

第5章 ダイオード検波ラジオ

第2部は簡易ラジオを製作します。簡易ラジオではありませんが、それを製作することにより、トランジスタ回路の基本のほとんどを学ぶことができます。まずこの章では、簡易ラジオの中で最も簡単で基本的なラジオを製作します。図5-1にその構成を示します。この図の増幅は、トランジスタ1石による増幅です。トランジスタは最も一般的な2SC1815(ランクY)を用います。なお、以降のすべての章で使用するトランジスタ2SC1815は、ランクYを使用します。バーアンテナを用いたゲルマニウムラジオでは、クリスタルイヤホンを鳴らすことができませんでした。ですから、高周波増幅は必須です。また、ダイオード検波の出力は極めて小さいので、低周波増幅も必須です。なお、第2部の簡易ラジオでは、主にクリスタルイヤホンのみを使用して、スピーカーを使用しません。このような簡易ラジオでは、クリスタルイヤホンを使用するのが、ふさわしいと思っています。スピーカーは第3部スーパーヘテロダイナラジオで使用します。

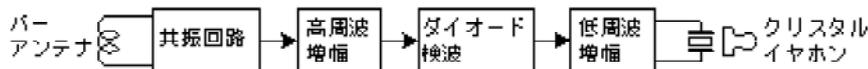


図5-1 この章で作るラジオの構成

●基本構成

C局がどのように増幅されるかを以降考えていきます。C局受信時の共振回路出力を図1-31に示しましたが、図5-2にもう一度示します。この出力をトランジスタで増幅しますが、その回路を図5-3に示します。バイアス回路は最も簡単な固定バイアスにします。他のバイアスももちろん使用可能ですが、電流帰還バイアスは電源電圧が3Vと低いので使いにくいし、自己バイアス是最適なバイアスですが、入力インピーダンス等の計算が大変です。以降の簡易ラジオでも、最も簡単で、いろいろな計算が簡単にできるように固定バイアスを使うことにします。

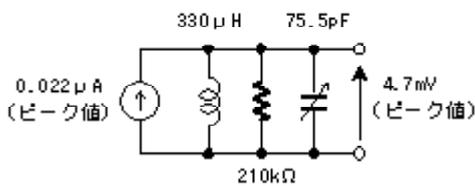


図5-2 C局受信時の共振回路

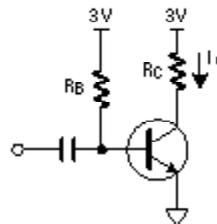


図5-3 使用するトランジスタ増幅回路

まず、この回路でコレクタ電流 I_c をどのくらいにすればよいかを考えます。 R_c 両端の電圧を1V(一定)としますと、 $R_c I_c = 1V$ (一定)です。(3-2)式より、 $r_e = 26mV / I_c$ ですから、 $R_c (26mV / r_e) = 1V$ となります。よって、 $R_c / r_e = 1V / 26mV = 38$ (一定)となります。 R_c / r_e は電圧ゲインですから、電圧ゲインは R_c 両端の電圧が一定であるならば、コレクタ電流に関係なく一定になります。一方、入力インピーダンスは I_c を小さくすればするほど大きくなります。共振回路出力を増幅するには、入力インピーダンスが大きい方が有利ですので、 I_c はなるべく小さい方が有利ということになります。ところで、この増幅回路で検波回路をドライブしますので、 R_c があまり大きくなると、ドライブ

能力が低下します。以上より、 $R_c=2.2\text{ k}\Omega$ 、 $I_c=0.5\text{mA}$ ぐらいが妥当と思います。

固定バイアスなので、トランジスタの h_{FE} の影響を受けます。私は $R_B=1\text{M}\Omega$ に固定して、 R_c 両端の電圧が 1.1V 近辺になるトランジスタを選別して使用しました。こうすると、このトランジスタの h_{FE} は約 200 であり、かつ I_c も約 0.5mA になるからです。これは後の計算を簡単にするためであり、この回路を動作させるのに、きっちり $I_c=0.5\text{mA}$ にする必要はありません。Yランクの $2\text{SC}1815$ を使用すれば、まず問題なく動作すると思います。ただし、 R_c 両端の電圧を測定して、どのくらいコレクタ電流が流れているかチェックしておくことは必要です。あまり 0.5mA から、かけ離れているときは、 R_B を調整する必要があります。

図5-3のトランジスタ増幅回路を $I_c=0.5\text{mA}$ で動作させることが決定しました。このときのトランジスタの入力インピーダンスはどうなるでしょうか。低周波数では入力インピーダンス $h_{ie}=h_{fe}\times r_e$ です。 h_{fe} は 170 とします。 $r_e=26\text{mV}/I_c$ ですから、 $r_e=52\Omega$ です。ですから、低周波数では入力インピーダンス $h_{ie}=h_{fe}\times r_e$ は $170\times 52=8.8\text{k}\Omega$ となります。ところが、ここではC局 (1008kHz) を増幅するときを考えていますので、 $2\text{SC}1815$ の h_{fe} は複素数となります。 h_{fe} が複素数となる時の入力インピーダンスは以下のようになります。

h_{fe} が複素数のとき、 h_{fe} は以下で表されます。

$$h_{fe} = h_{fe0} \frac{1}{1+j\left(\frac{f}{f_c}\right)}$$

ここで、 h_{fe0} は低周波での h_{fe} であり、 f_c は h_{fe} の絶対値が $1/\sqrt{2}$ になる周波数です。

もし、 $f \ll f_c$ ならば、もちろん $h_{fe} = h_{fe0}$ です。

もし、 $f \gg f_c$ ならば、 $h_{fe} = h_{fe0} \frac{-jf_c}{f}$ となり、

h_{fe} は周波数に反比例するようになります。そして、 $f=f_{fe0}\times f_c$ のとき、 h_{fe} の絶対値は 1 になります。この周波数がトランジション周波数 f_T です。

以上により、入力インピーダンス $h_{ie}=h_{fe}r_e$ は以下となります。

$$h_{ie} = h_{fe0} \times r_e \frac{1}{1+j\left(\frac{f}{f_c}\right)} \text{ ----- (5-1)式}$$

このときのトランジスタの入力インピーダンスは**図5-4**で表されます。

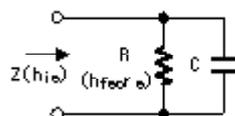


図5-4 $2\text{SC}1815$ の $f=1\text{MHz}$ での入力インピーダンス h_{ie}

確かに**図5-4**となるか、以下で確かめてみます。

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j\omega C = \frac{1+j\omega CR}{R}$$

$$Z = \frac{R}{1+j\omega CR}$$

$R = h_{fe} r_e$ 、 $\omega_c = \frac{1}{CR}$ を代入すると、

(ただし、 ω_c は断角周波数)

$$Z = \frac{h_{fe} r_e}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

となり、(5-1)式と一致します。

2SC1815の、 $f_T = 100\text{MHz}$ 、 $h_{fe} = 170$ とすれば
 $f_T = h_{fe} f_c$ ですので、 $f_c = 0.6\text{MHz}$ となります。
 コレクタ電流 $= 0.5\text{mA}$ とすると、 $r_e = 52\Omega$ です。

$$C = \frac{1}{2\pi f_c h_{fe} r_e}$$

ですから

容量Cは約30pFとなります。

図5-4のコンデンサCは実際にトランジスタに存在するコンデンサではありません。hfeが複素数になるためにベース電流の位相が変化しますが、そのベース電流を等価的に表すためのコンデンサです。このときのコレクタ電流 i_c は、R,C全体に流れる電流を i_b としたとき、 $i_c = i_b \times h_{fe}$ (hfeは虚数)となります。このコレクタ電流 i_c はRに流れる電流にhfeo(実数)を掛けても同じ値になります。その理由を以下に示します。

$$i_c = i_b h_{fe} = i_b \frac{h_{fe}}{1+j\left(\frac{f}{f_c}\right)}$$

$$\frac{f}{f_c} = \omega CR \text{ だから}$$

$$i_c = i_b \frac{h_{fe}}{1+j\omega CR} = i_b \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} h_{fe}$$

$$i_b \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \text{ は } i_b \text{ の内の } R \text{ に流れる電流です。}$$

ですから、コレクタ電流はRに流れる電流にhfeo(実数)を掛けても同じになります。

大切なことなので、もう1度、図5-4のベース電流とコレクタ電流の関係について整理しておきます。Rに流れる電流とCに流れる電流を合計したもの(ベクトル和)をベース電流としたときは、そのhfe倍(複素数)したものが、コレクタ電流になります。一方、Rにだけ流れる電流をベース電流としたときは、そのhfe倍(実数)が、コレクタ電流になります。当然どちらで計算しても同じコレクタ電流になりますが、後者ではhfeが周波数に依存しないので取り扱いが簡単です。出力を計算するときには、このコレクタ電流にコレクタ抵抗を掛ければよいのですが、実際はベース電圧を求め、そのベース電圧にゲインA(コレクタ抵抗/内部エミッタ抵抗)を掛けて求めた方が容易です。以下ではこの方法で出力を求めています。

ここで疑問が生じます。それは図5-4において、並列にコイルを付けてコンデンサCを打ち消すと(共振させる)、いくらでも高い周波数で動作できるのではないかという疑問です。つまり、 f_T の小さいトランジスタでも、コイルを並列に付けてCをキャンセルすれば、いくらでも高い周波数で使用できることになってしまいます。実はベースにはベース広がり抵抗が付いています。この

抵抗は小さいので、第3章増幅回路では無視していましたが、大きなCを並列のLでキャンセルしようとするときには効いてきます。その結果、共振回路のQが下がり、ベースに小さな抵抗が並列に付くことになってしまうのです。このベース広がり抵抗の効果については後述します。

2SC1815を1MHzぐらいの周波数で使用する場合は、以上のように h_{fe} が虚数になるために入力にコンデンサが付くことになりませんが、これ以外にも入力にコンデンサが付くミラー効果というものがあります。以下ミラー効果について説明します。

トランジスタのベース・コレクタ間にはコレクタ出力容量 C_{ob} が付いています。コレクタ出力容量 C_{ob} が付いた等価回路を図5-5に示します。なお、 C_{ob} のbはベース接地を表します。つまり、ベース接地のときの出力容量が、このベース・コレクタ間の容量として使用されます。この回路では図5-4の抵抗Rに流れる電流をベース電流としています。ですから、ここでの h_{ie} は h_{feore} で、 h_{fe} は h_{feo} です。並列に付くCは後で追加することになります。

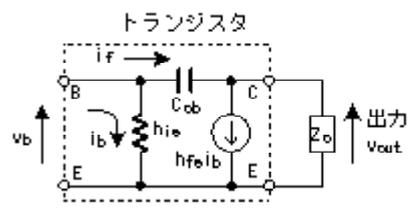


図5-5 コレクタ出力容量(C_{ob})が付いたトランジスタ等価回路

図5-5のように、各電圧、電流のベクトルの方向を決めると、以下の関係式が得られます。

$$v_b = h_{ie} i_b$$

$$\frac{v_b - v_{out}}{Z_c} = i_f \quad (Z_c = \frac{1}{j\omega C_{ob}})$$

$$v_{out} = -Z_o \times (h_{fe} i_b - i_f)$$

これらの関係式を用いて計算すると、図5-6の等価回路を得ることができます。なおこの等価回路では、 Z_x は Z_o に依存することに注意してください。つまりこの等価回路はトランジスタ単独での等価回路ではありません。

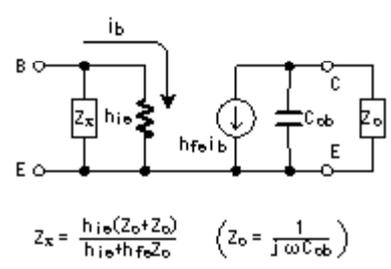
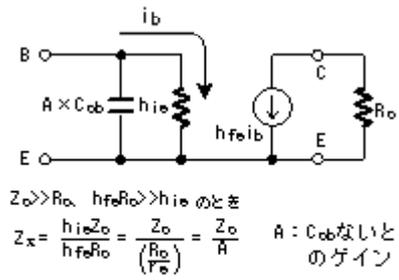


図5-6 図5-5の等価回路



$$Z_o \gg R_o, \quad h_{fe} R_o \gg h_{ie} \text{ のとき}$$

$$Z_x = \frac{h_{ie} Z_o}{h_{fe} R_o} = \frac{Z_o}{\left(\frac{R_o}{R_{\beta}}\right)} = \frac{Z_o}{A} \quad A: C_{ob} \text{ ないときのゲイン}$$

図5-7 Z_o が抵抗のときの簡易等価回路

図5-6において、 Z_o を純抵抗 R_o とし、かつ、 $Z_c \gg R_o$ 、 $h_{fe} Z_o \gg h_{ie}$ のとき、図5-7のように簡単になります。 Z_o を純抵抗 R_o としていますので、Aは実数で Z_x は容量性になります。このように C_{ob} が

あると、入力インピーダンスは、 h_{ie} と Z_c/A の並列回路になります。つまりA倍された C_{ob} が入力に付くことになります。この現象を、ミラー効果といいます。 $C_{ob}=2\text{pF}$ としても、 $A=50$ とすれば、 100pF のコンデンサが等価的にベースに付くことになります。

図5-7は最も簡単にした回路です。この入力に入るコンデンサ AC_{ob} をコイルでキャンセルするときは、図5-8の等価回路を用いる必要があります。図5-6で $Z_c \gg R_o$ として R_o を無視しましたが、無視しないと、図5-8(a)のようにコンデンサ AC_{ob} と直列に小さな抵抗 h_{ie}/h_{fe} が付くことになります。この小さな抵抗 h_{ie}/h_{fe} は内部エミッタ抵抗 r_e です。この直列の抵抗を並列の抵抗に変換すると(b)となります。なお、この変換は図1-15で行ったものと同じで、 Q^2 が1より十分大きいという条件が付きます。

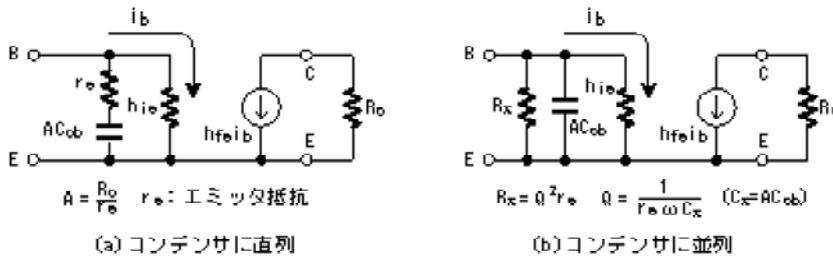


図5-8 ミラー効果のコンデンサに入る抵抗

図5-8(b)と図5-4を統合すると、図5-9(a)となります。ここではベース広がり抵抗も付けています。ベース広がり抵抗には通常 $r_{bb'}$ が使われます。bは外に出ているベース端子、b'は内部のベースを表しています。ですから $r_{bb'}$ はbとb'間の抵抗という意味です。

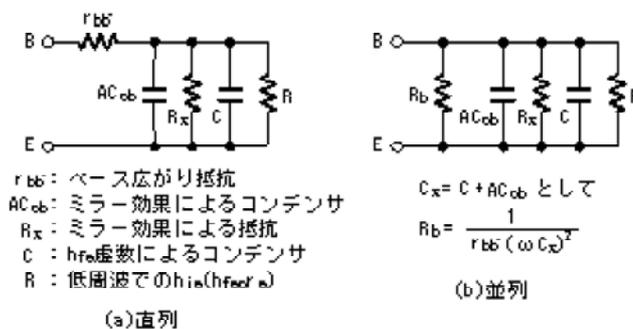


図5-9 ベース広がり抵抗

この $r_{bb'}$ を並列の抵抗に変換したいのですが、厳密には困難です。そこで R, R_x を内部のb'ではなく、外部のbに接続して考えます。ベース電圧の大半は、コンデンサ C, C_x にかかっていますので、このように考えても、大きな誤差が生じません。このようにすると、 $r_{bb'}$ は C, C_x の並列コンデンサに直列に入りますので、図5-8(b)と同じ変換ができます。結果を図5-9(b)に示します。

2SC1815の C_{ob} は、周波数=1MHz、コレクタ・エミッタ電圧 $V_{CE}=10\text{V}$ という条件で 2pF となっています。今回のように $V_{CE}=3\text{V}$ くらいで使用すると、もっと大きくなり、 $3\sim 4\text{pF}$ ぐらいになると思われます。ここでは、 $C_{ob}=3.5\text{pF}$ とします。また、コレクタ抵抗 $R_c=2.2\text{k}\Omega$ とすれば、 $r_e=52\Omega$ ($I_c=0.5\text{mA}$)ですので、 $A=2200/52=42$ となります。ですから $AC_{ob}=147\text{pF}$ となります。2SC1815の $r_{bb'}$ は周波数=30MHz、コレクタ・エミッタ電圧 $V_{CE}=10\text{V}$ 、エミッタ電流=1mAで 50Ω となっています。ここでは条件は違いますが、 50Ω をそのまま使用します。以上の具体的な値を用いると図5-10となります。

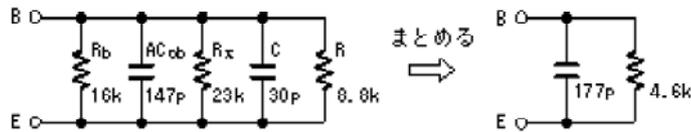


図5-10 C1815の定数 ($I_c=0.5\text{mA}$, $h_{fe0}=170$)

以上でトランジスタの入力インピーダンスがわかりましたので、**図5-2**の共振回路出力に**図5-3**のトランジスタ増幅回路をどのように接続するべきかの検討ができます。その接続方法を**図5-11**に示します。トランジスタの入力インピーダンスには**図5-10**を使用します。コンデンサ177pはバリコンに繰り込まれるので、抵抗4.6kΩのみが対象です。

(a)は直接つないだものです。このように直接つなぐと、出力はかなり小さくなります。しかし、この接続の問題は出力が小さくなることだけではありません。**図1-24**を思い出してください。(a)のように直接つなぐと、極端にQが低下します。その結果、ピークの鋭さは全くなくなってしまいます。私の家の中では、バリコンのどの位置でもD局が入ってしまいます。ところで、この接続では**図5-10**のコンデンサの影響を大きく受けますので、バリコンの位置がかなりずれてしまいます。つまり、**図5-5(a)**を製作することにより、ミラー効果を実際に体感することができます。

(b)は最も電力がとれるようにしたものです。入力抵抗を4.6kΩに固定した場合、これ以上の出力を得ることができません。しかし、Qが半分になりますので、混信特性は決してよくありません。私の家の中では、C局受信時にD局がかなり大きく混信してきます。

(c)は今回採用した方法です。使用したバーアンテナSL-55GTには2次巻き線が巻かれています、これを使用します。この方法は(b)よりも出力は減りますが、Qの低下が少なく(b)よりも混信特性がよくなります。2次巻き線の巻き数を少なくすれば、より混信特性をよくすることができます。もちろん、そのときは出力は小さくなります。ただ、共振回路1段では、混信特性に限界がありません。いくら混信特性をよくしても、例えば私の家の中では、C局受信時にどうしてもD局が混信してきます。

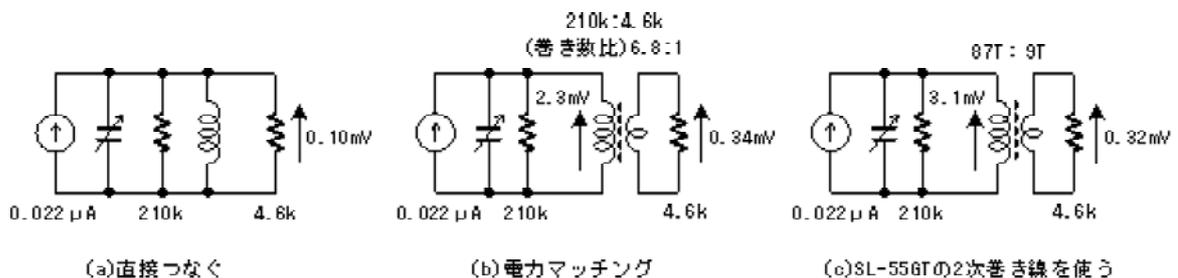


図5-11 共振回路にトランジスタをつなぐ

共振回路出力をトランジスタで増幅する実際の回路を**図5-12**に示します。C1はトランジスタのベース・エミッタ間の容量をバリコンに繰り込むために、十分大きい値を選択しています。この回路のC局の出力は、計算上は14mV(ピーク値)になります。ちなみに、**図5-10**において、Rb、Rxを無視して(抵抗のみです。もちろんコンデンサはこのままです。)、トランジスタの入力抵抗を8.8

kΩとして計算すると、この出力は16mVとなります。このように、Rb、Rxを無視しても出力はあまり大きく変わりません。これは、共振回路の出力インピーダンスが $210k\Omega \times (9/87)^2 = 2.2k\Omega$ と小さいためです。ですから、**図5-12**の出力の簡易計算として、トランジスタの入力抵抗を $h_{fe}r_e$ とし、ミラー効果等のコンデンサはバリコンに繰り込まれるとして計算しても、そんなに大きな誤差にはなりません。

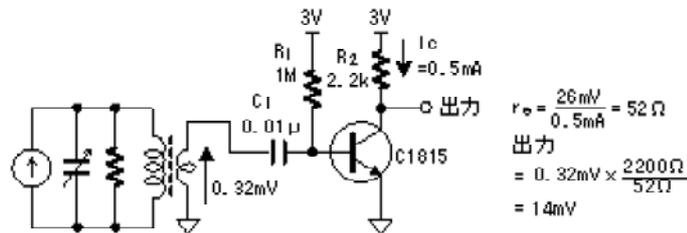


図5-12 共振回路出力をトランジスタで増幅する実際の回路

共振回路出力をトランジスタに接続する場合、**図5-12**以外にも方法があります。それを**図5-13**に示します。この方法ではバイアス用の抵抗が交流回路に影響しなくなります。今回用いた固定バイアス回路では、この抵抗は1MΩと非常に大きいので、**図5-12**でもほとんど同じですが、(b)に示す電流帰還バイアスでは、ベースにつながっているバイアス用の抵抗が結構影響しますので、(b)の方法はかなり有効です。**図5-13**の方法がとれるのは、トランスを用いたときのメリットです。コンデンサ結合では、このようにはできませんので、必ずバイアス用の抵抗が交流回路に影響してしまいます。

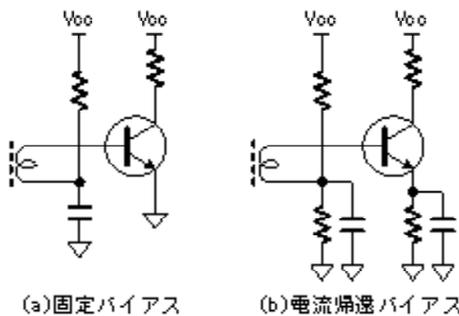


図5-13 バイアス抵抗の影響をなくす方法

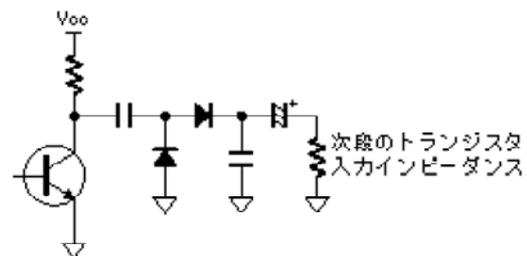


図5-14 コレクタにダイオード検波回路をつなぐ

図5-12のトランジスタ出力をダイオード検波回路につなぎます。その回路を**図5-14**に示します。ダイオードはもちろんゲルマニウムダイオードです。この図のダイオード検波は2倍圧検波回路の構成になっていますが、2倍になるのを目的としたものではありませんので注意してください。理由は第2章の倍電圧検波の項で説明しました。

前述したように、このダイオード検波回路の出力を計算で求めるのは、非常に困難です。そもそも、わずか14mVぐらいの信号が検波できるのが不思議なぐらいです。ということで、ここでは実測することになります。その実測回路を**図5-15**に示します。R3はコンデンサの電荷放電用の抵抗ではありません。数十mVの小さな領域では、ダイオードの逆電流が効いていますので、コンデンサの電荷放電用の抵抗はほとんど不要です。R3は次段のトランジスタの入力インピーダンス8.8kΩのかわりに用いています。

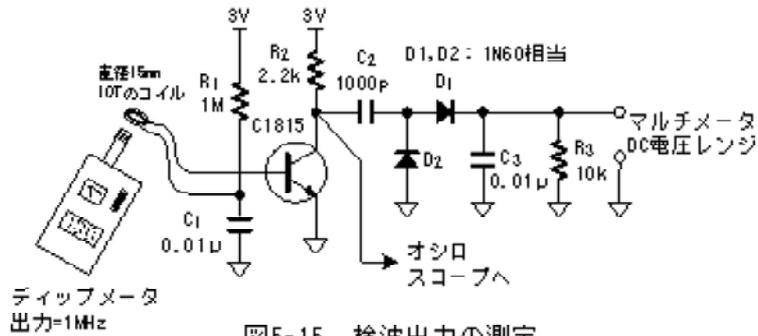


図5-15 検波出力の測定

まず、C2をはずした状態で、オシロスコープの波形が目的の値になるように、ディップメータの位置と出力を調整します。次にC2を取り付けて、マルチメータの値を読みます。結果を表5-1に示します。

オシロスコープ の値(ピーク値) [mV]	10	15	20	25	30	50	100	200	300
マルチメータ の値(DC値) [mV]	0.1	0.3	0.7	1.2	1.7	5.1	20.0	62.2	115

表5-1 検波出力の測定

表5-1より、数十mVの入力では、検波出力が極端に小さく、入力が数百mVになると、検波出力が急に大きくなるのがわかります。C局のトランジスタ出力は14mVでしたから、検波出力は約0.3mVとなります。この検波出力を図5-16の低周波増幅回路で増幅します。R5はC3の電荷放電用の抵抗ですが、ダイオードの逆電流がありますので、このように大きな抵抗で十分です。また、この抵抗R5により、検波出力がないとき、C3両端の直流電圧を確実に0Vにできます。この低周波増幅回路の出力は図に示すように、計算上は13mVとなります。ただし、この値は直流値です。音声信号のピーク値は、変調度を80%とすると、10mVとなります。この値でも、そこそこの音量になります。

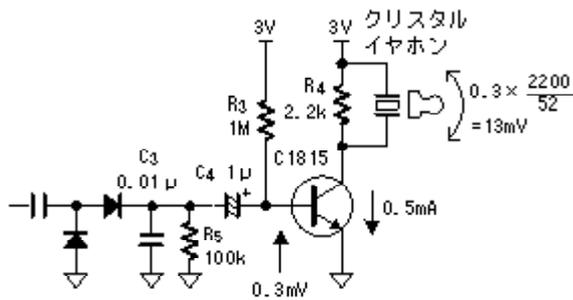


図5-16 低周波増幅回路の接続

実際にC局を受信したときの、**図5-16**のトランジスタのコレクタ波形(グラウンドが基準)を**図5-17**に示します。振幅が最も大きくなったときの波形です。上のピーク値は約10mVであり、計算の結果とよく一致しています。しかし、下のピークは40mVにも達しています。実に計算の4倍もあります。

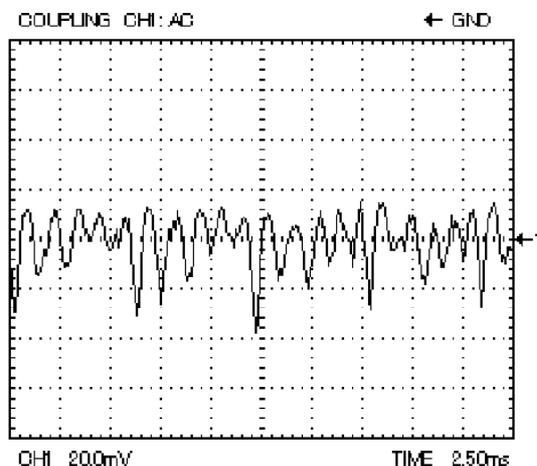


図5-17 C局を受信した実際の波形
(**図5-16**のコレクタをグラウンドから測定)

なぜこのようになるのでしょうか。一瞬、負の先頭歪みとか、検波コンデンサの電荷放電用の抵抗がないからではと考えてしまいましたが、どちらも違います。実は、**表5-1**を見ると正解がわかります。トランジスタで極性が逆転していますので、**図5-17**でマイナス(下)のピークは、検波回路出力が大きいときの波形です。ですから、下のピークは検波出力が大きくなり、このように上下非対称になってしまうのです。ここで、これら上下のピーク値のだいたいの計算をしてみます。まず上のピーク値ですが、搬送波が小さくなると極端に検波出力が小さくなるので、変調度に関係しなくなります。ですから、上のピーク値は低周波出力である13mVになります。一方、下のピーク値の検波回路入力最大の $14\text{mV} \times 1.8 = 25\text{mV}$ です。1.8を掛けたのは変調率を80%としたためです。**表5-1**よりこのときの検波出力は1.2mVになります。これに低周波増幅回路のゲイン42を掛けると50mVとなりますが、これはピークからピークの値です。求める下のピーク値は、13mVを引いて37mVとなります。**図5-17**を見ると、だいたいこのようになっています。以上の歪みはどのようなものでもありませんので、このような簡易ラジオの音質は決してよいものではありません。

回路の全体を**図5-18**に示します。ところで、D局はC局の10倍ぐらい強いので、D局を受信すると

非常に大きな音になってしまいます。単に10倍になるだけでしたら、そんなに大きな音ではないのですが、**表5-1**に示しますように、検波出力は100倍くらいに達します。つまり、電界強度の大きい局は、ますます大きな音声出力になってしまいます。いわば逆AGCといったところです。そこで、最終回路には音量調整用のトリマVR1を付けています。なお、バーアンテナSL-55GTに付けている番号は、付属の資料に記されている番号です。SL-55GTには番号5として中間タップもあるのですが、それは使用しません。

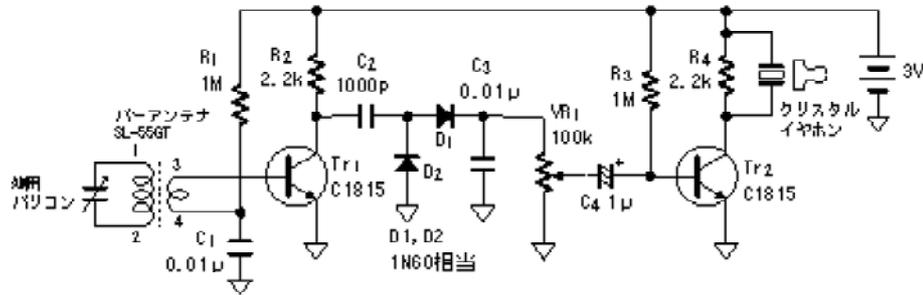


図5-18 基本構成の最終回路

図5-18の回路で実際に製作したものを、**写真5-1**に示します。私は、この基板とクリスタルイヤホンを接続するために、**写真5-2**に示すイヤホンジャックとICクリップを接続したのを使っています。これを1個作っておくと、以降のラジオの検討にも便利に使用できます。なお、バリコンはスポンジの両面テープで、バーアンテナはセロファンテープで固定しています。

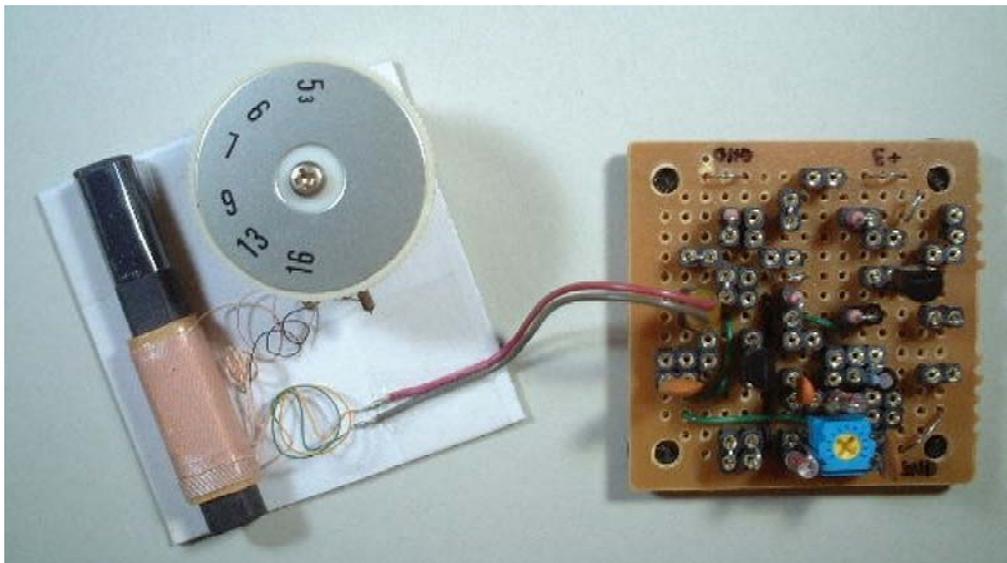


写真5-1 製作した基本構成のラジオ



写真5-2 イヤホンジャックとICクリップをつないだもの

●初段のコレクタ抵抗をコイルへ

図5-18でR2をコイルに変えると、トランジスタ出力が大きくなり、よって最終の音声が大きくなります。リアクタンス ωL がR2より大きいコイルを使用すると、ゲインが大きくなるからです。抵抗では、値を大きくするとコレクタの直流電圧が低下してしまいますが、コイルでは、直流抵抗は非常に小さいのでコレクタの直流電圧の低下はありません。その回路を図5-19に示します。しかし、こうすることにより、結構厄介な現象が発生します。厄介ではありますが、同時に、トランジスタ回路の理解を深めるための格好の現象でもあります。

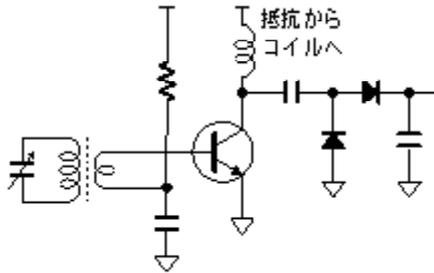


図5-19 コレクタ抵抗をコイルへ

写真5-3に、検討に使用したコイル(インダクタ)を示します。このようなコイルを使用する場合、自己共振周波数を知っておく必要があります。コイルには分布容量がありますので、自分のインダクタンスとで共振します。ですから、コイルは自己共振周波数以下で使用するのが基本です。表5-2に実際にディップメータで測定した自己共振周波数を示します。コイルをそのままディップメータに近づけるだけで、自己共振周波数でディップします。



写真5-3 使用したコイル(右から0.82mH, 1mH, 2.2mH, 3.9mH)

表示値 [mH]	共振周波数 [MHz]	分布容量 (計算値) [pF]
0.82	2.28	5.9
1.00	2.26	5.0
2.2	1.96	3.0
3.9	1.50	2.9

表5-2 使用したコイルの自己共振周波数

図5-19の回路の共振周波数と、表5-2に示した共振周波数が一致すると、何の問題もないのですが、実際は違ってきます。実際に測定するための回路を図5-20に示します。ディップメータの出力周波数を変えて、オシロスコプの波形が極大になる周波数を求めます。結果を表5-3に示します。なお、私の使用したオシロスコプのプロブは15pF程度の容量がありますので、R2(100kΩ)を直列に入れて、プロブの容量の影響を極力なくしています。

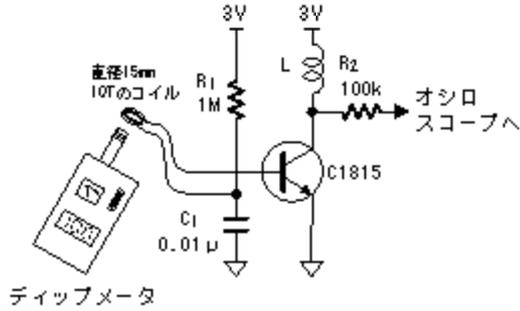


図5-20 共振周波数の測定

表示値 [mH]	共振周波数 [MHz]	共振容量 (計算値) [pF]
0.82	1.62	11.8
1.00	1.51	11.1
2.2	1.06	10.2
3.9	0.83	9.4

表5-3 図5-20の共振周波数

なぜこのように共振周波数が低くなるのでしょうか。それは図5-5で示したコレクタ出力容量 C_o のためです。ここでは、図5-6の等価回路に出力インピーダンスが R_i の電源を接続した図5-21の回路で考えてみます。厳密には、 h_{fe} が虚数になることによるコンデンサも考慮する必要がありますが、あまりにも複雑になりすぎるので、ここでは無視します。このようにしても、傾向はそんなに変わらないと思われます。なお、ベース広がり抵抗 $r_{bb'}$ は R_i に繰り込んで考えます。

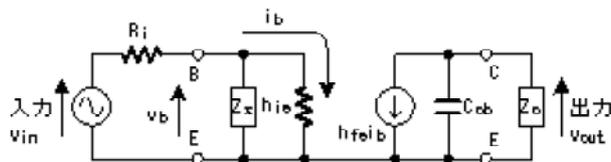


図5-21 入力電源をつなぐ

Z_o にインダクタンス L のコイルを接続したときに、この回路の出力が共振する条件を求めてみます。出力が共振する条件は、 v_b が共振する条件でもあります。

v_b を求めると以下になります。

$$v_b = \frac{(Z_o + Z_c) h_{ie} v_{in}}{h_{ie} R_i + (h_{ie} + h_{fe} R_i) Z_o + (h_{ie} + R_i) Z_c}$$

$Z_o = -\frac{h_{ie} + R_i}{h_{ie} + h_{fe} R_i} Z_c$ のとき分母が最小となり、共振します。

$$\frac{h_{ie} + R_i}{h_{ie} + h_{fe} R_i} = \alpha \text{ とおくと}$$

$$\omega L = \alpha \frac{1}{\omega C_{ob}}$$

ですから、共振角周波数 ω は

$$\omega = \sqrt{\frac{\alpha}{LC_{ob}}} \text{ ----- (5-2)式}$$

5-2式の α は明らかに1より小さいので、コレクタに接続されたコイルと C_{ob} との共振より、必ず低くなることがわかります。さらに、 R_i が大きい方が α が小さくなり、共振周波数がより低くなることがわかります。

本当に R_i が大きくなると、共振周波数が低くなるのかを確かめてみます。その回路を**図5-22**に、結果を**表5-4**に示します。間違いなく、 R が大きくなると、共振周波数は低くなっています。

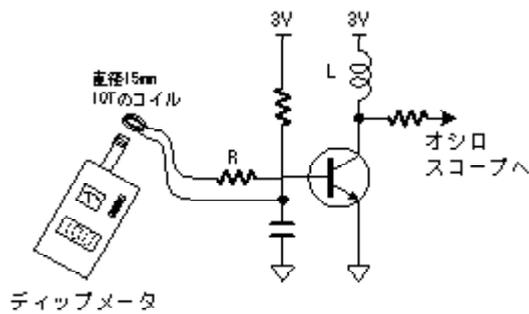


図5-22 ベースに抵抗を入れる

R [kΩ]	共振周波数 [MHz]	共振容量 (計算値) [pF]
0.1	1.42	15
0.22	1.28	19
0.47	1.06	28
1.0	0.84	44
2.2	0.66	71

表5-4 Rを変化させたときの共振周波数
(使用したL=0.82mHで固定)

以上で、コレクタ出力容量 C_{ob} とコレクタにつないだコイルとの共振現象を考えました。実際の回路である**図5-19**でも、以上の共振現象が起こるのでしょうか。実は、さらに厄介な現象が発生します。それは、ベースに共振回路が入るからです。ベースに共振回路が入ると、**図5-22**とは別の現象が発生します。それは、このベースにある共振回路のために、**図5-19**の回路が、**図4-22**でL

とCを入れ替えた発振回路、すなわちハートレー発振回路となるからです。これは結構厄介なもの
 です。詳しくは第7章レフレックスラジオで述べます。ここでは、**図5-19**の回路は発振するものだ
 と思ってください。ですから、その対策が必要です。そのために、コイルと並列に4.7kΩ～10kΩ
 の抵抗を付けます。この抵抗により共振回路のエネルギーが消費され、発振を防ぐことができま
 す。

最終的には、0.47mH～1.0mHのコイルを使用すると、周波数の高い局(A局～C局)が大きくなりま
 す。例えばC局は5～10倍ぐらい大きくなり、がらがら聞こえるようになります。一方、2.2mH～3.
 9mHのコイルを使用すると、周波数の低い局(E局～F局)が大きくなります。以上の理由も第7章レ
 フレックスラジオで詳しく述べます。

●カスコード接続

図5-19のようにコレクタにコイルを接続すると、発振が起こると述べましたが、これはコレク
 タ・ベース間の容量であるコレクタ出力容量Cobが原因です。また、**図5-22**の現象や**図5-7**で説明
 したミラー効果もこの容量のためでした。このようなコレクタ出力容量Cobの影響を解消するた
 めに、よく用いられる非常に重要な回路があります。**図5-23**にその回路を示します。なお、ここ
 で「よく用いられる」と書きましたが、これは簡易ラジオ以外の回路のことであり、簡易ラジオで
 この回路が用いられることは全くありません。ですから、ここでは電子回路の勉強用として、あ
 えてこの回路を検討します。

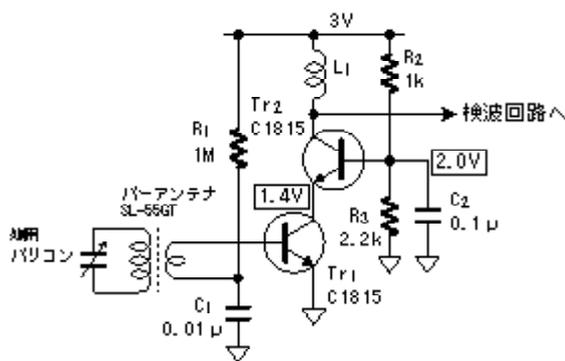


図5-23 カスコード接続

図5-19の回路でトランジスタのコレクタとコイルの間にTr2を挿入します。まず、直流電圧がど
 うなるか考えます。直流的にはTr2はエミッタフォロアとして働いています。Tr2の実測の直流電
 圧を四角で囲んで示していますが、Tr2のベース電圧からVBEの約0.6Vを引いた値がエミッタ電
 圧となっています。そしてこのTr2のエミッタ電圧がTr1のコレクタ電圧になる、つまりTr1の電源に
 なっています。なにせ電源電圧が3Vと小さいので、このように小さい電圧しか与えませんが何
 とか動作します。理想的にはもう少し電源電圧を大きくしたいところです。

次に交流電圧(信号)を考えます。Tr2のベースはC2で交流的に接地されていますので、Tr2はベ
 ース共通回路です。Tr2の入力はエミッタ電流ですが、これはTr1のコレクタ電流です。Tr2の出
 力はコレクタ電流です。Tr2のエミッタ電流とコレクタ電流はほぼ同じですから、Tr2はTr1のコレ
 クタ電流をエミッタで受けて、コレクタにリレーをしているにすぎません。つまり、Tr2の電流増幅
 率はほぼ1です。

以上のようにTr1のコレクタ電流を、ほぼそのままコイルL1に流しているだけですので、この回路の電圧ゲインは図5-19と全く同じです。ですが、図5-19とは決定的に違うところがあります。それはコレクタ出力容量Cobの影響です。図5-19では増幅された信号がコレクタ出力容量Cobでベースにつながっていますので、この項の冒頭で述べた、いろいろと厄介なことが発生しました。しかし図5-23の回路では、Tr2のコレクタ出力容量CobはC2につながっているだけなので、Tr1への影響は全くありません。もちろんこのCobはL1に並列に付きますので、L1の共振周波数を下げますが、ただそれだけの影響です。一方、Tr1のコレクタ出力容量Cobの方も、Tr1のコレクタはほぼ1.4Vで一定ですので、一定の容量がベースに付く効果しかなくなりミラー効果等の厄介な現象は発生しなくなります。以上のように図5-23の回路では、コレクタ出力容量Cobによるベースへの帰還をなくすことができるのです。この回路のTr1, Tr2の接続はカスコード接続とよばれています。

図5-18の基本構成のラジオで、Tr1を図5-23の回路で置きかえてみました。図5-19では確実に発振しますが、図5-23の回路ではL1がどんな値でも全く安定に動作します。0.47mH~3.9mHを試したのですが、0.47mH~1.0mHでは周波数の高い局の音が大きくなり、2.2mH~3.9mHでは低い周波数の局の音が大きくなります。もちろん、図5-18の基本構成のラジオよりも大きい音です。これは純粋にこれらのコイルの共振周波数のためです。図5-23のコイルL1は自己の分布容量、Tr2のコレクタ出力容量Cob、ドライブする検波回路の容量等で共振しますが、受信している局がこの共振周波数に近いと音が大きくなるわけです。これは図5-19の回路と同じ傾向ですが、第7章レフレックスラジオで詳しく述べるように理由が違います。図5-19では、調整しだいで再生がかかりしますので、図5-23に比べ音が大きくなりますし、混信特性も格段に良くなります。

●ダイオード検波の検討

この項では、ダイオード検波をいろいろと変えて検討したいと思います。図5-18のR2はこのままで検討します。第2章AM検波の倍電圧検波の項で、D2を抵抗Rにしてもよいことを述べました。まず、このことを確かめたいと思います。そのための検討回路を図5-24に示します。

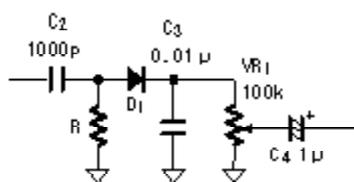


図5-24 D2を抵抗におきかえる

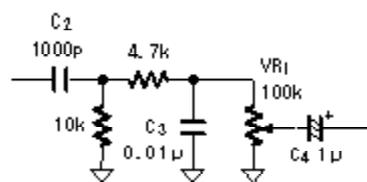


図5-25 D1も抵抗におきかえる

R=10kΩ近辺で最も大きな音になりました。ただし、ゲルマニウムダイオードを用いるのに比べ、C局で1/2くらいの音量になってしまいました。確かに抵抗でも動作はするのですが、やはり、ゲルマニウムダイオードD2を用いる方がすぐれています。

図5-25では、D1も抵抗に置き換えました。さすがに、これでは音は出ないと思われませんが、実は、これでもD局なら、かすかに聞こえます。これはトランジスタの非線形動作によるものであり、次の第3章トランジスタ検波ラジオのメインテーマです。ちなみに、図5-25でC3をとると、D局なら、がんがんと聞こえるようになります。これは、C3をとることにより、Tr2が非線形動作になるからです。

次に、シリコンダイオードが使えないか検討します。図5-18のままで、ゲルマニウムダイオードをシリコンダイオードに置きかえると、全く音が出なくなります。これは第2章AM検波のダイオード検波の項で説明しました。そこで、バイアスをかけることにします。その回路を図5-26に示します。1S2076Aは小信号用のシリコンダイオードとして、最も一般的なものです。ダイオードの方向は、バイアス電流が流れるように逆にしています。ダイオードの方向を逆にしても、音声信号が反転するだけで、全く同じように動作します。

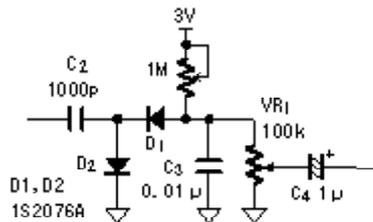


図5-26 シリコンダイオードをバイアスして使用する

1MΩのトリマを最大にしてから、徐々に小さくしていきます。この1MΩのトリマを0Ωにすると、大電流が流れて非常に危険ですので、必ず最大にしてから、小さくするようにしてください。このとき、だいたい150kΩくらいで最大の音量が得られます。C局でも、やや小さくなりますが、ほとんどゲルマニウムダイオードと変わらない音量で聞こえます。

●ドライバートランスを用いる

検波回路の負荷抵抗を大きくすると、検波出力が大きくなります。そこで、検波回路と低周波増幅回路の間にドライバートランスを用いると、どうなるかの検討をします。検討回路を図5-27に示します。図5-13で示したように、この場合も2通りの接続方法があります。

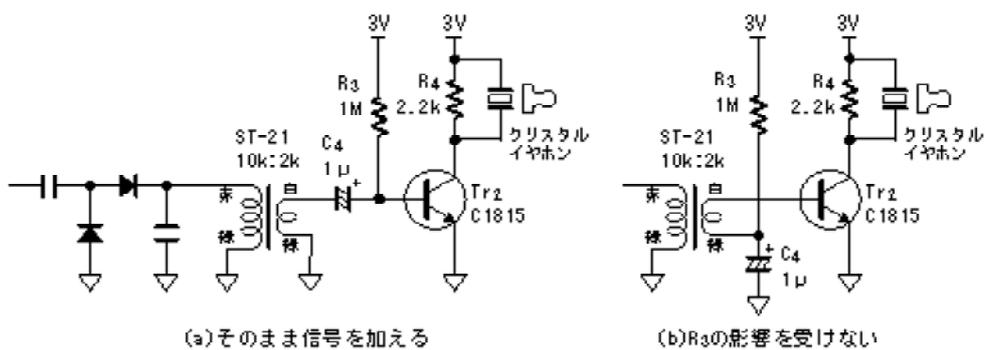


図5-27 ドライバートランスを用いる

この結果ですが、音量はほとんど変わりません。定電流源ドライブの場合、抵抗の値に比例して電圧が大きくなるので、ドライバートランスは効果があります。しかし、検波回路の場合は、負荷抵抗に比例して出力電圧が大きくなり、ドライバートランスの効果は、ほとんどなかったと考えられます。

●出力トランスを用いる

最後に、出力トランスを用いて、ダイナミックイヤホン、マグネチックイヤホンが鳴るかを検討します。使用したダイナミックイヤホン、マグネチックイヤホンは、**写真3-3**のものです。回路を**図5-28**に示します。**図5-18**でR4のみ、出力トランスST-32に変えたものです。

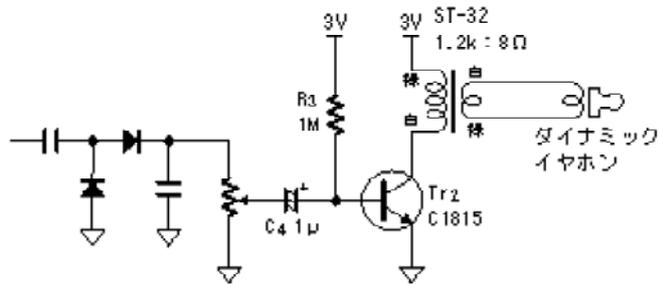


図5-28 出力トランスでダイナミックイヤホンを鳴らす

この結果ですが、ダイナミックイヤホンでは、C局はまあまあ聞こえ、D局はがらがん聞こえます。マグネチックイヤホンでは、C局はやっと聞こえる程度であり、D局はまあまあ聞こえました。



ふじひら・ゆうじ

RFワールド・ウェブ・ブックス「ラジオで学ぶ電子回路」第9章 再生・超再生ラジオ

(C)Yuji Fujihira 2009

<http://www.rf-world.jp/>