

## 公式プロジェクト「km/Total Power 推進プロジェクト」No.6 【メンバー：JA1XB JH1FCZ JA1KEG JK1OLP JA3PAV】

このプロジェクトの目的は、「1000km/Total Power 賞をとることができる消費電力の究極的に小さな送信機、受信機を企画・開発する」ことです。このように超省電力化された送受信機をどうやって設計するのでしょうか。電力は、電力=電圧×電流、で表わされます。そこで、使いやすい単 3 乾電池 2 本 3V の電圧でどこまで電流を下げられるかということが、設計目標となります。出力電力は、100mW で設計しています。参考文献 <http://www.netway.com/~stevec/ham/sokal2corrected.pdf> によると、極めて効率の高いアンプとして、「E 級アンプ」なるものが紹介されていて話題を呼んでいます。新しいものねだりのプロジェクトメンバーは、飛びつきまして、「これなら可能」と思い早速、回路の検討に入りました。試行錯誤の実証実験をかさねること約 1 年間、今一、効率が上がらなかったがメンバー一同の努力により、大体納得のいく結果がえられましたので、以下に発表いたします。

### 1. 「E 級アンプ」について

前記参考文献によると、我々おなじみの「B 級・C 級アンプ」では、65%までの効率であるが、この「E 級アンプ」では、85%もしくはそれ以上の効率が得られるとあります。参考文献の Fig2 が「E 級アンプ」の基本回路 Fig 1 が電圧電流の関係の概念図です。

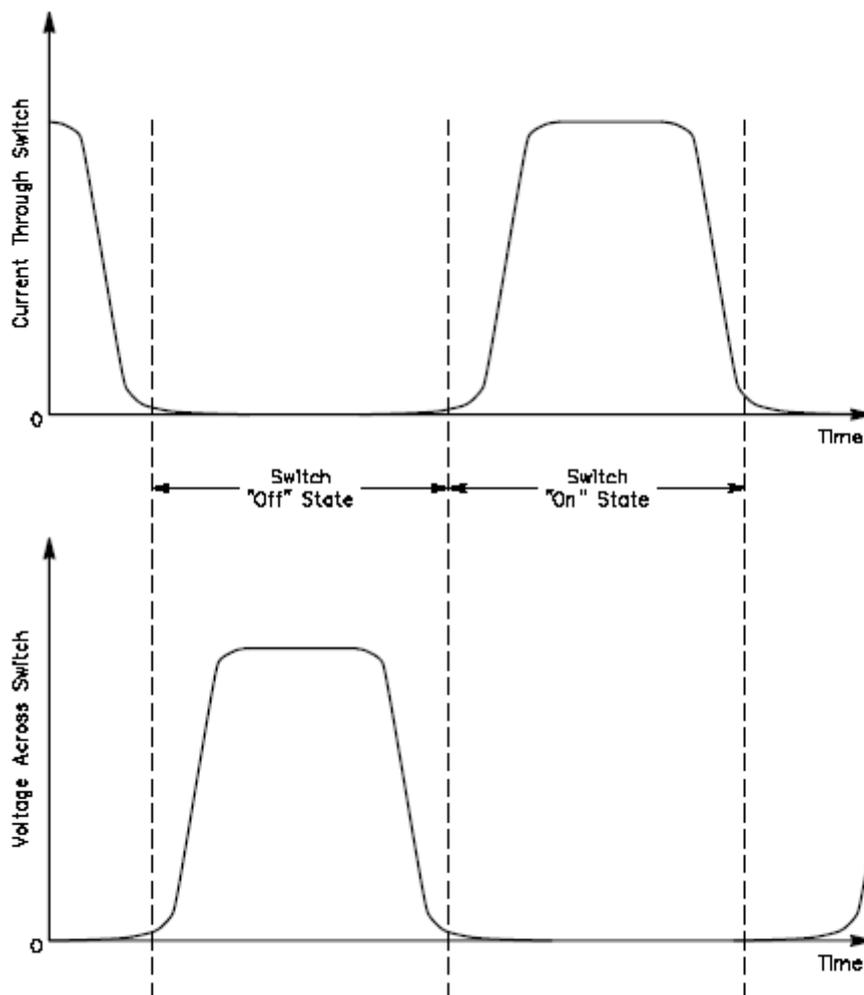


Fig 1—Conceptual “target” waveforms of transistor voltage and current.

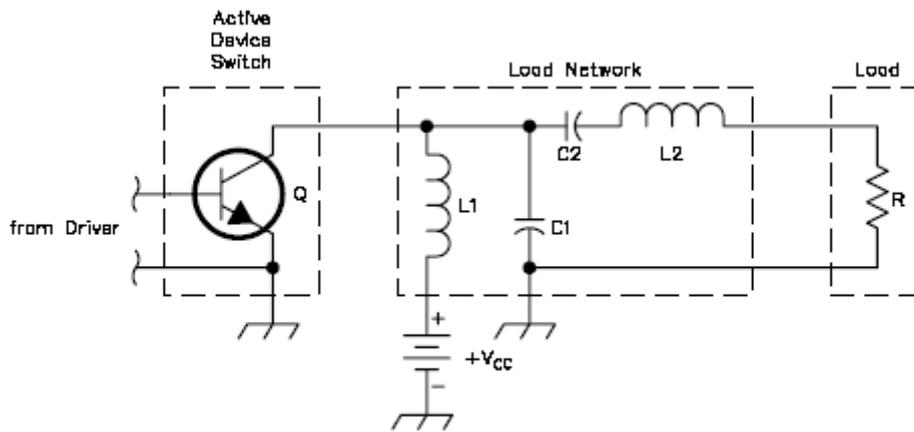


Fig 2—Schematic of a low-order Class-E amplifier.

これをみると、トランジスタによる「アクティブデバイススイッチ:Q 以下同じ」、電源を供給する「チョークコイル:L1」とスイッチングをつかさどる「コンデンサ:C1」、Load Networkの一部を形成している「コンデンサ:C2,インダクター:L2」及び「負荷:R」で構成されています。これを見る限り、至って簡単に出来そうに思われます。なぜ、この回路で効率が良いのでしょうか・・・この回路では定数を選ぶことにより、Q が ON の時  $V_{ce}=0$ (Q の飽和電圧)となっていて  $I_c$  が流れます。すなわち Q は低抵抗として働きます。

一方、Q が OFF の時は  $I_c=0$  で  $V_{ce}$  が高電圧になります。Q はオープンなスイッチになります。高効率の回路を実現するためには Q は ON/OFF の動作を可能な限り高速に実現する必要が有ります。

Q の  $V_{ce}$  は  $I_c$  がゼロになる後まで遅れて上昇始めます。

Q の  $V_{ce}$  は  $I_c$  が流れ出す前に 0 に戻ります。

このタイミングは Fig 1 の Load Network が適切に設定されて初めて満たされます。

Q が ON する時に  $V_{ce}$  は 0 に近く、このため Q が ON する過程で C1 に蓄積された電荷の放電はありません。C1 の充電された電力を消費することはありません。

Q の  $V_{ce}$  は ON の時 0 であり、そのため電流が Load Network から ON になりつつ緩やかにコントロールされ注入されます。結果的に電力  $I_c \times I_c \times R$  (Q の ON 抵抗) は僅かで済みます。この Q の ON になる時間は、RF 周期の約 30%です。そして、Q が OFF となる時間は、同約 20%です。

結果的に Q の電圧、電流波形は同時に大きな値になることは有りません。

Q の電流電圧はお互いに時間分割で切り替わります。このようにして Q は電圧と電流が切り替わるときその値が 0 であり、いわゆるゼロクロススイッチを実現しています。実際に以上の 6 つの条件を満たした実例の電圧電流波形を Fig 3 に掲げます。

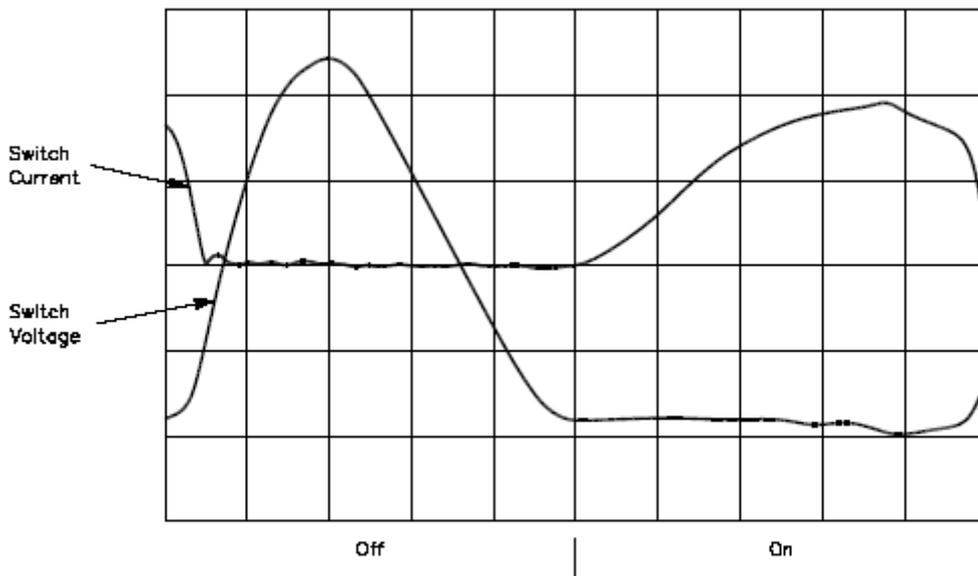


Fig 3—Actual transistor voltage and current waveforms in a low-order Class-E amplifier.

回路の Q について

参考文献によると、Load Network は、「E 級アンプ」回路上の Q(以下  $Q_L$  という)を有しています。 $Q_L$  が 1.7879 以上必要であるといわれます。(詳細は参考文献参照)以上が「E 級アンプ」の特徴です。波形の状態は、一般的な方法として、オシロスコープで波形を観測して確認をします。

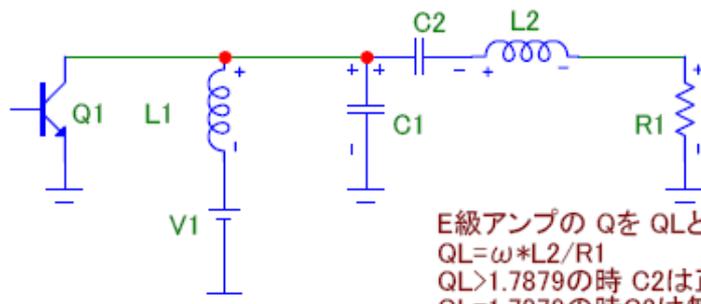
B 級、C 級のアンプとの相違について概要を説明します。

- ・入力トリガー電圧=0 のときにも Tr は ON となっている。
- ・Tr が OFF になるとき、タイムディレイがなくて  $V_{ce}$  はすぐ立ち上がる。
- ・負荷には、脈流に似た電圧が供給される。

## 2. 「E 級アンプ」の設計

周波数、希望パワー、電源電圧、 $Q_1$  の ON 電圧、 $Q_L$  それと  $L_1$  (チョークコイル) の値を入れて  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $L_2$ 、 $R_1$  の各定数を数式計算により得られます。各要素を決める関数は一般の線形関数では無く近似解です。詳しくは、参考文献を参照してください。プロジェクトでは近似解をエクセルの表で各定数が簡単に計算できるように工夫しました。ところが「E 級アンプ」の出力インピーダンス  $R_1$  が  $50\Omega$  ではなく使いにくいので何とか  $50\Omega$  のインピーダンスに変換できないかと考えました。

出力インピーダンスの変換



第1図 Eアンプ 基本回路

E級アンプの Q を  $Q_L$  とすると  
 $Q_L = \omega * L_2 / R_1$   
 $Q_L > 1.7879$  の時  $C_2$  は正  
 $Q_L = 1.7879$  の時  $C_2$  は無限大  
 $Q_L < 1.7879$  の時  $C_2$  は負となります。  
 このためEアンプは  $Q_L \geq 1.7879$  の時のみ成立すると文献には書いてあります。

第1図基本回路の出力（R1の電圧）の波形が完全な正弦波では無く、高調波を含んでいますので線形回路網理論で何処まで変換できるか疑問が残ります。しかし、「E級アンプ」は元々トランジスタのON/OFF時間を1対1で計算しています。MOSFETならともかくバイポーラトランジスタ(以下BJTという)ではON/OFF時間を1対1にするのは至難の業です。幾分誤差が有り得られた各定数は目安であって最終的にはトランジスタのコレクタ波形を観測して調整する必要が有ります。それなら出力インピーダンスを50Ωに変換する回路に多少の誤差が有っても大差ないと考えました。

第1図の基本回路で得られる出力インピーダンスR1は、電源に比べ極めて小電力の回路でQLが高くなければ50Ω以下になります。本プロジェクトでの設計目標である電源電圧3V出力電力100mWではQLが無限大のとき50Ωになり、出力電力を75mWにするとQLが2.6以上で50Ω以上になります。一般的にはR1は50Ω以下と思われるのでLマッチ回路を適用します。R1なる出力インピーダンスをR21=50Ωに変換するには、L50とC50を入れて第2図のように計算式を適用すれば良いことになります。(波形が正弦波と仮定して) 実用的には第2図のL2とL50はその合計値で良いことになります。



第2図 出力インピーダンスを50ΩにしたE級アンプ回路

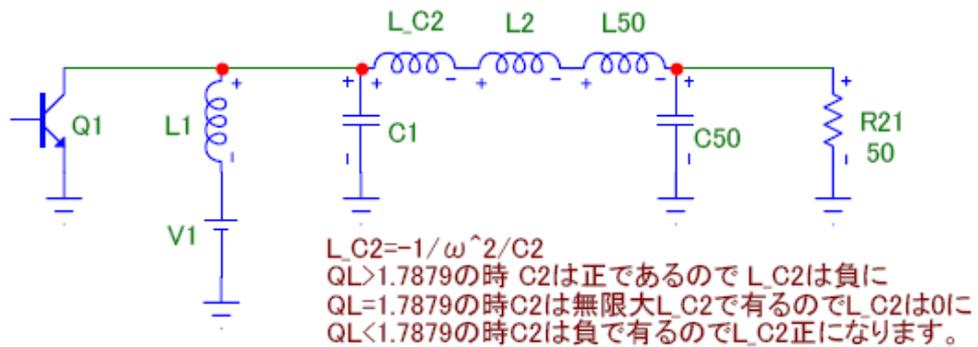
### 問題点

この状態で実験を進めて本プロジェクトの試作機もこの等価回路で設計しました。(試作の結果は2004年12月号会報の本稿No.5を参照) しかし、C1、C2、L、C50と4個の定数を調整しなければならず複雑極まり無い状態でした。しかもBJTではON/OFF時間を1対1でないこと、しかもこの状態では、電波法上での不要輻射の制限に触れます。特に、第2高調波が多いことが問題です。そこで最低型のローパスフィルターを1段入れることにしました。このローパスフィルターの影響もあり計算した定数と実験結果の差が大きく、どのように調整すれば最良の結果が得られるのか理解できませんでした。

更に、「E級アンプ」はQLが1.7879以上と参考文献に有ります。それは近似解の式に $(QL-1.7879)$ で割る項が有りその点でC2が無限大になります、QLに1.7879より低い値を入れると先ほど作ったエクセルの表でC2は負になり実現できません。

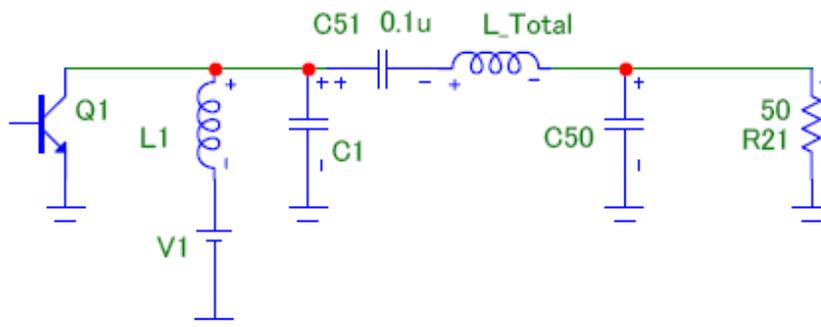
### 解決に向けて

ある時ふと、マイナスCはLではないか?と考えが浮かびました。それが第3図のC2を変換したL\_C2です。



第3図 C2をLに変換したE級アンプ回路

最初は C2 が負の時のみ L に変換をすると考えましたが、式では C2 が正の時はマイナスの L に変換しても良いことに気が付きました。ここでは  $L_{C2}$  が正であろうが負であろうが  $L_{Total} = L_{C2} + L2 + L50$  が求められれば良いのでは無いか？ これを実現したのが第4図です、C2 を  $L_{C2}$  に変換したのですが直流カットの C は必要です。最終回路を第4図に示します。これで回路の QL にこだわらないで調整箇所が C1、 $L_{Total}$ 、C50 と3つになり1つ減って大助かりです。



第4図 直列共振にコンデンサを使わないE級アンプ回路  
 C2をLに変換しても直流カット用のコンデンサは必要です。  
 $L_{Total} = L_{C2} + L2 + L50$

[仁木さんが マッチで送信部を造られていて高効率を体験したと報告しておられましたが第4図は回路図だけ見れば単なる マッチの回路です。定数次第では E アンプに近い状態になっていた可能性が有ります。]

### 3. より効率化の追求

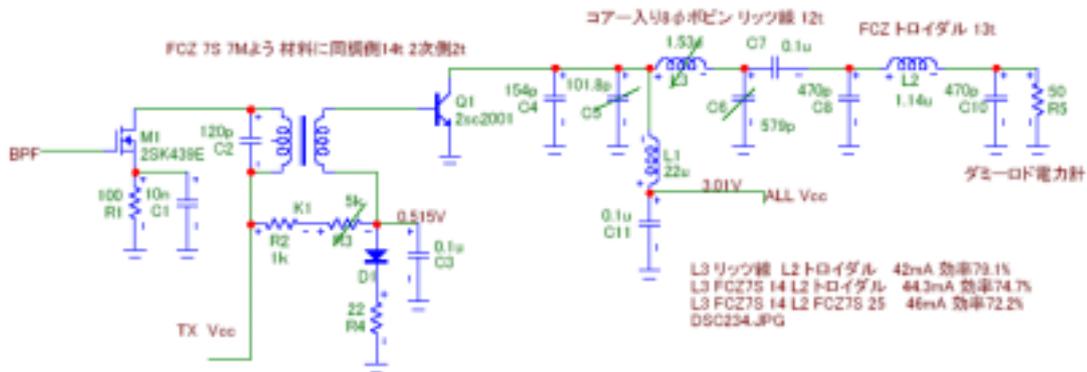
次にこの回路の有用性を確認することにします。参考文献では効率 90% が得られたと有るのに、実験では再現性が今ひとつで時には効率 65% しか得られませんでしたのでその原因を究明しました。

#### ヒント 1

参考文献に有る事例はほとんどが大出力であるとのことです。大出力と言うことは大きなコイルを使っているのだから Q は高いと言えそうです。実験では、出力が 100mW で出力回路が発熱しないので小さな L を使っているのですが、 マッチ回路でも 1dB の損失が有れば入力電力の 89% しか出て行きません。(出力が 100mW であれば損失は約 10mW ですが、出力が 500W では損失は 50W になって燃えてしまう可能性もある。)

実験では、再現性をなるべく確保したいので、大久保 OM 提供 FCZ7S タイプの IFT を使っていました。今回、思い切って身近にある部品の内、できるだけ Q の高い L を使

って実験してみました。



第5図 検証回路

第5図がその回路図です。第4図の回路に マッチ回路が1段追加されています。

第5図の回路図のL3はコア入り8φポピンにリッツ線12t、L2は大久保OM提供のトロイダルコアに13t、C5は最大260Pのポリバリコン、C6は最大860Pの2連エアバリコンを使いました。色々調整して最適と思われる定数を計測したものを第5図内に表記してあります。Cの値はキャパシタンスメータAD-5822で計測しました。Lの値はディップメータDMC-200を用いて7MHzで共振させ、そのときの容量を先ほどのキャパシタンスメータで計り算出しました。第1図から第4図に沿って説明してきた結果と比べますとQLが1.22付近とL\_Total値が少々違いますが近い値になりました。

第4図の回路の計算値と実験値比較

	C1	L_Total	C50
計算値	249pF	1.67uH	588pF
実験値	255pF	1.53uH	579pF

電源電圧3.01V 出力100mWでL3はリッツ線を使い、L2はトロイダルコアに巻いて実測して、IC=42mAで効率は79.1%になります。コレクタ波形を写真1で確認ください。

残念ながらカレントプローブを持っていないのでコレクタ電流波形は観測できません。先に示したの文献のFig3と比較してください。

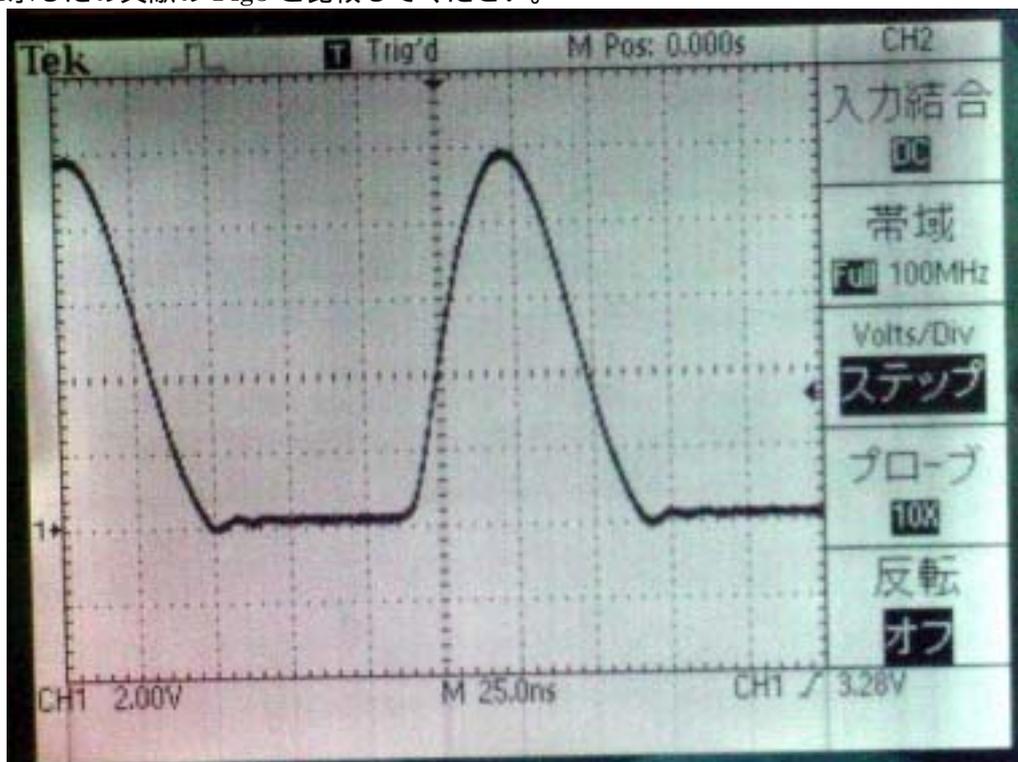


写真1 コレクタ電圧波形

次に L3 を FCZ7S14 に換え、L2 はトロイダルコアのままで他の定数は変えず L3 のみを調整して出力を 100mW に調整すると IC=44.3mA で効率は 74.7% になりました。

次に L2 を 7MHz で 1.14uH に合わせて FCZ7S25 に交換し、同じく出力を 100mW に調整すると IC=46mA で効率 72.2% になりました。オシロスコープ (TDS220) で観測したコレクタ

電圧波形は 3 つの場合ほとんど変わりませんでした。効率だけが 79.1% から 72.2% と大きく変化しました。この変化は L2 と L3 に使用したコイルの Q の違いによるものと考えて良さそうです。

#### ヒント 2

もう 1 点、参考文献の中に「E 級アンプ」は Q の低い状態では高調波が多いとの記載がありました。この点を確認したいのですが、スペアナがないのでシミュレーションで確認しました。同時に第 1 図から第 4 図で行った波形の精度を見るため第 5 図に掲げた回路で ON/OFF の比が 1 対 1 になるように電圧制御スイッチ S1 を定義して QL が 1.2、1.79、3 の 3 例について実施しました。詳細は省略して結果だけを記載します。

	P0	第 2 高調波	E 級アンプ波形
QL=1.2	74.6mW	-19.7db	やや崩れる
QL=1.79	97.0mW	-15.8db	完璧
QL=3	129.3mW	-12.0db	ほぼ完璧

この結果から、QL の低い方で問題有ることが分かります。パワーも第 2 高調波の割合は参考文献の内容とは逆になってはいないか？ しかし、今まで「E 級アンプ」を実験してきた経験から考えて、今回、計算で算出した数値でこれだけのパワーができれば上等と考えます。QL が低い方で問題があるのは第 1 図の出力負荷 R1 の波形が正弦波からずれているからではないかと考えられます。次に、なぜ第 2 高調波の低減度は逆になるのか？ これは、出力負荷 R1 は「E 級アンプ」の Q (QL) が低いほど低くなり、そのためインピーダンスを 50Ω に変換する L マッチの Q が高くなる？

「E 級アンプ」の QL	R1	R1 を 50 オームに変換する L マッチの Q
1.2	18.1	1.33
1.79	30.3	0.81
3	39.1	0.53

このことはまだまだ究明しなければならない点ですが QL が低い状態での使用は望ましくないとの参考文献の記述は、最終的に 50Ω 系に変換する前提で設計しますので、考慮の必要は無いと思います。

今後の課題として、出力を固定 (今回は 100mW) の状態で QL を変化させてシミュレーションし、結果を検討して見ます。

以上「E 級アンプ」と、何とか上手く付き合えるようになるよう、実験経過を説明しました。完全でない正弦波を線形の理論で処理した無理が残るかもしれませんが皆さんのご意見も頂きながら改良していきたいと思えます。

今回作り出した「E 級アンプ」設計用のエクセル表計算ソフトを希望者に提供します。希望者は、下記個人アドレスにて連絡をお願いします。

#### 4. 今後の考え方

このように、JA1XB 石井プロジェクトリーダーのシミュレーション解析・回路設計と色々な要求にこたえて回路部品等を提供していただきました JH1FCZ 大久保 OM、更にプロジェクトメンバーの惜しみない試作による実証実験によりまして、大変よい TRX が出来上がりました。

さて少なくとも 50 台程度のキットを頒布するとしたら再現性を重視しなければなりません。コイルの形態によりこれだけ効率が変わると、考えさせられます。

1000km/Total Power を達成するには、出力 100mW の本機では、

TP= (受信 7mA+送信ファイナル 46mA + 送信ドライブ 8mA) × 3V = 183mW (FCZ7S25 効率 72.2%) です。したがって、183km 離れた局と交信が成立すればよいこととなります。これでしたら、前回の実績ベースから見て十二分に実用性があると考えています。

The author is grateful to Mr. N.O.Sokal, WA1HQC for his permission to use the figures 1, 2 and 3 from the reference.

参考文献

<http://www.netway.com/~stevec/ham/sokal2corrected.pdf>

r