプッシュプルにすると

$Z_{pp} = 14\text{k}\Omega$ のまま通常のプッシュプルにした場合のロードラインを図 22 に示します。

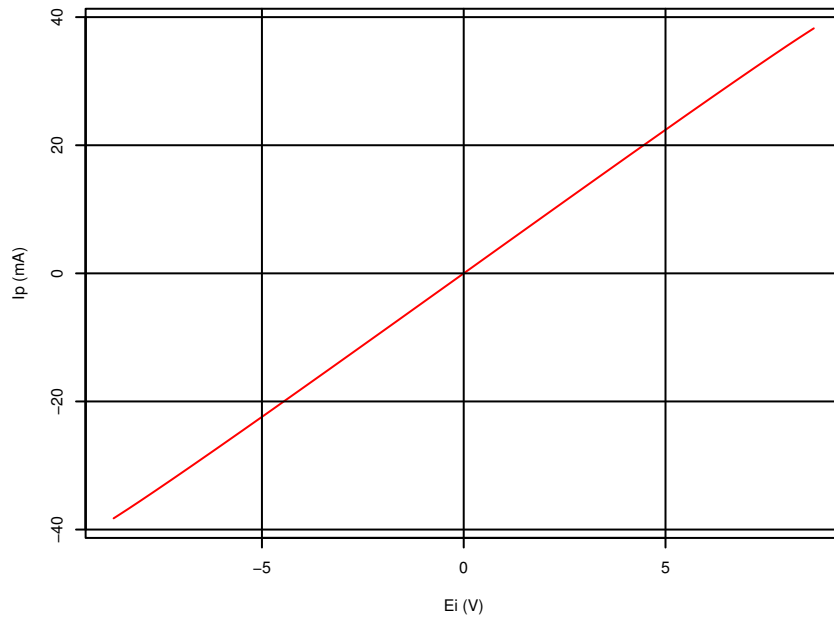


図 20: 7119 ウィリアムソン・アンプ出力段の伝達特性

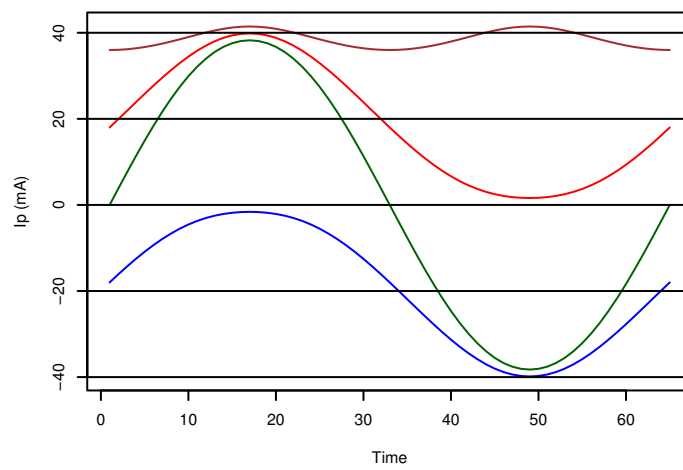


図 21: 7119 ウィリアムソン・アンプ出力段のプレート電流波形

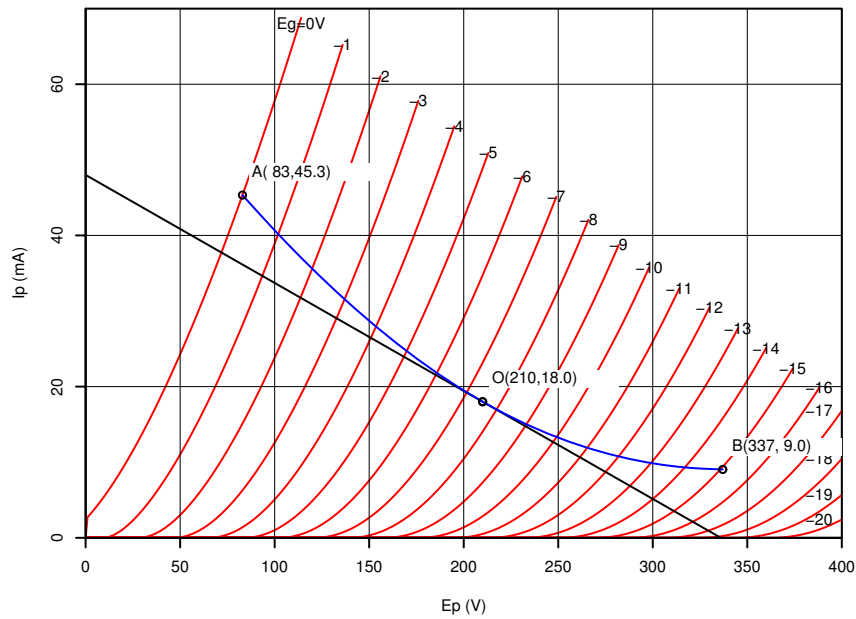


図 22: 7119 プッシュプル出力段のロードライン

ロードラインはかなり湾曲し、入力が負のピークとなっても無駄な電流が流れているため、出力がかなり低くなります。通常のプッシュプルでは、ARITOさんの当初の動作点のように、プレート電圧を高めにし、プレート電流を絞った使い方のほうがよさそうです。

伝達特性は、図 23のようになります。S 字形に曲がっているのがわかります。

プレート電流の波形は、図 24のようになります。

出力は 2.22 W で、歪率は 1.76% です。

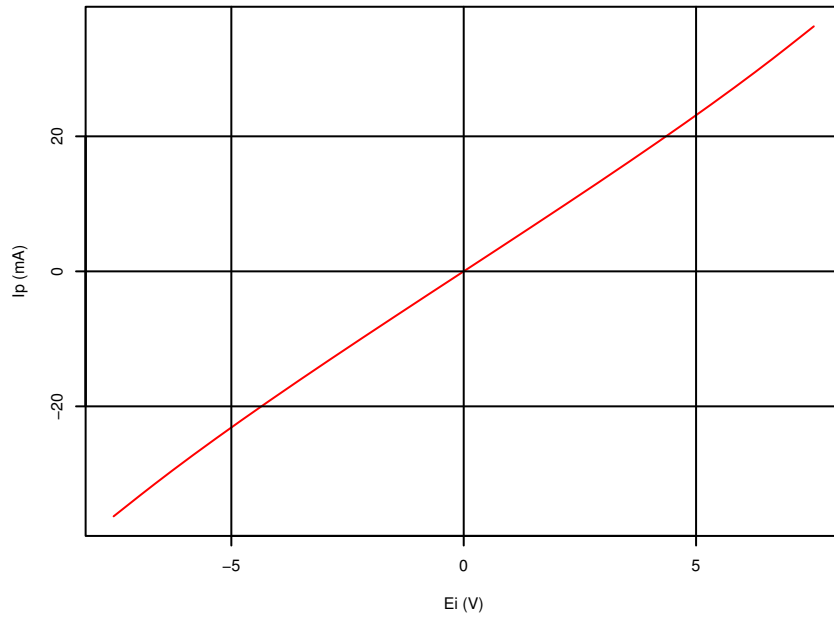


図 23: 7119 プッシュプル出力段の伝達特性

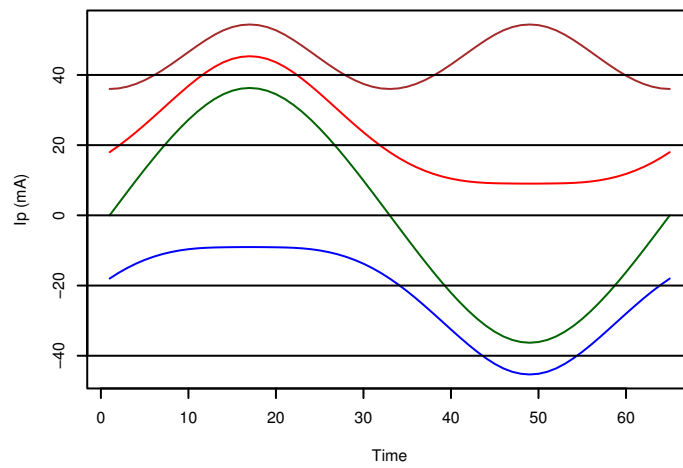


図 24: 7119 プッシュプル出力段のプレート電流波形