

B 級増幅回路の電力効率を式で求めてみる

著者: 石井 聡

はじめに

これまでの技術ノートは 2 段組み（一面を 2 列に分けてレイアウト）でしたが、この技術ノート TNJ-019 では、数式を多用することから 1 段組みとさせていただきます。1 行が長くなるので幾分見づらくなりますが、ご容赦いただければと思います。

さて、またアマチュア無線をやりたいと思っています。20 年後くらい（^{よかい} 齢を考えれば、もっと間近か！？）に時間が取れるようになったら、1kW の落成検査^{II}を送信機、受信機、1kW のリニアアンプ、電源、ベースバンド DSP 信号処理など、全て自作で作って、合格になればいいなあと思っています（人からは買ったほうが安いよと言われる）。

そんな想いを巡らせつつ本棚に目をやると、図 1 の雑誌の背表紙が！「こんなの持ってたのね…」とばらばらめくると、各社の製品の技術紹介が！！しばし斜め読み…。「うーむ、自分のさるぢえでは、これほどのノウハウのカタマリは定年後から 40 年経っても無理では？」と思いました…。JRL-3000F (JRC。すでに生産中止) はオープンプライスらしいですが、諭吉さん 1cm はいかないでしょう。たしかに「人からは買ったほうが安いよと言われる」という話しどおりでした（笑）。

そんな思いから、「1kW のリニアアンプは送信電力以上にロスになる消費電力が大きいので、SSB^{II}時に電源回路からリニアアンプに加える電源電圧を、包絡線追従型（図 2 にこのイメージを示します）にしたらどうか？」と考え始めたのが以下の検討の始まりでした。

[1] 空中線（アンテナ）電力が 200W を超える場合に必要。**電波法第 10 条抜粋**『（落成後の検査）第 8 条の予備免許を受けた者は、工事が落成したときは、その旨を総務大臣に届け出て、その無線設備、無線従事者の資格及び員数並びに時計及び書類について検査を受けなければならない』

[2] Single Side Band modulation; 抑圧搬送波単側波帯変調。**Wikipedia より抜粋**『情報を片側の側波帯のみで伝送するもの。短波帯の業務無線やアマチュア無線などで利用される。搬送波よりも上の周波数の側波帯を USB (upper sideband)、下を使うものを LSB (lower sideband) という。アマチュア無線を除いては、原則として USB を使用する。アマチュア無線では、7MHz 帯以下では LSB、10MHz 帯以上では USB を使う慣習になっている』



図 1. HAM Journal 2003 年秋号, No. 107, CQ 出版社

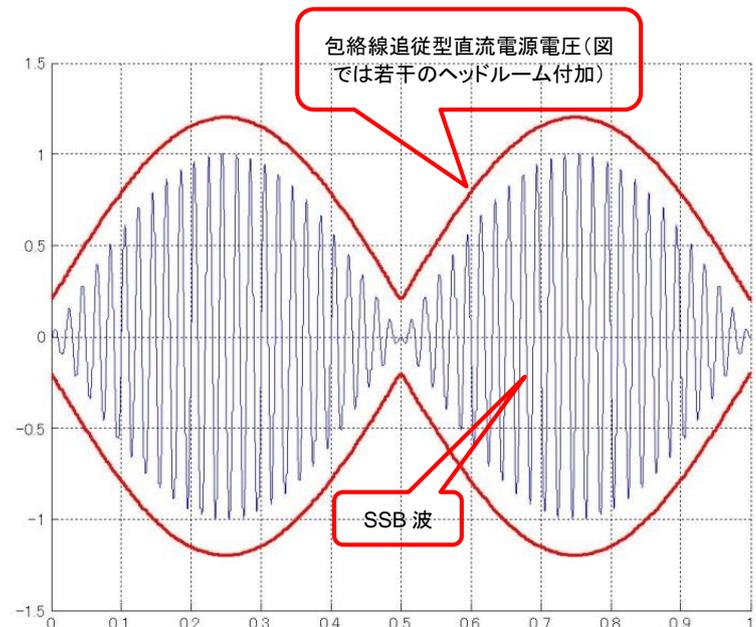


図 2. 電源回路からリニアアンプに加える電源電圧を包絡線追従型にしてみるアイデア

アナログ・デバイス株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイス社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

トランジスタの増幅は A 級、B 級、C 級がある

トランジスタの増幅には A 級、B 級、C 級があります。これ以外にも D 級や E 級が最近用いられています。D/E 級については良しとして、A~C 級について考えてみます。これらの級の違いは、信号波形 1 周期中でトランジスタに電流がどのように流れているか、どのタイミングで流れているか（これを「流通角」といいます）により分けているものです。B 級は半周期のときにトランジスタに電流が流れ、それ以外のところ（残りの半分の周期）では、トランジスタに電流が流れません（つまり流通角は 180° になります）。

このため一般的に B 級では二つのトランジスタを図 3 のようにプッシュプル構成にして、二つのトランジスタで一周期の半分ずつを分担します。右の図はトランジスタ Q1 と Q2 に流れる電流を SPICE シミュレータ、ADIsimPE でシミュレーションしたものです。トランジスタ Q1 と Q2 がそれぞれ半分の周期ごとにオンしていることが分かります。

図 4 (a) に A 級で増幅しているようすを示します（これはシングルエンドでシミュレーションしています）。信号波形の全ての領域において、トランジスタに電流が流れていることが分かります。B 級のような図 3 の右のとおりです。半波のときはトランジスタに電流が流れ、それ以外のところ（残りの半分の周期）では、トランジスタに電流が流れません。同じく C 級でのようすを図 4 (b) に示します。トランジスタに電流が流れるのは半分未満の周期の時間だけであり、それ以外のところ（残りの部分）ではトランジスタに電流が流れません。

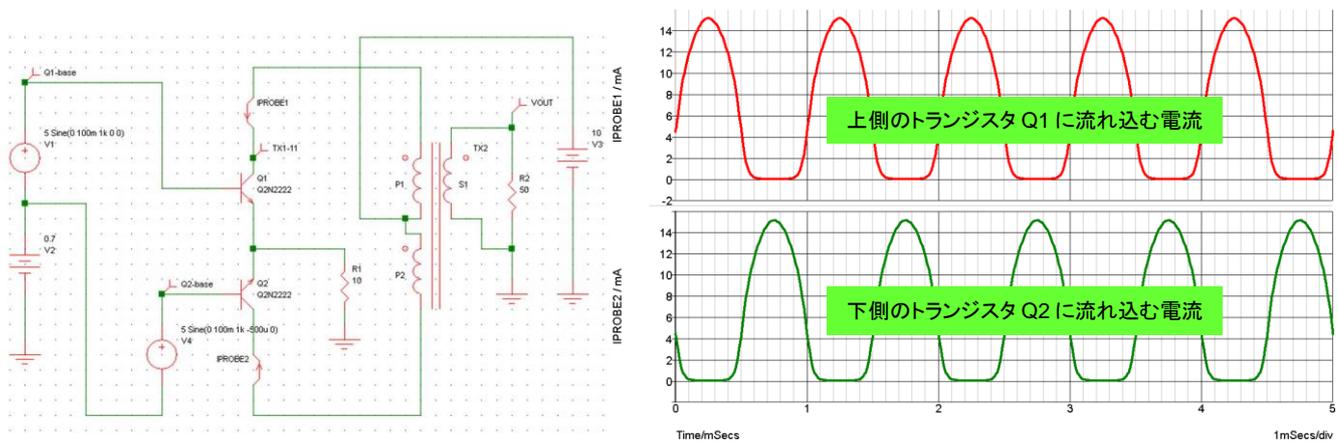
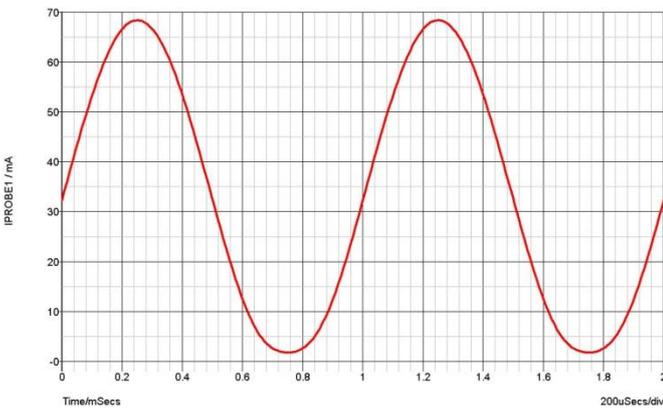
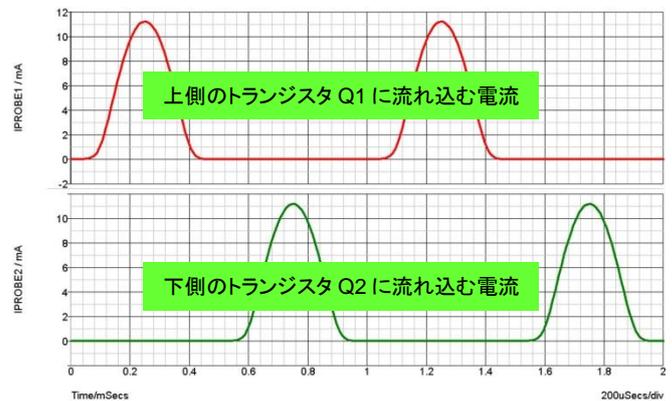


図 3. B 級では二つのトランジスタをプッシュプル構成にして、半周期ずつを分担



(a) A 級増幅の波形（シングルエンドでシミュレーション）



(b) C 級増幅の波形（プッシュプル）

図 4. 各増幅方式ごとの信号波形（ADIsimPE を用い、シングルエンド動作でシミュレーション）

この動作の違いにより、トランジスタに加える直流電力 P_{DC} に対して出力で得られる最大電力 P_{OMAX} で計算できる「トランジスタの電力効率 η 」が

$$\eta = \frac{P_{OMAX}}{P_{DC}} \tag{1}$$

として計算できることとなります。C 級が効率が一番良く（一方で歪みも大きい）、B 級、A 級と効率が悪くなってきます。

この技術ノートでは、包絡線追従型電源に想いを巡らせた結果、B 級増幅の効率 η や、電力のロスであるコレクタ損失 P_c の勉強も兼ねて、B 級増幅の低出力時の η 、 P_c の検討をしてみました。古くから説明しつくされているのですが、細かい導出を示している本が見つからなかったのので、自分でやってみました（より効率の高い D 級以上を使うことも考えられますが）。

B 級増幅は 78%が理論最大効率

B 級増幅での片側のトランジスタに入力される直流電力 $P_{DC(Single)}$ は、図 5 に示すように、トランジスタに加わる電源電圧（エミッタ・コレクタ間電圧）を E_{CE} 、負荷線による最大振幅可能な電流（実際は負荷を駆動する電流）を I_{MAX} とすれば、 I_{MAX} が半波であることから、平均値である直流電流 I_{DC} は

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{MAX} \sin \theta d\theta = \frac{I_{MAX}}{2\pi} [-\cos \theta]_0^\pi = \frac{I_{MAX}}{\pi} \quad (2)$$

となり、

$$P_{DC(Single)} = E_{CE} \times I_{DC} = E_{CE} \times \frac{I_{MAX}}{\pi} \quad (3)$$

が得られます。

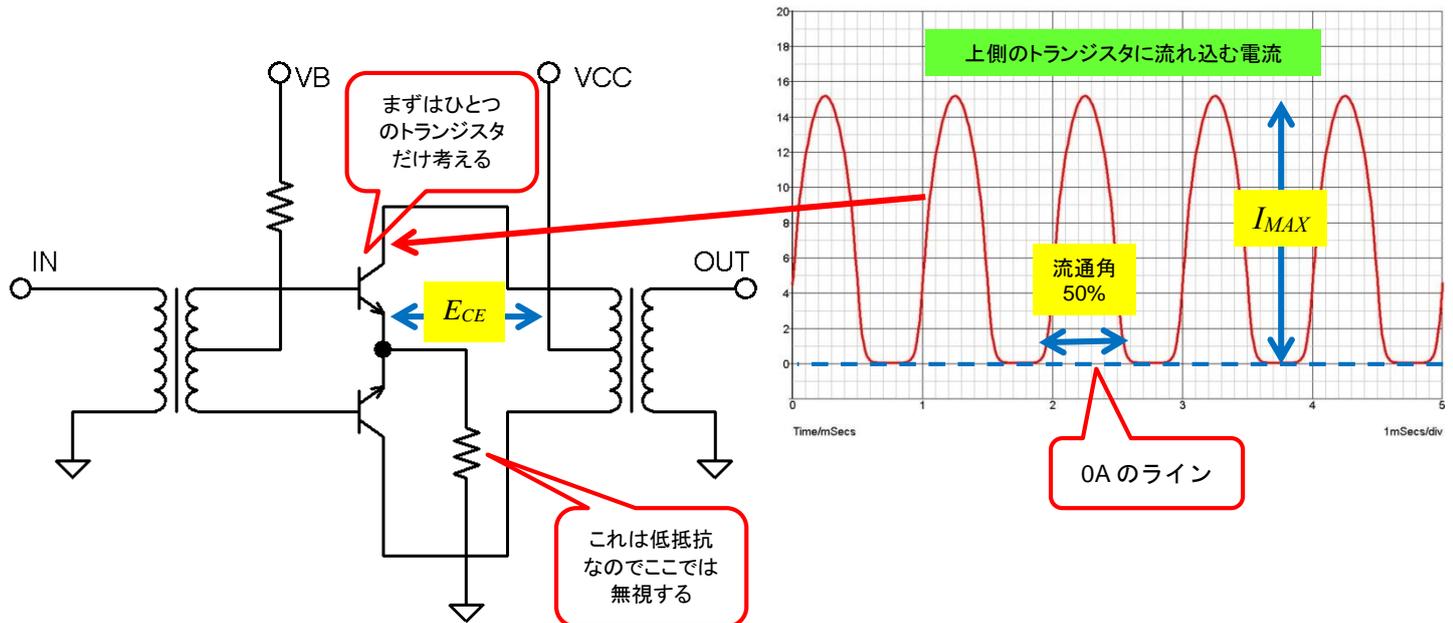


図 5. これから考えていく各記号の意味合い

両側のトランジスタでは単純にこの直流電力 $P_{DC(Single)}$ の 2 倍となるので、全体の直流入力電力 P_{DC} は

$$P_{DC} = 2 \times E_{CE} \times I_{DC} = 2 \times E_{CE} \times \frac{I_{MAX}}{\pi} \quad (4)$$

となります。一方、最大出力（これが定格出力になります） P_{OMAX} は、波形の尖頭値が E_{CE} 、 I_{MAX} であるので、

$$P_{OMAX} = \frac{E_{CE}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}} = \frac{E_{CE} I_{MAX}}{2} \quad (5)$$

となります。 P_{OMAX}/P_{DC} が効率 η であるので、

$$\eta = \frac{P_{OMAX}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 0.7854. \quad (6)$$

が得られます。良くいわれる「78%が理論最大効率」が求められました。これは単純ですね。

最大コレクタ損失が生じるのは $V = (2/\pi)E_{CE}$ 時

次にコレクタ損失 P_C の最大値を計算してみます。出力 P_O の電圧・電流尖頭値を V_{DRV} 、 I_{DRV} とすると、

$$P_C = P_{DC} - P_O = \frac{2E_{CE}I_{DRV}}{\pi} - \frac{V_{DRV}I_{DRV}}{2} = \left(\frac{2E_{CE}}{\pi} - \frac{V_{DRV}}{2} \right) I_{DRV} \quad (7)$$

となります。この最大値は P_C を一階微分すれば求まる（無線従事者試験の解答の定石）のですが、 V_{DRV} と I_{DRV} と 2 変数になるので、この関係を示すと、

$$\frac{I_{DRV}}{I_{MAX}} = \frac{V_{DRV}}{E_{CE}}, I_{DRV} = \frac{V_{DRV} I_{MAX}}{E_{CE}} \quad (8)$$

となっているので（出力負荷 R_L を導入してもよいです）、

$$\frac{d}{dV_{DRV}} P_C = \frac{d}{dV_{DRV}} \left(\frac{2E_{CE}}{\pi} - \frac{V_{DRV}}{2} \right) I_{DRV} = \frac{d}{dV_{DRV}} \left(\frac{2E_{CE}}{\pi} - \frac{V_{DRV}}{2} \right) \frac{V_{DRV} I_{MAX}}{E_{CE}} \quad (9)$$

より、一階微分した結果をゼロとおき

$$\frac{d}{dV_{DRV}} P_C = \frac{I_{MAX}}{E_{CE}} \left(\frac{2E_{CE}}{\pi} - V_{DRV} \right) = 0 \quad (10)$$

これにより、コレクタ損失 P_C が最大になるときの出力電圧尖頭値は、

$$V_{DRV} = \frac{2E_{CE}}{\pi} \quad (11)$$

が得られます。結局この計算は正弦波の平均値を求めていることになります。なるほど…。

B 級増幅で最大損失は $V = (2/\pi)E_{CE}$ のときであり $\eta = 50\%$ になる

次にさきの条件のとき、効率がどれほどで、どのくらいの直流電力／出力電力かを計算してみましょう。直流入力電力 P_{DC} は

$$P_{DC} = 2E_{CE} \frac{I_{DRV}}{\pi} \left[= 2E_{CE} \frac{V_{DRV} I_{MAX}}{\pi E_{CE}} = 2 \frac{I_{MAX}}{\pi} \frac{2E_{CE}}{\pi} = \frac{2}{\pi} P_{DC} (@ FullPower) \right] \quad (12)$$

および、式(6)より、このときの効率は

$$\eta = \frac{\frac{V_{DRV} I_{DRV}}{2}}{2 \frac{E_{CE} I_{DRV}}{\pi}} = \frac{V_{DRV}}{4 \frac{E_{CE}}{\pi}} = \frac{\frac{2E_{CE}}{\pi}}{4 \frac{E_{CE}}{\pi}} = \frac{1}{2} = 0.5 \quad (13)$$

$\eta = 50\%$ のときに丁度最大損失になることが分かります。ただしトランジスタがプッシュプルで二つあるので、おのおののコレクタ損失 P_C は 1/2 に低減できることになります。

つづいて P_O は式(8)より、

$$I_{DRV} = \frac{V_{DRV} I_{MAX}}{E_{CE}} = \frac{\frac{2E_{CE}}{\pi} I_{MAX}}{E_{CE}} = \frac{2}{\pi} I_{MAX} \quad (14)$$

を用いて

$$P_O = \frac{V_{DRV} I_{DRV}}{2} = \frac{\frac{2E_{CE}}{\pi} \frac{2I_{MAX}}{\pi}}{2} = \frac{2}{\pi^2} E_{CE} I_{MAX} = \frac{4}{\pi^2} P_{O_{MAX}} (@ FullPower) \quad (15)$$

が得られます。最大出力（定格出力）時 $P_{O_{MAX}}$ の 40.5% のところ、つまり 1kW 定格出力だと 400W 出力時が一番発熱することも分かります。ここで式(12, 15)を再掲すると、

$$P_{DC} = \frac{4E_{CE} I_{MAX}}{\pi^2}, P_O = \frac{2E_{CE} I_{MAX}}{\pi^2} \quad (12, 15 \text{ 再掲})$$

となっているため、なるほど $\eta = 50\%$ になっていますね。

低出力時の効率 η を計算してみる

SSB の実効電力は結構低いものです。それを考えると低レベル送信時の効率がどうなるか気になるところです。これがこの技術ノートの本来の話だったわけです。そこで任意の出力時の効率を計算してみましょう。式(4, 5)に実際の出力電圧、電流を代入して、

$$P_{DC} = \frac{2E_{CE} I_{DRV}}{\pi}, P_O = \frac{V_{DRV} I_{DRV}}{2} \quad (16)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-019

また式(16)に式(8)を用いて、

$$P_O = \frac{V_{DRV} I_{DRV}}{2} = \frac{V_{DRV}}{2} \frac{V_{DRV} I_{MAX}}{E_{CE}} = \frac{V_{DRV}^2 I_{MAX}}{2E_{CE}} \quad (17)$$

から

$$V_{DRV} = \sqrt{\frac{2E_{CE}P_O}{I_{MAX}}} \quad (18)$$

これと、式(13)より

$$\eta = \frac{\frac{V_{DRV} I_{DRV}}{2}}{\frac{E_{CE} I_{DRV}}{\pi}} = \frac{\pi V_{DRV}}{4E_{CE}} \propto V_{DRV} \propto \sqrt{P_O} \quad (19)$$

ということで、効率は出力の電圧、電力の平方根に比例することも分かりました。

低出力時のコレクタ損失 P_C を計算してみる

出力が下がれば効率は低下することが分かりましたが、 P_{DC} も低下するので、 P_C はこのとき一体どうなるのかを考えてみたいと思います。何か同じ事を、同じ式を「こねくりまわす」という、自分でも一番キライなことをやっている感じですが、またもっと簡単に解けそうなものですが、もうちょっとなので続けてみます。 $\eta = 50\%$ との比例計算より、

$$\frac{0.5}{\eta} = \frac{\sqrt{\frac{4}{\pi^2} P_{OMAX}}}{\sqrt{P_O}}, \quad \eta = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_O}{P_{OMAX}}} \quad (20)$$

$$P_C = P_{DC} - P_O = \frac{P_O}{\eta} - P_O = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{P_{OMAX}}{P_O}} P_O - P_O = \frac{4}{\pi} \sqrt{P_{OMAX} P_O} - P_O \quad (21)$$

と計算できます。では検算をしてみましょう。 $P_{OMAX} = 1\text{kW}$ (定格電力), $P_O = 1\text{kW}$ (定格出力にした時) だと、 $P_{OMAX} = P_O$ ですから、

$$P_C = \frac{4}{\pi} \sqrt{P_O P_O} - P_O = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right) P_O = \left(\frac{1}{\eta_{MAX}} - 1\right) P_O = P_{DC} - P_O \quad (22)$$

よしよし (笑)。最大損失時は、 $P_O = (4/\pi^2) P_{OMAX}$ ですから、

$$P_C = P_{DC} - P_O = \frac{4}{\pi} \sqrt{P_{OMAX} \frac{4}{\pi^2} P_{OMAX}} - \frac{4}{\pi^2} P_{OMAX} = \frac{8}{\pi^2} P_{OMAX} - \frac{4}{\pi^2} P_{OMAX} = \frac{4}{\pi^2} P_{OMAX} \quad (23)$$

となり、 $P_C = P_O$ であるため、計算は正しそうです。

低出力時の効率の実際

それでは実際に数値を代入して計算してみましょう。たとえば 1kW 定格出力のリニアアンプで、瞬時ドライブ電力が 100W だとすると、

$$P_C = P_{DC} - P_O = \frac{4}{\pi} \sqrt{P_{OUT} P_O} - P_O = \frac{4}{\pi} \sqrt{1000 \cdot 100} - 100 = 407 - 100 = 307 \text{ [W]} \quad (24)$$

のコレクタ損失 P_C となるわけですね。これは結構大きいといえは大きいものです。つまり E_{CE} が一定の定電源電圧だと、出力が低い場合は極端に効率が低下してしまうことが分かりました。

図6に数値計算ツールで $P_{OMAX} = 1\text{kW}$ の定格出力において、 P_O ごとの P_C を計算させてみました。この図を見ると 400W 以下だと急激に損失が減りますが、SSB だとのあたりが使われるのでしょうか??

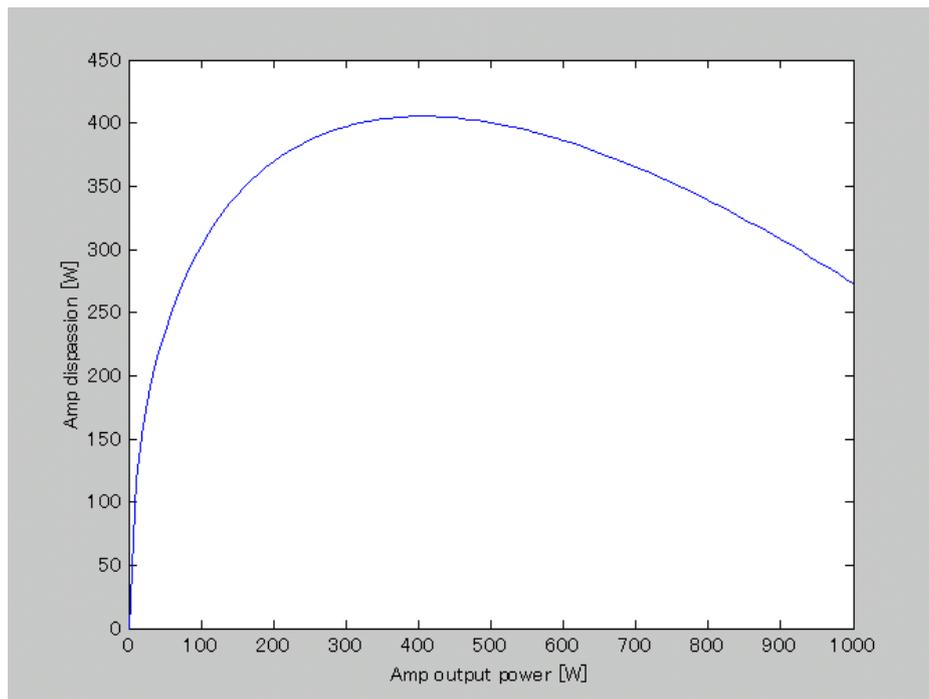


図 6. 定格出力 1kW での出力電力 P_o とそのときのコレクタ損失 P_c

確率密度関数的に表してみると…

音声の振幅レベルの P_o に関する確率密度関数を $Prob(P_o)$ とすれば、平均電力損失は、

$$P_{C-AVR} (@ SSB) = \int_0^{P_{OUT}} Prob(P_o) \left(\frac{4}{\pi} \sqrt{P_{OUT} P_o} - P_o \right) dP_o \quad (25)$$

となりますが、 $Prob(P_o)$ がどうなるのか判らない私には、 P_{C-AVR} は「知る由もない」ということになってしまいます…。

まとめ

ということで、いちおうそれでも（笑）、結論としては、「包絡線追従型の電源回路の方がやはり損失は少ない」ことが分かりました。回路を作るのは大変ですが、「地球にやさしい」ということに結論づけられそうです。