

## 第6章 トランジスタ検波ラジオ

トランジスタ入出力特性の非直線性(歪み)を用いて検波を行うことができます。これをトランジスタ検波といいます。この章では、このトランジスタ検波によるラジオを製作します。トランジスタ検波ラジオでは結合コンデンサの値が重要であり、コンデンサの働きを学習する格好の対象です。

### ●一石構成

図5-18のダイオード検波ラジオの高周波増幅回路に、クリスタルイヤホンをつなぐとどうなるでしょうか。その回路を図6-1に示します。ここでは、後の考察がし易いように、コンデンサC1を図5-12の方式で用いています。さすがにC局は全く聞こえません。しかしD局なら、そこそこの音量で聞こえます。もし、トランジスタが歪みなく信号を増幅していれば、このようなことは起こりません。ここで図3-24を見てください。トランジスタが大信号で動作すれば、この図のような歪みが発生しました。しかし、このような歪みは、小さな信号でも多少なりとも発生しています。検波は信号の正負の周期で大きさを変えると実現できました。ですから、図6-1の回路でも、このような歪みは発生していますので、AM信号が検波され、音声が聞こえるようになったのです。

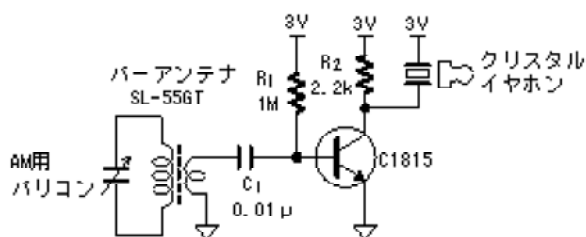


図6-1 高周波増幅回路に直接クリスタルイヤホンをつなぐ

図6-1のコンデンサC1の動作を理解することは非常に重要です。交流回路では直流をカットするのにコンデンサは欠かせませんが、図6-1のコンデンサの動作はこれらの典型例です。逆にいえば、本当にコンデンサの動作を理解しているかを試すには、最適な具体例といえます。まず、D局を受信して、コンデンサC1の容量を変化させたときの音量を調べることにします。表6-1にその結果を示します。ここでv1, v2は図6-2に示した電圧です。v2はクリスタルイヤホンを付けたときのコレクタ電圧ですが、R2とクリスタルイヤホンの容量が1次ローパスフィルタを構成し、音声信号のみとなります。

C1	v1[mV]	v2[mV]	音量
100pF	50	ほぼ完全に0	全く聞こえない
1000pF	75	ほぼ0	かすかに聞こえる
0.01 μF	80	2~3mV	そこそこ聞こえる
0.1 μF	80	5mV	上より大きい
0.47 μF	80	5mVよりやや大	上と同じ

表6-1 D局を受信時のコレクタ出力電圧

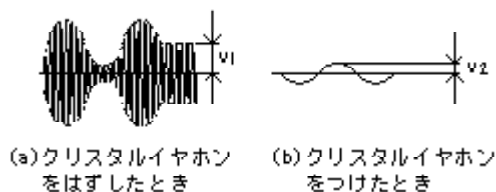


図6-2 図6-1のコレクタ出力波形

$C_1$ が1000 pFのときと0.1  $\mu$ Fのときを比べると、 $v_1$ はほぼ同じにかかわらず、 $v_2$ がかなり違うのがわかります。なぜこのようになるかを以下で考えていきます。

小信号の増幅では、トランジスタの入力抵抗を一定として考えました。しかし、もしトランジスタの入力抵抗が完全に一定でしたら、以上の現象は起こりません。そこで、トランジスタの入力抵抗を**図6-3**で考えることにします。この図で、 $r_1$ と $r_2$ はトランジスタの入力抵抗ですが、 $r_1 < r_2$ とします。つまり流れ込む方向の入力抵抗を小さいとします。実際このようになっているために、**図3-24**の歪みが発生します。ダイオードは理想的なもので、正方向では抵抗=0、負方向では抵抗= $\infty$ とします。 $R_{in}$ は入力電源の出力抵抗です。なお、トランジスタの入力にはミラー効果等の容量が付きますので実際はもっと複雑ですが、ここでは簡単になるように抵抗のみで考えることにします。このように簡単にしても本質的な動作は同じです。

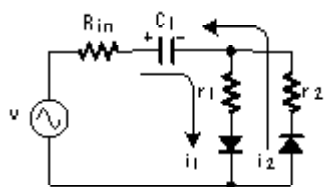


図6-3 コンデンサ $C_1$ に流れる電流

$r_1, r_2$ に流れる電流を $i_1, i_2$ とします。 $r_1$ の方が $r_2$ より小さいので、 $i_1$ の方が $i_2$ より大きくなります。その結果 $C_1$ には図のように電荷がたまります。この電荷による電圧のために、 $i_1$ が流れにくくなり、最終的には $i_1$ と $i_2$ は同じになります。コンデンサには直流が流れませんので、このように $i_1$ と $i_2$ は必ず同じになります。このとき重要なことは、 $i_1$ と $i_2$ が同じになるように電荷がコンデンサにたまるということです。

ところで**図6-1**を見て、上記の $i_2$ 、つまりトランジスタから信号に向かって流れる電流をイメージできるでしょうか。 $C_1$ 両端電圧は、トランジスタのベース電圧である直流電圧になるように電荷がたまっています。上記で述べたコンデンサ $C_1$ の電荷は、この直流電圧の電荷にさらに加わる電荷の話です。この状態で入力信号がマイナスになったとき、ベース電圧が下がりますので、トランジスタへの電流が減少します。そのために、抵抗 $R_1$ からコンデンサ $C_1$ を通して信号に向かって電流が流れます。この電流が $i_2$ です。実際はこのような電流ですが、**図6-3**のような電流と考えるのもよいのです。

**図6-3**では $i_1$ と $i_2$ が同じになると述べました。しかし、これは信号の1サイクルで同じになるということではありません。ある時間の平均で同じになるということです。この時間がどうなるかは、コンデンサの容量が関係してきます。

コンデンサC1がなかったときの電流が**図6-4**のようになったとします。ここでコンデンサC1を付けたときを考えます。まずコンデンサC1の容量が小さいときです。なお、容量が小さいとは、 $r_1$ と $r_2$ の平均 $r$ とC1とのしゃ断周波数 $1/(2\pi C_1 r)$ が、音声信号に比べて十分大きくなるということです。例えば $r=10k\Omega$ 、 $C_1=1000pF$ なら、しゃ断周波数は16kHzとなって音声信号に比べ十分大きくなります。ですから1000pFは、この容量が小さいときに相当します。



図6-4 C1がないときの電流

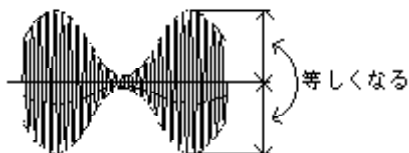


図6-5 C1が小さいときの電流

容量が小さいC1を付けたときの電流を**図6-5**に示します。容量が小さいので、音声信号の周期では、正負の電流が等しくなります。このとき、図の破線で示した電圧がコンデンサC1にたまります。信号が大きくなるほど、この電圧は大きくなります。逆にいうと、破線に示す電圧がコンデンサC1にたまることによって、正負の電流が等しくなります。このように正負の電流が同じになると、当然コレクタ電流も同じになります。ただし $h_{fe}$ は一定としています。コレクタ電流が正負で同じになると、検波作用はありません。**表6-1**の1000 pF以下では音量がなかったのは、以上が原因です。

話は少々変わりますが、かつて真空管の時代にグリッド検波という検波方式がありました。真空管をグリッドリークバイアスという浅いバイアスで使用すると、**図6-3**と同じような入力特性になります。このとき、C1に適当な小さい値を使用すると、まさに**図6-5**の破線に示す電圧がC1に発生します。真空管は入力電圧を増幅するものですから、真空管では、この電圧が増幅されてプレート電流になり、検波と増幅が同時に行えます。これがグリッド検波です。

次にコンデンサC1の容量が大きいときを考えます。ここで大きい容量とは、例えば $0.1\mu F$ です。このとき、しゃ断周波数は160Hzとなり、音声信号の周期では、コンデンサC1両端の電圧はほとんど変化しなくなります。この様子を**図6-6**に示します。この図の太い破線がコンデンサC1にたまる電圧です。参考のために、細い破線でC1が小さいときの電圧を示しています。ここで注意していただきたいのは、太い破線と細い破線の平均は同じになるということです。



図6-6 C1が大きいときの電流



図6-7 C1が大きいときのコレクタ電流

ベース電流が**図6-6**のようになると、コレクタ電流は**図6-7**のようになります。ただし、コレクタ電圧が大きくなる方向を、コレクタ電流の正方向としています。コレクタ電流の平均を破線で示しています。この平均の電流が音声信号です。コレクタにクリスタルイヤホンの容量が付いて

いるときは、コレクタの負荷抵抗にこの平均の電流が流れ、コレクタ出力電圧となります。**表6-1**でC1が $0.1\mu\text{F}$ 以上では、そこそこの音量が得られたのは、以上の理由により、コンデンサC1が大きいときは検波作用があり、音声信号が得られるからです。

**表6-1**でC1= $0.01\mu\text{F}$ のときは、 $r=10\text{k}\Omega$ として、しゃ断周波数は $1.6\text{kHz}$ となり、ちょうど音声信号ぐらいになります。ですから、この $1.6\text{kHz}$ ぐらいから音声信号が減衰します。ですから、C1= $0.1\mu\text{F}$ よりも音が小さくなりますが、そこそこ聞こえます。

最後に、R1, R2を変えて実験してみました。R1= $2\text{M}\Omega$ , R2= $4.7\text{k}\Omega$ の組み合わせと、R1= $4\text{M}\Omega$ , R2= $10\text{k}\Omega$ の組み合わせです。どちらも、C1は $0.1\mu\text{F}$ を用いました。結果ですが、どちらも多少音量が大きくなる程度で、そんなに変わりませんでした。

## ●二石構成

まず、**図6-1**の回路に低周波増幅回路を付けて二石構成にします。この回路を**図6-8**に示します。C3はクリスタルイヤホンの容量の替わりです。**表6-1**より、D局を受信したときのTr1の音声出力のピーク値は $5\text{mV}$ でした。Tr2はゲインが42ぐらいですので、Tr2の音声出力のピーク値は $200\text{mV}$ ぐらいになります。実際の値もだいたいこのぐらいの値になりました。この値ですと、クリスタルイヤホンががんがん鳴ります。ではC局はどうでしょうか。C局はごくごく、かすかに聞こえるだけでした。

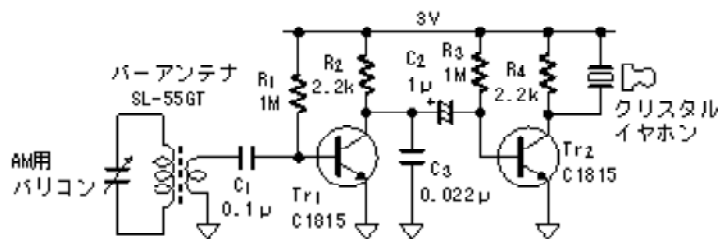


図6-8 低周波増幅回路をつける

トランジスタ検波もダイオード検波と同じく、入力が大きくなると、検波効率が非常に上がってきます。そこで、Tr1を高周波増幅回路にして、Tr2でトランジスタ検波をすることにしました。回路を**図6-9**に示します。C1を $1000\text{pF}$ にして、Tr1では検波作用がないようにします。ここでC2をどうするかですが、**表6-1**と同じ実験をしてみました。結果を**表6-2**に示します。

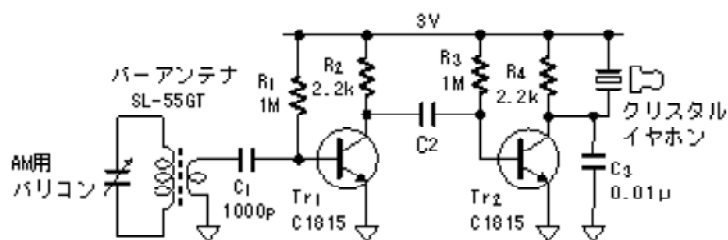


図6-9 2段目をトランジスタ検波にする

C2	C局	D局
1000pF	ほぼ0	100mV
0.01 $\mu$ F	5mV	500mV
0.1 $\mu$ F	10~20mV	0.5~1.0V

表6-2 図6-2の回路の音声出力のピーク値

表6-2の結果は表6-1の結果とほぼ同じです。C2=0.1  $\mu$ Fにしたときは、図5-18のダイオード検波とほぼ同じ音量になります。ですから、同じニ石でラジオを作るなら、図5-18より図6-9の方がすぐれていることになります。

第5章のラジオと同じく、R2をコイルに変えると、音がかなり大きくなります。その回路を図6-10に、製作したものを写真6-1に示します。この場合もダイオード検波と同じく、L1の値によって各局の音の大きさが違ってきます。L1=0.22~0.47mHを用いると、周波数の高いA~C局が大きくなり、L1=0.47~1.0mHを用いると周波数の低いE,F局が大きくなります。このように、L1の値はダイオード検波よりも小さい値を使用する必要があります。ダイオード検波と異なり、Tr1のコレクタはC2を介して直接Tr2のベースに接続されています。トランジスタのベースには、いろいろな容量が等価的に付いていますので、L1の値はダイオード検波よりも小さくする必要があります。

VR1は音量調節のために付けたものです。このVR1は、コイルを用いることにより発振するのを防ぐ役目もしています。C1は0.01  $\mu$ Fを用いて、少しでも信号を大きくしています。この回路では、C局をうるさいくらいの音量で聞くことができます。また、図5-17に示した歪みもダイオード検波より小さくなり、音質もあまり悪くありません。

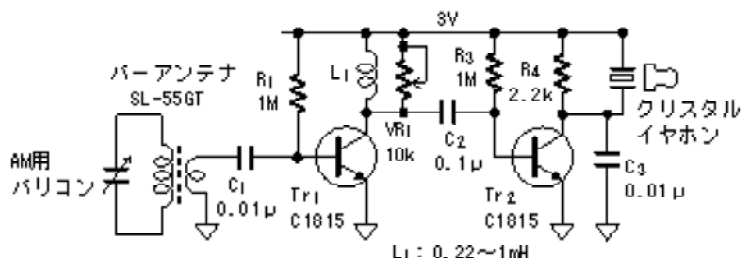


図6-10 トランジスタ検波ラジオ最終回路

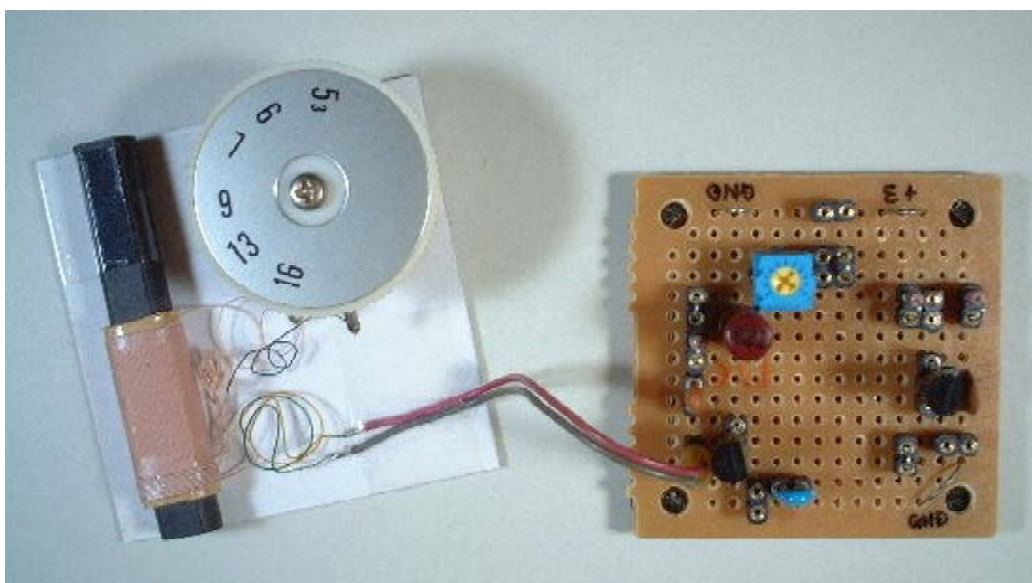
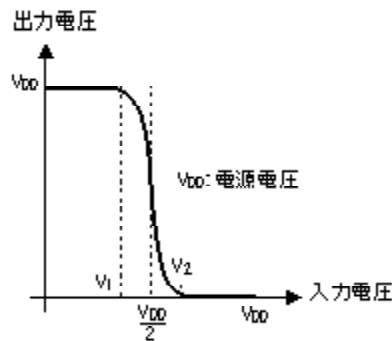


写真6-1 製作したトランジスタ検波ラジオ

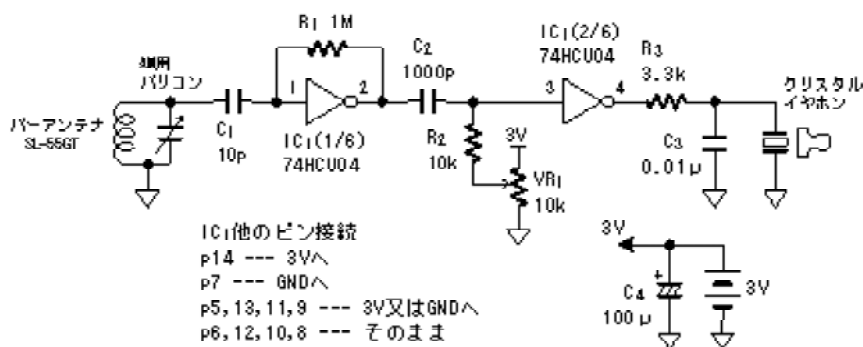
### ■ちょっと道草3 デジタルICラジオ

かつてLM3909というLED点滅用のICがありました。ある本に、このICの応用例としてAMラジオが載っていました。当時の私は、LED点滅用のICとラジオが繋がらず、非常に不思議に思ったものです。今にして思えば、これは増幅回路の非直線性を用いたものだったのです。原理はトランジスタ検波と同じです。LED点滅用のICには発振をさせるための高ゲインの増幅回路があります。この高ゲインの増幅回路の歪みを用いたラジオだったわけです。負帰還をかけない裸特性のままの増幅回路は、必ず歪みがありますので、トランジスタ検波ラジオを作ることができます。

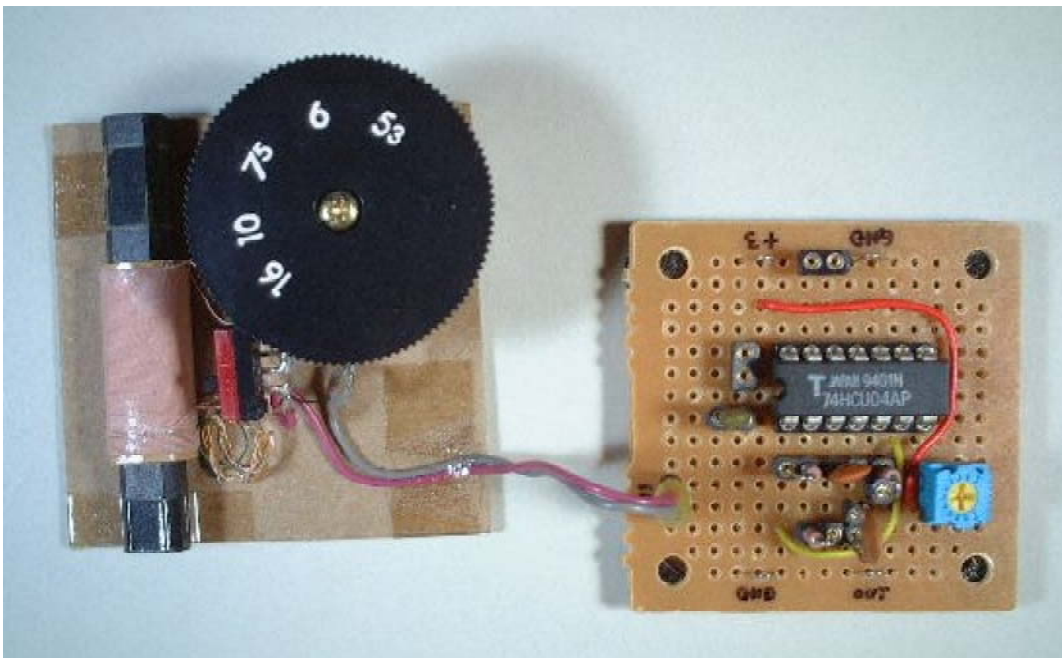
ところで、非直線性の増幅回路といえば、ただちにデジタルICのゲートが思い浮かびます。**図M3-1**に74HCU04の入出力特性を示します。なお、これは正確なものではありません。この図で、入力がV1またはV2のところでは非常に直線性が悪く、よいAM検波ができそうです。そこで今回、この74HCU04を用いたラジオを作ることになりました。回路を**図M3-2**に、製作したものを**写真M3-1**に示します。デジタルICは必ず74HCU04を使用してください。74HC04はゲインが大きすぎて発振してしまいます。



図M3-1 デジタルIC(74HCU04)の入出力特性



図M3-2 デジタルIC(74HCU04)を用いたラジオ



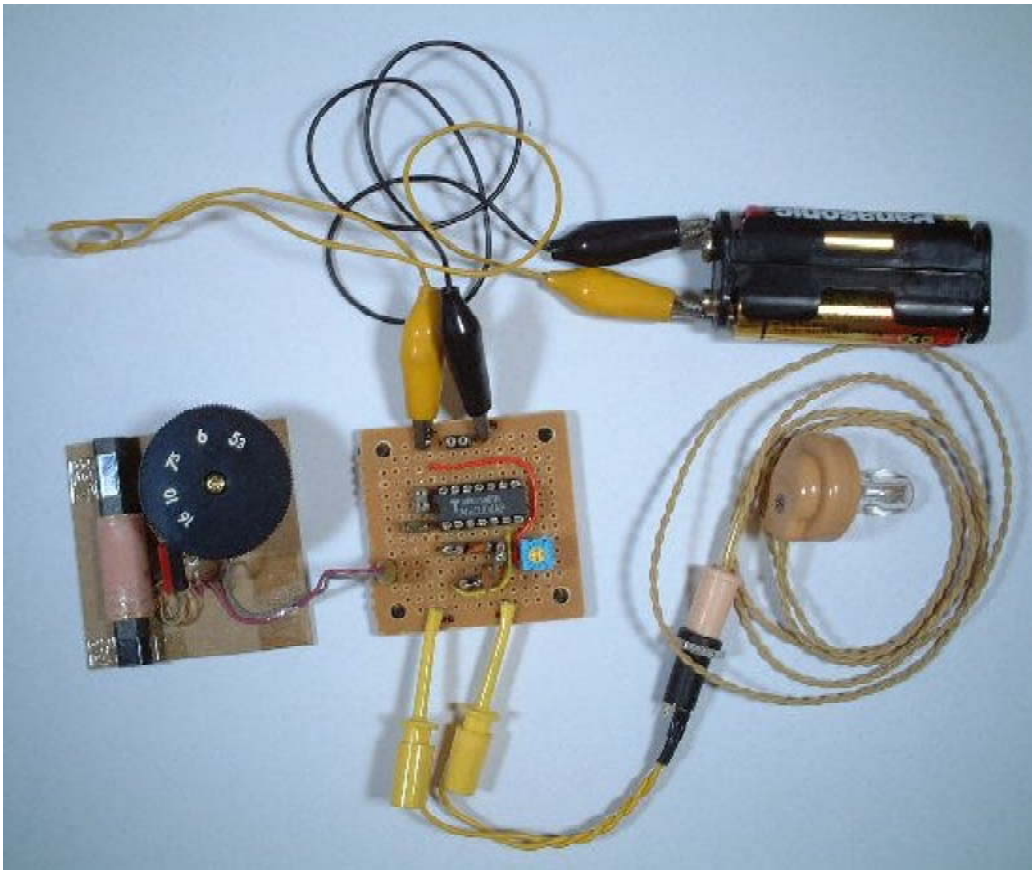
写真M3-1 製作したデジタルICを用いたラジオ

IC1(1/6)は増幅回路です。R1で負帰還をかけることにより、増幅回路になります。この回路はいろいろなところで、よく使用されています。VR1は図M3-1のV1またはV2のところにバイアスするためのトリマです。実際のV1とV2の間隔は非常に狭く、V1とV2の間は非常にわかりづらいです。ですから、V1,V2をあまり気にせず、とにかく音が大きくなる所で固定します。C1は10pと非常に小さいですが、これは少しでも混信を少なくするためです。C1を大きくすると音量は大きくなりますが、混信が大きくなります。R3、C3は音声信号のみを取り出すための1次ローパスフィルタです。IC1の出力インピーダンスは小さいので、このようにR3が必要です。この回路はCMOSにもかかわらず、結構電流が流れ、全体で3mAぐらいになります。これは、IC1の入力を電源電圧の中間の値にしているためです。CMOSでも、入力を電源電圧の中間の値にすると、結構電流が流れてしまいます。

このラジオの音量ですが、C局が十分な音量で聞くことができます。また、歪みも小さく、結構よい音質で聞くことができます。

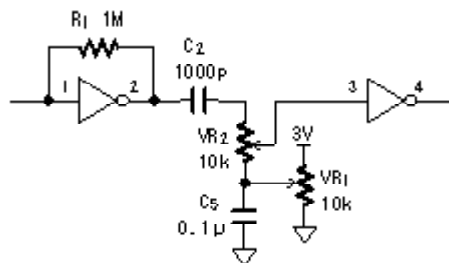
ところでC4は電源のパスコンですが、このコンデンサをとると、音量が大きくなりました。最初理由がわからず、少々悩んでいました。理由がわかると何のことはありません。私はICクリップを付けたリード線で電池と接続しているのですが、このリード線に流れる電流で磁束が発生し、それがバーアンテナに帰還して再生ラジオになっていました。再生ラジオについては第9章で詳しく説明します。通常のラジオ、例えば図5-18のラジオではこのようなことは発生しません。このラジオではICの高周波電流が大きいために、このようなことが発生します。

ならば、積極的に正帰還をかけてみたらどうなるかを実験してみました。もちろん、C4ははずしておきます。写真M3-2にその様子を示します。電源につなぐリード線を2回巻いて、バーアンテナに近づけています。写真の距離より近づけると発振してしまいます。しかし、結構いい感じに再生がかかります。再生をかけると受信している局だけが大きくなりますので、混信を少なくすることができます。写真M3-2では混信も少なく、また結構音質もよいラジオになりました。



写真M3-2 電源のリード線で再生をかける

私は音量調節を付けませんでしたが、音量調節を付けるときは図M3-3のようにすればよいでしょう。このとき、C5が必要なことに注意してください。



図M3-3 音量調節をつける

最後にお願いがあります。CMOSは入力に電源電圧以上の電圧がかかると、ラッチアップを起こす可能性があります。ラッチアップを起こすと、大電流が流れ続けるので危険です。今回の回路では、入力の共振回路を手で触る等により、ラッチアップを起こす可能性があります。これを起こりにくくするには、IC1(1/6)、IC1(2/6)ともに、入力に1kΩの抵抗を入れればよいのですが、今回は入れておりません。まずラッチアップは起こりませんが、念のために電源は電池を使用してください。



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/>