

# 第3章 増幅回路

ゲルマニウムラジオでは、普通のバーアンテナを用いるとラジオになりませんでした。ですから、簡易ラジオでさえ増幅回路は必須です。以下トランジスタによる増幅回路について述べていきますが、これはトランジスタ回路の基本中の基本となるものです。

## ●直流回路

トランジスタ増幅回路は交流信号を増幅するものですが、交流信号を加える前に、直流的に能動状態にしておく必要があります。これをバイアスするといいます。図3-1を見てください。(a)はベースを開放しています。トランジスタは全く働いていませんので、この状態で交流信号を加えても増幅回路とはなりません。この例では電源電圧が3Vです。トランジスタが働くためには、コレクタ電圧が最低1V必要とすると(実際はもう少し低い電圧でも働きます。)、これらの中間電圧は2Vです。コレクタの直流電圧は、この2Vになっているときに理想的です。このとき、例えば交流信号のピーク電圧が0.5Vとすると、コレクタ電圧は1.5V~2.5Vと変化できるわけです。

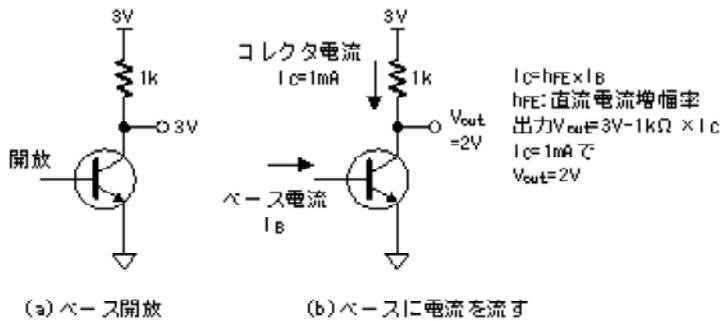


図3-1 トランジスタを能動状態へ

トランジスタを、このような能動状態にするには、ベースに適当な直流電流を流す必要があります。この状態を(b)に示します。この回路の定数では、コレクタに直流電流1mAを流せば、ちょうどコレクタの直流電圧が2Vになります。このときに必要なベース電流は、1mA/h<sub>FE</sub>となります。ここでh<sub>FE</sub>は直流電流増幅率で、トランジスタでは非常に重要なパラメータです。ベース電流のh<sub>FE</sub>倍がコレクタ電流になります。普通のトランジスタではh<sub>FE</sub>は100~300ぐらいです。h<sub>FE</sub>=200とすれば、この例ではベース電流を5μA流せばよいことになります。

トランジスタでは、直流と交流を取り扱いますが、ここで、その記号について取り決めておきます。この本では、直流には大文字を、交流には小文字を用います。例えばベース電流は、直流ではI<sub>B</sub>、交流ではi<sub>b</sub>、コレクタ電圧は直流ではV<sub>c</sub>、交流ではv<sub>c</sub>となります。また、言葉では、コレクタ電流、ベース電圧等を用いますが、特に誤解が生ずる可能性がない限り、このまま使用します。文脈で直流なのか交流なのかを判断してください。

実際にバイアスする方法を、以下で述べていきます。図3-2に固定バイアス回路を示します。この回路は最も簡単なものです。(a)に示しますように、抵抗R<sub>B</sub>で電源とベースを接続します。ここでベース電流がどうなるかを考えます。トランジスタのベース・エミッタ間はシリコンダイオードと同じ電流・電圧特性です。ただし、電流はコレクタ電流です。厳密には、コレクタ電流+ベース電流ですが、ベース電流はコレクタ電流に比べて非常に小さいので無視できます。以降でも、

エミッタ電流≒コレクタ電流としますので、しっかり頭に入れておいてください。シリコンダイオードの電流・電圧特性は図2-4に示しました。この図より、1mA近辺では0.6V一定として考えます。この近似でも、ほぼ正しい値が得られます。逆に、このように単純化して電子回路を考えるのは非常に重要なことです。ベース・エミッタ電圧 $V_{BE} \approx 0.6V$ 一定とすると、抵抗 $R_B$ には2.4Vかかります。そうすると電流は $2.4V/480k\Omega = 5\mu A$ と求まります。 $h_{FE}=200$ とすると、コレクタ電流は $5\mu A \times 200 = 1mA$ となります。なお、抵抗はE系列で決められた値しかありませんが、ここでは計算で求めた値をそのまま用いています。

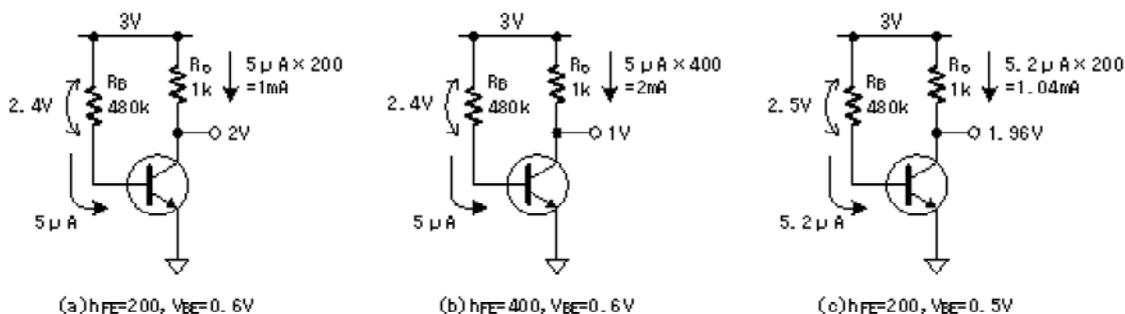


図3-2 固定バイアス回路

$h_{FE}$ は温度が上がると大きくなります。また、トランジスタを交換すると、 $h_{FE}$ も変わってしまいます。(b)は2倍の400になったときを示します。このように、このバイアス回路は $h_{FE}$ が変化しますと、直流の動作点が大きく変化します。(c)は $V_{BE}$ が変化したときです。 $V_{BE}$ も温度で変化し、だいたい $1^\circ C$ 大きくなると、2mV小さくなります。ですから、この0.1Vの変化は、 $50^\circ C$ の変化に相当します。室温では、このような変化はありませんが、ここでは極端に変化させています。このように、この回路は、 $V_{BE}$ の変化に非常に強い回路です。この原因は、 $R_B$ に高い電圧がかかっており、0.1Vくらい変化しても、たいした変化にならないからです。

図3-3に電圧帰還バイアス回路を示します。この回路は自己バイアス回路とよぶ方が一般的です。ベース電流を流す抵抗 $R_f$ を出力電圧につなぎます。出力電圧をベースに帰還することになりますので、電圧帰還です。こうすると、出力電圧が小さくなるとベース電流が下がるため、コレクタ電流が下がり、よって出力電圧が大きくなります。つまり、出力電圧でベースに負帰還がかかり、出力電圧の変化が抑えられます。後述するように、抵抗 $R_c$ を用いず、コイルをコレクタにつなぐ場合がありますが、このときは当然この回路は使用できません。

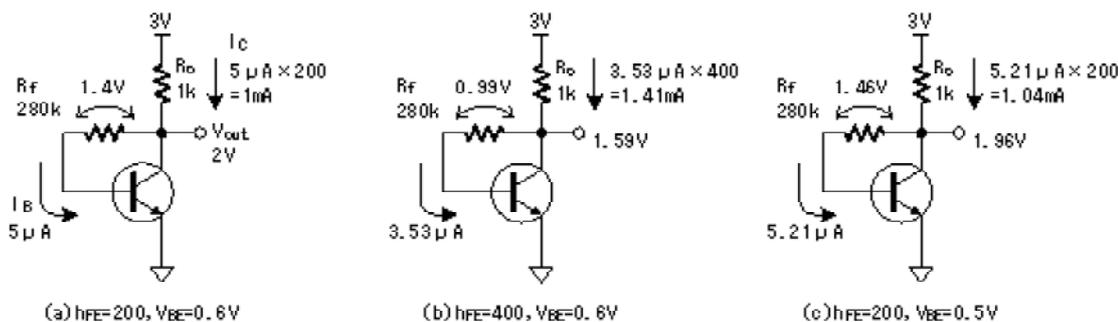


図3-3 電圧帰還バイアス回路(自己バイアス回路)

(a)、(b)、(c)には、固定バイアスと同じ条件で計算した結果を示します。この計算は以下によります。

$$V_{out} = 3V - R_C(I_C + I_B) \approx 3V - R_C I_C$$

$$I_B = \frac{(V_{out} - 0.6V)}{R_F}$$

$$I_C = I_B \times h_{FE}$$

$V_{BE} = 0.6V$ 一定という条件では、回路は単に線形の回路網になり、容易に計算できます。以降では、このような計算の過程は省略します。エミッタ電流 $\approx$ コレクタ電流という条件のように、非常に小さい項は無視していることにも注意してください。図3-3と図3-2の(b)を比べると、自己バイアス回路では $h_{FE}$ の影響が小さくなったのがわかります。

図3-4は電流帰還回路です。この回路ではエミッタに抵抗 $R_E$ を挿入します。コレクタ電流が、この抵抗によってベースに帰還しますので、電流帰還です。コレクタ電流が大きくなると、この抵抗両端の電圧が大きくなるためベース電流が小さくなり、よってコレクタ電流が小さくなります。つまり、コレクタ電流でベースに負帰還がかかり、コレクタ電流の変化が抑えられます。

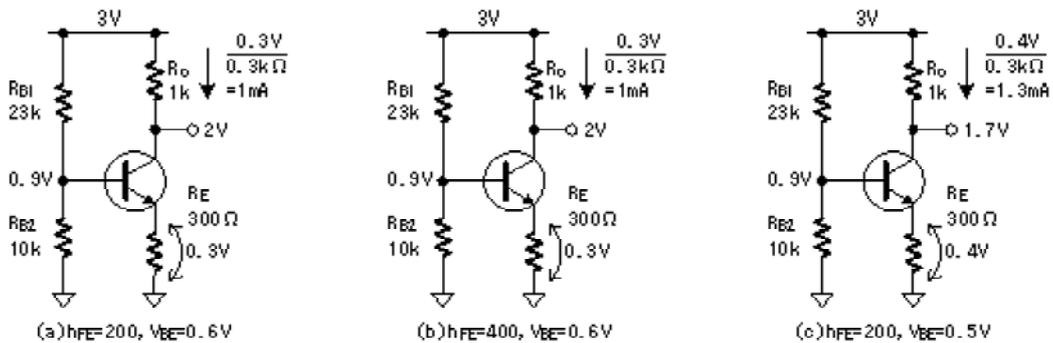


図3-4 電流帰還バイアス回路

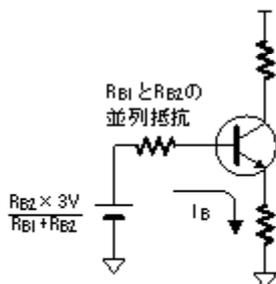


図3-5 電流帰還回路の計算方法

この回路の厳密な計算には、図3-5のようにしてベース電流とベース電圧を求める必要があります。しかし $R_{B2}$ に流れる電流がベース電流に比べ十分大きいとき、ベース電流の影響を無視できますので、ベースにつないだ後も $R_{B1}$ と $R_{B2}$ の接続点の電圧は変わらないとして計算できます。実際こうなるように、 $R_{B2}$ に流れる電流はベース電流より十分大きくします。ただし、これらの抵抗は後で述べる交流信号の負荷になりますので、むやみに小さくはできません。以上のように計算をす

ると、 $h_{FE}$ が無関係になりますので、(a)と(b)は全く同じ電流となります。厳密には多少違ってきますが、この回路はこのように $h_{FE}$ の変化には極めて強い回路です。

(c)は $V_{BE}$ の影響を示します。このように、この回路は $V_{BE}$ の変化には弱くなります。これは $R_E$ の両端の電圧が低いため、少しの変化も大きく効いてくるからです。電源電圧が大きく $R_E$ 両端の電圧が大きくとれるときは、もう少し $V_{BE}$ の影響を減らせます。

電流帰還回路は $R_{B2}$ をなくした図3-6の回路でも実現できます。しかし、こうすると $h_{FE}$ の影響をかなり受けることとなります。ただ、固定バイアスよりは多少よくなります。

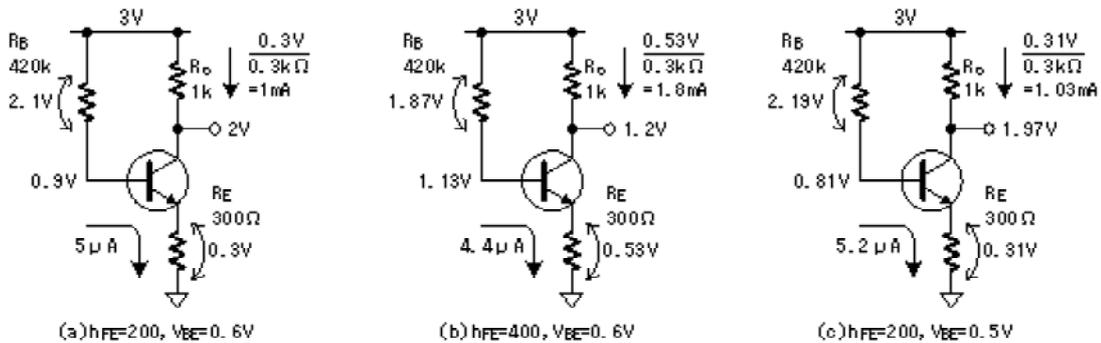


図3-6 電流帰還バイアス回路

以上4つのバイアス回路を紹介しましたが、実際どれを採用すべきでしょうか。量産品では、トランジスタの $h_{FE}$ のばらつきは大きな問題です。ですから、量産品では図3-4の電流帰還回路が用いられます。電圧が低い場合は、図3-5の自己バイアス回路がよく使用されます。以降で製作する簡易ラジオでは、固定バイアスを主に使用しています。何と云っても簡単ですし、なにより、いろいろな計算が簡単になるからです。個人で製作する場合は、ベース抵抗 $R_B$ を調整できますので、固定バイアスでも十分実用になります。

最後にコレクタシャ断電流 $I_{CBO}$ について説明します。図3-7にゲルマニウムラジオにトランジスタの低周波増幅回路を付けたものを示します。ただしここでは、かつてのゲルマニウムトランジスタ2SB112を用いています。この回路には以上で述べたバイアス回路がありません。しかし、これでもトランジスタ回路は動作します。前述したように、ゲルマニウムラジオではD局ですら全く聞こえません。しかし、この回路ではD局が非常に小さい音ですが確実に聞こえます。ですから、このトランジスタの低周波増幅回路は間違いなく動作していることとなります。なお、当然のことですが、バイアス回路を追加して最適な動作状態にすると、もっと大きな音になります。

$R_2$ 両端の直流電圧は0.5Vです。つまり0.05mAのコレクタ直流電流が流れていることとなります。バイアス回路がないのに、なぜコレクタ電流が流れるのでしょうか。それは図に示した $I_{CBO}$ が流れているからです。 $I_{CBO}$ とは、ベース・コレクタに流れる逆電流のことです。この電流は、この回路ではエミッタからのベース電流になります。当然このベース電流は $h_{FE}$ 倍され、コレクタ電流になります。ですから $I_{CBO}$ のために、バイアス回路がないにもかかわらず、コレクタ電流が流れているのです。

現在のシリコントランジスタでこの回路を作ると、全く動作しません。つまり、現在のシリコントランジスタでは $I_{CBO}$ は無視してもよいということです。以上で紹介したバイアス回路でも、厳密には $I_{CBO}$ の影響はありますが、非常に小さいので無視したのです。なお、ベースとエミッタの

間に抵抗を入れると、 $I_{CBO}$ はこの抵抗を流れ、ベース電流とはなりませんので、 $I_{CBO}$ の影響をなくすには非常に効果があります。

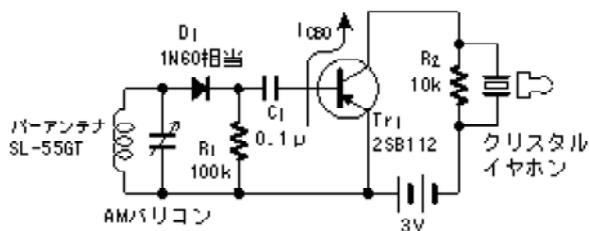


図3-7 初期のトランジスタによる増幅回路

### ●交流回路

直流のバイアス回路に交流回路を付けたして増幅回路にします。その方法を図3-8に示します。なお、これらの回路はエミッタ共通回路とよばれています。入力と出力がエミッタを共通に使用しているからです。かつてはエミッタ接地回路とよばれていました。エミッタ共通回路は増幅回路の最も基本的なもので、最もよく使用されるものです。以降で作るラジオも、ほとんどすべてエミッタ共通回路を使用しています。エミッタ共通回路以外の増幅回路は最後に説明します。

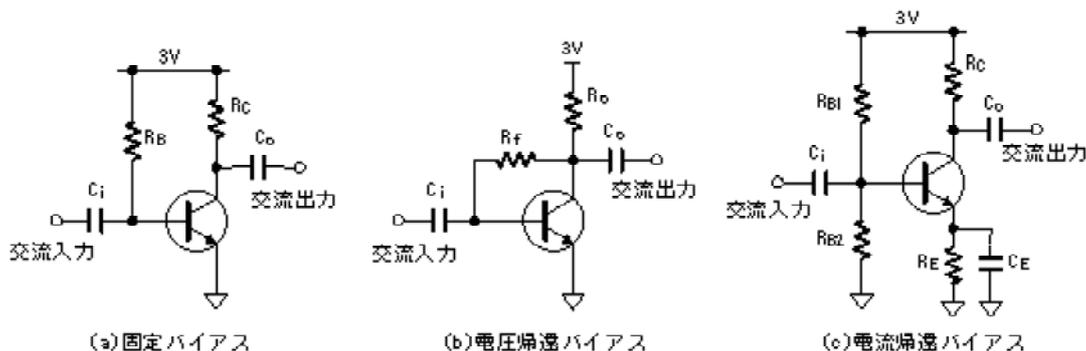


図3-8 交流回路を付す

図3-8で用いられているコンデンサの値を決めるには、1次フィルタを理解する必要があります。図3-9に1次ローパスフィルタを、図3-10に1次ハイパスフィルタを示します。出力電圧 $V_{out}$ と入力電圧 $V_{in}$ の関係は1階の微分方程式になりますが、そのために1次とよばれています。1次フィルタは最も簡単なフィルタですが、いろいろなところに出てきますので非常に重要です。

1次ローパスフィルタでは、低い周波数でコンデンサ $C$ は開放となりますので、出力電圧は入力電圧に近くなります。周波数が高くなるとコンデンサ $C$ でショート状態になっていきますので、周波数が高くなると出力電圧が小さくなっていきます。その領域では、周波数が2倍になると出力が1/2になる直線となります。この直線と低い周波数での直線の交点を $f_c$ とすると、 $f_c=1/(2\pi RC)$ となります。 $f_c$ では出力が $1/\sqrt{2}$ になります。この周波数は、シャ断周波数とよばれ、 $R$ や $C$ の値を決定するときの目安になる周波数です。

1次ハイパスフィルタでは、低い周波数でコンデンサ $C$ が開放となるので、出力電圧は非常に小さくなります。高い周波数ではコンデンサはショートになりますので、出力電圧は入力電圧に近

づきます。特性は1次ローパスフィルタとは、周波数の高低で逆になります。

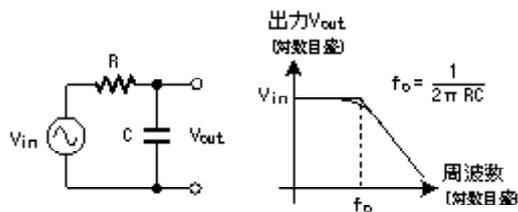


図3-9 1次ローパスフィルタ

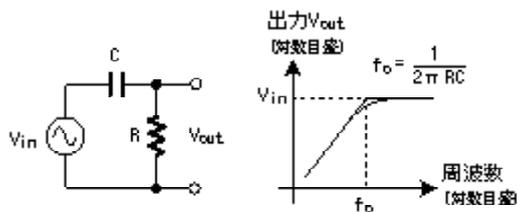


図3-10 1次ハイパスフィルタ

図3-8に戻ります。(a)～(c)のコンデンサ $C_i$ は、後述するトランジスタの入力インピーダンスと1次ハイパスフィルタを構成します。正確には、入力信号には出力インピーダンスがありますので、この抵抗も加える必要があります。音声信号の場合、例えば、シャ断周波数=50Hz、 $R=5\text{ k}\Omega$ とすれば、 $C=0.6\mu\text{F}$ になります。音声信号の場合、 $C_i$ はこのように大きくなりますので、通常、電解コンデンサが使用されます。電解コンデンサを用いると大きい容量が容易に得られますので、例えば $10\mu\text{F}$ を用いると十分小さい、シャ断周波数となります。

(a)～(c)のコンデンサ $C_o$ は出力につながる負荷抵抗とコレクタにつながっている $R_c$ との直列抵抗で、やはり1次ハイパスフィルタを構成します。 $C_i$ と同じく、音声信号では電解コンデンサが使用されます。

(c)のコンデンサ $C_E$ はバイパスコンデンサとよばれます。通称パスコンといいます。前述したように $R_E$ は負帰還用の抵抗です。もし $C_E$ がなければ、交流信号にも負帰還がかかり、交流信号の増幅率も小さくなってしまいます。そこで、このコンデンサで交流信号をバイパスして、交流信号では負帰還がかからなくするものです。ですから、1次ローパスフィルタですが、音声信号では10 Hzぐらいから信号を減衰していく必要があります。ここで重要なことは、このときの1次フィルタの抵抗は $R_E$ ではないということです。このときの1次フィルタの抵抗はトランジスタの出力抵抗になります。このときのトランジスタの出力抵抗は後述するエミッタフォロア出力インピーダンスになります。この値は数十 $\Omega$ という小さな値です。例えば、この抵抗=50 $\Omega$ 、シャ断周波数=30Hzとしますと、 $C=100\mu\text{F}$ という非常に大きい容量のコンデンサが必要です。

ここで、図3-8の(a)で交流信号の動作を考えます。(c)でも全く同じですが、(c)ではベース抵抗 $R_{B1}$ と $R_{B2}$ に流れる交流信号が無視できなくなることに注意が必要です。(b)は帰還抵抗 $R_f$ のために、やや複雑な動作をしますので、他の増幅回路の項でまとめて説明します。

図3-11を見てください。入力 $v_{in}$ が加わると $i_b$ が流れます。どのくらい $i_b$ が流れるのでしょうか。この図で $r_e$ と書いている抵抗は、外付けの抵抗ではありません。後で説明しますが、トランジスタ内部のエミッタ抵抗です。この抵抗のためにベースとエミッタ間の電圧は $r_e i_c$ となります。 $i_b$ が流れることによって $i_c$ が流れ、その結果ベースとエミッタ間の電圧は $r_e i_c$ となるわけですから、 $i_b$ は $v_{in}$ が $i_c r_e$ につり合うまで流れることとなります。つまり、 $v_{in}=i_c r_e$ 、 $i_c=h_f i_b$ です。ここで $h_f$ は交流の電流増幅率であり、後で説明します。 $i_c$ が流れると出力 $v_{out}$ は $v_{out}=-R_c i_c$ になります。ここでマイナスになっているのは、 $i_c$ が増えると、 $v_{out}$ が小さくなるからです。つまり、 $v_{in}$ と $v_{out}$ は $180^\circ$ 位相が違っているからです。 $v_{out}=-R_c i_c$ に $v_{in}=r_e i_c$ を代入すると以下の式が得られます。なお以降では、このマイナスは省略します。

$$v_{out} = -\frac{R_C}{r_e} v_{in} \quad \text{----- (3-1)式}$$

(3-1)式には $h_{fe}$ が入ってきません。 $h_{fe}$ の違いにより、 $i_b$ の大きさが変化するだけです。なお、厳密には、トランジスタ内部のベース抵抗も関係しますが無視しました。以降の説明でもトランジスタ内部のベース抵抗は無視します。

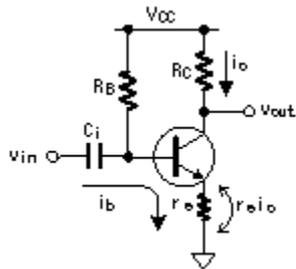


図3-11 交流回路の動作

### ●トランジスタの各パラメータ

ここでトランジスタの交流動作を考える上で重要な各パラメータについて説明します。

#### ・交流増幅率 $h_{fe}$

図3-12に直流のコレクタ電流とベース電流の関係を示します。ある動作点でのコレクタ電流とベース電流を $I_c$ ,  $I_B$ とします。この動作点での直流電流増幅率 $h_{FE}$ は単に $I_c/I_B$ です。しかしこの値はどの動作点でも同じではありません。コレクタ電流が大きくなると、だんだんに増加率が小さくなりますので、コレクタ電流とベース電流は完全に線形ではなくなるからです。交流電流増幅率 $h_{fe}$ は、動作点で、コレクタ電流をベース電流で微分した値、すなわち図3-12の直線の傾きになります。入力信号が小信号でベース電流が小さいときは、この交流電流増幅率 $h_{fe}$ は、ほぼ一定として考えます。

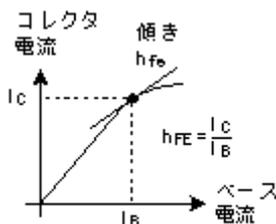


図3-12  $h_{FE}$ と $h_{fe}$

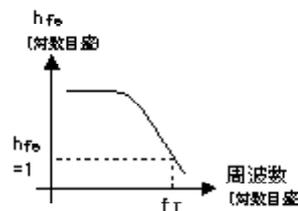


図3-13  $f_T$ (トランジション周波数)

以降でラジオを製作するときには、最も一般的な2SC1815を用います。このトランジスタは直流電流増幅率でランク分けされており、使用するランクYの直流電流増幅率は120~240となっています。コレクタ電流が数十mAぐらいまで、ほぼ一定ですが、そこから下がっていきます。直流電流増幅率が200のものの交流電流増幅率 $h_{fe}$ は、 $I_c=1mA$ 近辺では、だいたい170くらいです。ただし、これは低周波数での値です。周波数が高くなると $h_{fe}$ も下がっていきます。そして、トランジショ

ン周波数といわれる周波数では、 $h_{fe}=1$ になります。トランジション周波数の記号には通常  $f_T$  を用います。図3-13にこの様子を示します。2SC1815の  $f_T$  は、 $I_c=1mA$  付近では、だいたい100MHzです。

周波数が高くなると  $h_{fe}$  も下がると述べました。図3-13では確かにこのようになっています。実は、この周波数によって値が下がるときの  $h_{fe}$  は、複素数になっています。図3-13の  $h_{fe}$  は、この複素数の絶対値なのです。複素数になる  $h_{fe}$  については、第5章ダイオード検波ラジオで詳しく述べます。

・内部エミッタ抵抗  $r_e$

図3-14にコレクタ電流とベース・エミッタ間電圧のグラフを示します。これはシリコンダイオードの電流電圧特性と同じものです。図に示すように、直流動作点での傾きが内部エミッタ抵抗  $r_e$  になります。この値も小信号では、ほぼ一定として考えます。

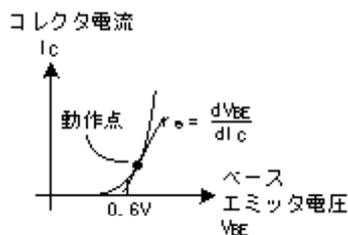


図3-14 エミッタ抵抗  $r_e$

ここで実際にこの傾きを求めてみましょう。

ダイオードの電流  $I$ 、電圧  $V$  の関係は

$$I = I_{co} (\exp(\frac{eV}{kT}) - 1)$$

この関係式はどんな半導体工学の教科書にも載っています。

ここで

$I_{co}$ : 逆方向飽和電流

$e$ : 電子の電荷

$k$ : ボルツマン定数

$T$ : 絶対温度

$$\frac{1}{r_e} = \frac{dI}{dV} = \frac{e}{kT} I \quad \text{よって} \quad r_e = \frac{kT}{e} \frac{1}{I}$$

$k = 1.38065 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  ,  $T = 300\text{K}$  ,  $e = 1.60217 \times 10^{-19} \text{ C}$  を代入して

$$\frac{kT}{e} = 26\text{mV}$$

上の式で  $I$  はエミッタ電流ですが

エミッタ電流は、ほぼコレクタ電流  $I_c$  なので

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_c} \text{ ----- (3-2)式}$$

となります。ただし  $I_c$  は [mA]、 $r_e$  は [ $\Omega$ ]

(3-2)式は重要な式で、今後よく使用します。

・入力インピーダンス

ベース電圧  $v_b$  とベース電流  $i_b$  の比が入力インピーダンスです。記号には  $h_{ie}$  が使われます。  $h_{fe}$  や  $h_{ie}$  の  $h$  はトランジスタを4端子網として考えたときの、 $h$  パラメータの  $h$  です。添え字の  $e$  はエミッ

タ共通回路を表しています。図3-15に示すように、 $h_{ie}=h_{fere}$ となります。ベースからみて、 $r_e$ には $1/h_{fe}$ しか流れませんので、ベースからみた抵抗は $r_e$ の $h_{fe}$ 倍になります。

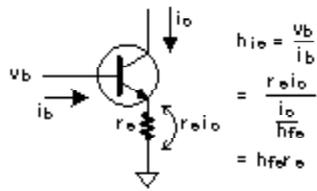


図3-15 入力インピーダンス  $h_{ie}$

・出力インピーダンス

トランジスタの出力インピーダンスの説明は結構厄介です。図3-16を用いて行います。

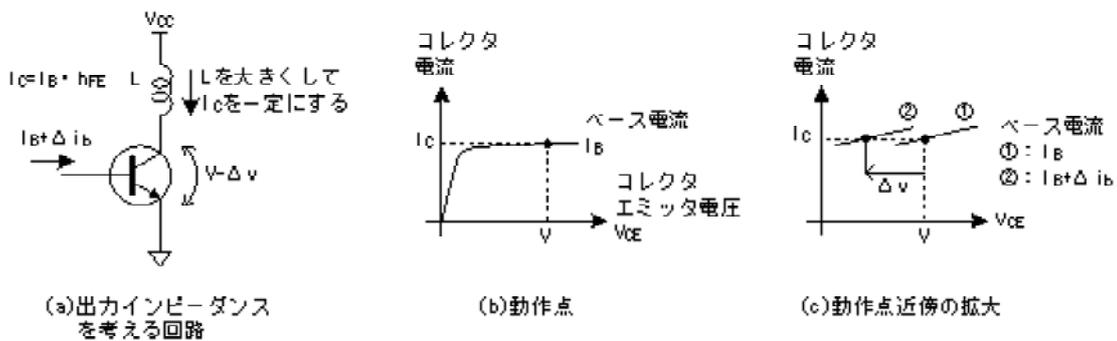


図3-16 出力インピーダンス  $h_{oe}$

(a)の回路で考えます。コレクタに非常に大きいインダクタンスのコイルが接続されたときを考えます。このコイルに交流電流が少しでも流れると、無限大の電圧が発生します。つまり、コレクタ電圧を有限に保つには、コイルには無限小変化の電流しか流れることができません。この状態でベース電流を $\Delta i_b$ 増やすことにします。このとき、もし有限の電圧しか発生しなければ、コレクタには等価的に有限の出力インピーダンス $R_o$ がつながっており、この $R_o$ に $\Delta i_c = h_{fe} \Delta i_b$ が流れ、出力の変化 $\Delta v$ が有限の値 $R_o \Delta i_c$ に保たれたためと考えることができます。なお、出力インピーダンスは $h_{oe}$ の記号が使用されます。ただし、 $h_{oe}$ は以上の説明での $R_o$ の逆数[単位はS(ジーメンズ)]です。

(b)はコレクタ電流とコレクタ・エミッタ間電圧のグラフです。ベース電流をパラメータとしていますので、ベース電流が変化すれば別の曲線に動作点は移動します。この動作点近傍の拡大図を(c)に示します。もし(c)に示すようにグラフが傾いていると、 $\Delta v$ は有限の値になります。ですからこのグラフの傾きがトランジスタの出力インピーダンスになります。

2SC1815の出力インピーダンスは数100kΩであり、通常の使用では無視することができます。したがって、以降での説明ではトランジスタの出力インピーダンスを無視することにします。

・各パラメータを実測する

ここでは実際に $h_{fe}$ 、 $r_e$ 、 $h_{ie}$ を測定します。実際に測定することにより、これらのパラメータをより理解することができます。図3-17に実測回路を示します。試験するトランジスタは2SC1815

(ランクY)です。h<sub>FE</sub>計で測定してh<sub>FE</sub>=201でした。

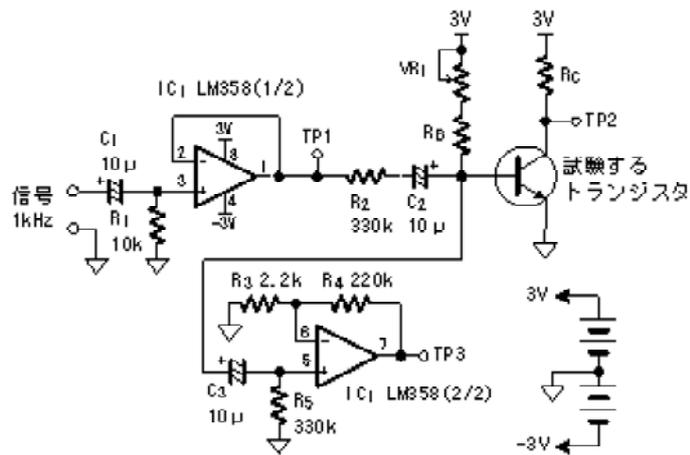


図3-17 トランジスタ各パラメータの実測回路

抵抗には±5%のものを使用したので、デジタルマルチメータで測定し直して、その値を使用しました。その結果を表3-1に示します。

抵抗番号	表示値	実測値
R2	330k	342k
R3	2.2k	2.16k
R4	220k	214k

表3-1 抵抗の実測値

TP1のピーク値を340mVとします。なお、ここではすべてピーク値を使うので、以降でピーク値と明記するのは省略します。このとき、トランジスタのベースには1μAの電流が流れます。340kΩはトランジスタの入力抵抗に比べ非常に大きな値ですので、トランジスタの入力インピーダンスが少々変化しても、ほぼ1μAと考えても問題ありません。つまり、トランジスタのベースに1μAの定電流源を接続したことになります。VR1とRBの直列抵抗はトランジスタの入力インピーダンスに比べ非常に大きな値ですので、無視できます。

TP3はベース電圧を(R3+R4)/R3=100倍した電圧になります。ですから、TP3/100を1μAで割ると入力インピーダンスhieが得られます。TP2はベース電流×h<sub>fe</sub>×R<sub>c</sub>です。ベース電流は1μAの定電流ですから、h<sub>fe</sub>=TP2/R<sub>c</sub>となります。ただしTP2の電圧の単位はmV、R<sub>c</sub>の単位はkΩです。r<sub>e</sub>はhieをh<sub>fe</sub>で割れば得られます。

測定はコレクタ電流I<sub>c</sub>を0.5mA、1.0mA、2.0mA、4.0mAと変えて行いました。このときコレクタ電圧が約2Vになるように抵抗R<sub>c</sub>を変更しました。用いた値は、実測で1.97kΩ、0.98kΩ、0.46kΩ、0.22kΩです。これらの抵抗で、両端の電圧が0.99V、0.98V、0.92V、0.88VとなるようにVR1、RBを調整しました。これで、コレクタ電流I<sub>c</sub>を0.5mA、1.0mA、2.0mA、4.0mAと変えたこととなります。結果を表3-2に示します。参考として(3-2)式で計算したr<sub>e</sub>も載せています。実測した値と驚くほど、よく一致しています。

Ic	Rc	TP3	TP2	hie	hfe	re	(3-2)式 のre[Ω]
[mA]	[kΩ]	[mV]	[mV]	[kΩ]		[Ω]	
0.5	1.97	930	335	9.3	170	54.7	52
1.0	0.98	470	170	4.7	173	27.2	26
2.0	0.46	245	85	2.5	185	13.5	13
4.0	0.22	130	38	1.3	173	7.5	6.5

表3-2 実測結果

### ●交流回路の電圧ゲイン

#### ・トランジスタの等価回路

以上で説明した各パラメータを用いると、トランジスタは図3-18の等価回路で表すことができます。この回路で $v_{out}$ がどうなるかを計算してみます。 $i_b = v_{in}/h_{ie}$ 、 $v_{out} = R_c h_{fe} i_b$ です。ただし出力インピーダンス $h_{oe}$ を無視しています。この2つの式より、 $v_{out} = R_c h_{fe} v_{in}/h_{ie}$ となります。 $h_{ie} = r_e h_{fe}$ ですから、 $v_{out} = (R_c/r_e) v_{in}$ となり、(3-1)式と一致します。

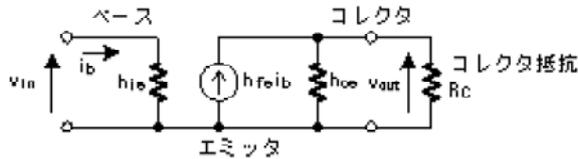


図3-18 トランジスタの等価回路

#### ・入力電源と負荷をつなぐ

$(R_c/r_e)$ は入力電圧をベース電圧とした場合の電圧ゲインです。本によっては電圧には増幅度、電力には利得を使っていますが、この本では、どちらもゲインを使うことにします。なお以降では、明確にしたい場合や強調したい場合以外は、電圧ゲインを単にゲインということにします。ところで、入力電源は通常、出力インピーダンスを持っています。また、出力には負荷がつながれます。負荷は具体的には、次段のトランジスタ回路やイヤホン・スピーカ等です。前述した共振回路や検波回路でも、入力には出力インピーダンスを持った電源がつながれ、出力には負荷抵抗がつながれました。どの回路も最終はこの形態になります。回路を図3-19に示します。なお、 $C_i$ や $C_o$ は前述した1次フィルタを構成します。

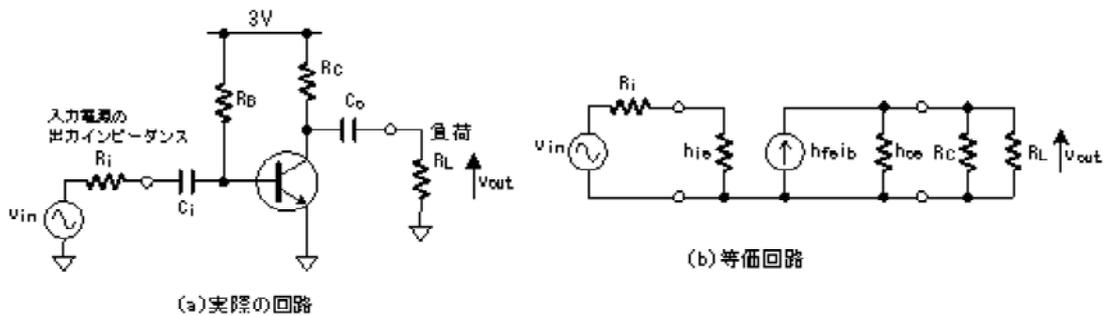


図3-19 入力電源と負荷をつなぐ

このときのゲイン $v_{out}/v_{in}$ を求めます。

ベース電圧 $v_b$ は、 $R_B$ を無視すると

$$v_b = \frac{h_{ie}}{R_i + h_{ie}} v_{in}$$

$h_{ie} = h_{fe} r_e$  ですから

$$v_b = \frac{r_e}{r_e + \frac{R_i}{h_{fe}}} v_{in}$$

(3-1)式より  $v_{out} = \frac{R_x}{r_e} v_b$  です。

ただし、 $R_x$ は $R_C$ と $R_L$ の並列抵抗です。 $h_{oe}$ は無視しました。よって

$$v_{out} = \frac{R_x}{r_e + \frac{R_i}{h_{fe}}} v_{in} \quad \text{----- (3-3)式}$$

となります。

求めるゲインは  $\frac{R_x}{r_e + \frac{R_i}{h_{fe}}}$  となります。

なお、以上はベース電圧から $v_{out}$ を求めましたが、ベース電流からも求められます。

$$\text{ベース電流 } i_b \text{ は } i_b = \frac{v_{in}}{R_i + h_{ie}}$$

よって $v_{out}$ は

$$v_{out} = h_{fe} i_b R_x = h_{fe} R_x \frac{v_{in}}{R_i + h_{ie}} = \frac{R_x}{r_e + \frac{R_i}{h_{fe}}} v_{in}$$

となって、(3-3)式と一致します。

以上のようにゲインや出力を求めるときは、ベース電圧からもベース電流からも求められます。以降の章でもゲインや出力を求めますが、回路によって求め易い方を採用しています。

#### ・ダーリントン接続のゲイン

トランジスタの動作を考える上で重要なのは、入力電圧と $r_{eic}$ が釣り合うということです。このことが明確にわかる例を図3-20に示します。Tr1とTr2はダーリントン接続とよべれます。Tr2に流れたベース電流は $h_{fe}$ 倍されてコレクタ電流になります。そのコレクタ電流がTr1のベースに流れますので、非常に高い電流増幅率が得られます。この回路を見たとき、つい非常に大きいゲインが得られると思ってしまうのではないのでしょうか。これは間違いです。入力電圧と2つのトランジスタのベース・エミッタ電圧、 $r_{e1c1} + r_{e2c2}$ が釣り合います。 $r_{e1c1}$ と $r_{e2c2}$ はほぼ同じ値なので、Tr1のベース電圧は入力電圧の約半分になってしまいます。最終ゲインはTr1のベース電圧の $(R_x/r_e)$ 倍でしたから( $R_x$ は $R_C$ と $R_L$ の並列抵抗)、最終ゲインは図3-19のような1つのトランジスタ回路に

比べ、約半分になってしまいます。

ただし以上は入力電源の出力インピーダンス $R_i$ が小さいときの話です。 $R_i$ が大きくなると、(3-3)式に示すように $R_i/h_{fe}$ の項が効いてきます。ですから、入力電源の出力インピーダンスが非常に大きいときは、ダーリントン接続にすることによってゲインは大きくなります。

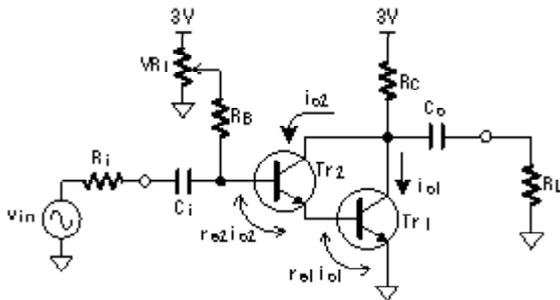


図3-20 ダーリントン接続のゲイン

・コレクタに抵抗以外を接続する

(3-3)式で、 $R_x$ は $R_c$ と $R_L$ の並列抵抗でした。ここで $R_c$ を大きくしたらゲインが大きくなります。ところが $R_c$ を大きくしたら、その両端の直流電圧も大きくなり、したがって大きい電源電圧が必要になってしまいます。電源電圧を大きくせずにゲインを大きくしたいときは、コレクタにコイルを用います。図3-21(a)にその回路を示します。この回路で $V_{cc}$ とは電源電圧のことです。コイルは直流では非常に小さい抵抗なので、コイルでの電圧降下は非常に小さくなります。インダクタンスを大きくすれば、交流の抵抗は負荷 $R_L$ に比べ無視できるようになります。そうすると(3-3)式の $R_x$ は $R_L$ となり、ゲインを大きくすることができます。なおこの場合、コレクタ電圧は電源電圧 $V_{cc}$ を中心に、振幅 $i_c \times R_L$  ( $i_c$ はコレクタ電流)で振れることとなります。

(b)は共振回路を接続した例です。共振回路を用いると、共振周波数のときのみゲインを大きくすることができます。ただし、 $R_L$ によって、どのような共振回路(Qおよび $\omega L$ )を用いるかが問題になります。この回路の詳細は第12章IFアンプで述べます。

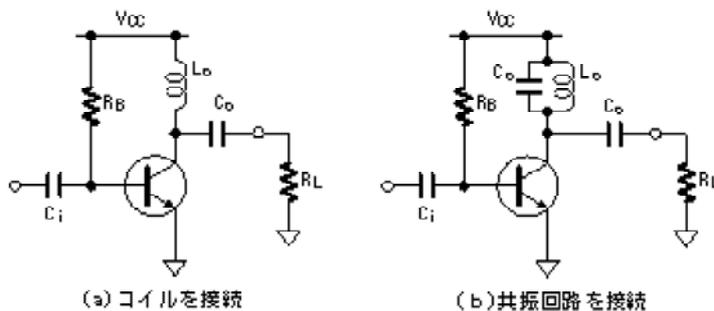


図3-21 コレクタに抵抗以外を接続

・小信号とは

図3-22の回路で、実際に出力をオシロスコープで観測してみます。周波数は1kHzです。まず、 $V_{R1}$ でコレクタ電圧を2V付近に調整します。これでコレクタ電流は1mAになります。 $R_1$ 、 $R_2$ は1/10の減衰回路です。信号発生器のみで非常に小さい電圧にするのは、雑音、歪みの点で困難ですので、

R1, R2で1/10に減衰します。さらに減衰回路を用いることにより、この回路が信号発生器に与える影響を小さくすることができます。

図3-23は小信号のときの出力波形です。CH1, TIMEとして値が書かれていますが、これらは1目盛の値です。ですから、この波形のピーク電圧は100mVです。ベース電圧は約3mVです。このくらいの小さな信号では、きれいな歪みのない波形です。

図3-24は入力信号を上げていって、出力がほぼ電源電圧に達するようにした波形です。この波形はDC入力であることに注意してください。入力電圧が大きくなると、このように相当波形が歪んでいきます。波形が電源電圧に近づくということは、コレクタ電流が0に近づくということです。コレクタ電流が0に近づけば $r_e$ が非常に大きくなっていき、ゲインが小さくなって、この図のように上の方が鈍った波形になります。なお、コレクタ電流が0に近づけば $r_e$ が非常に大きくなると述べましたが、正しくありません。 $r_e$ は図3-14において、ある一点の微分係数ですから、 $r_e$ という抵抗を使用できるのは、ある一点の近傍だけです。ですから正確には、図3-14の $I_c$ - $V_{BE}$ 曲線上(非線形な曲線)を大きく移動するために歪みが発生するわけです。

では、 $r_e$ が一定なのは、換言すれば $r_e$ という抵抗を使用できるのは、どのくらいの小信号のときなのでしょう。これは大雑把にいて、コレクタ交流電流がコレクタ直流電流の10%ぐらいのときと考えてよいと思います。つまり、 $i_c = 0.1 I_c$ です。(3-2)式より $r_e = 26mV / I_c$ であり、ベース電圧 $v_b$ は $v_b = r_e i_c$ ですから、 $v_b = 0.1 \times 26mV$ となります。ですから小信号とは、ベース電圧で数mVぐらいといっていいいでしょう。

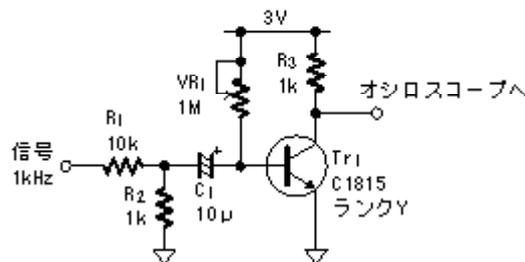


図3-22 出力を実測する回路

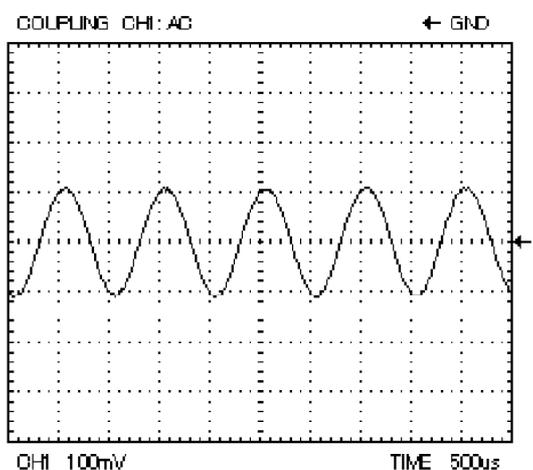


図3-23 観測した波形(小信号)

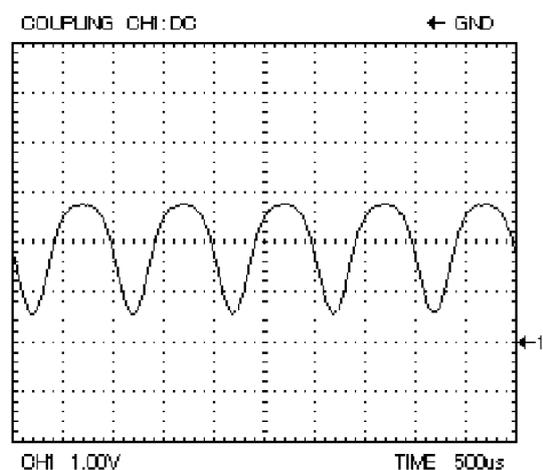


図3-24 観測した波形(大信号)

・どこまで増幅できるのか

ところで、トランジスタ1石で、どこまで増幅できるのでしょうか。つまり、ゲインはどれほど大きくできるのでしょうか。図3-25で実験してみました。L1に低周波用トランスであるST-30を用いました。ポータブルタイプのインダクタンスメータで測ると、ST-30のインダクタンスは12.8 Hであり、1kHzでは80k $\Omega$ に達します。コレクタ電流を1mAとすると、 $r_e=26\Omega$ です。ゲインはなんと3000倍になりそうです。

ST-30の直流抵抗は実測で1.2k $\Omega$ ですので、VR1を調整してST-30両端の直流電圧を1.2Vくらいにします。結果ですが、1kHzで得られたゲインは1600倍ぐらいでした。計算の3000倍と大きく違ってしまいましたが、直流抵抗が大きいので、ポータブルタイプのインダクタンスメータではインダクタンスが実際より大きな値になるためと思われます。そこでさらに周波数を上げて5kHzにして実験しました。結果を図3-26に示します。下(CH2)の波形は入力信号であり、ベース電圧はこの1/100であることに注意してください。出力/ベース電圧をゲインとすると、5000倍に達します。何と5000倍を極めて安定に増幅しています。トランジスタの出カインピーダンスを300k $\Omega$ とすると、ゲインの上限は300k $\Omega/26\Omega=11500$ ですが、これに匹敵するゲインとなります。

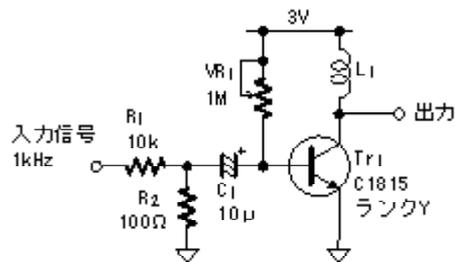


図3-25 どこまで増幅できるか

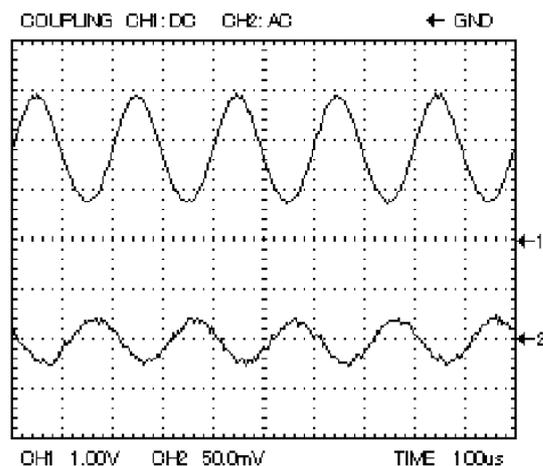


図3-26 図3-25の波形(上：出力、下：入力信号)

以上により、ゲインの上限近くまで安定して増幅できることがわかりました。しかし、増幅回路ではゲインが大きすぎると、発振したり、発振ぎみの不安定な状態になります。発振について

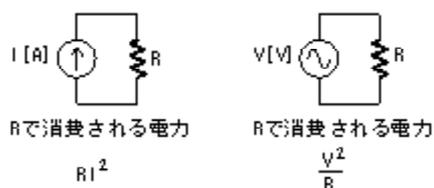
は第4章発振回路で詳しく述べますが、ゲインが大きすぎると、発振条件が成立しやすくなるためです。この例のような低周波では、発振条件が成立せずに発振は起こりませんでした。しかし、安定に動作させるには、電圧ゲインは200~300倍ぐらいが限界と考えるべきだと思います。

ところで、**図3-26**には不思議なことが二つあります。ひとつめは、出力が電源近くまで変化しているのに、**図3-24**のような歪みがないことです。これは、負荷であるコイルのインピーダンスが大きいので、コレクタ交流電流は直流電流に比べ非常に小さいからです。つまり、出力が電源近くになっても、コレクタの全電流はほとんど変化しておらず、よって $r_e$ の変化がほとんどないからです。このように大振幅でもコレクタの全電流がほとんど変化しないようにできるのは、コイルを用いているからできることです。逆にいえば、コイルを用いると、コレクタの全電流をあまり変化させず、したがって内部エミッタ抵抗 $r_e$ をほぼ一定にしたまま、大振幅の出力が得られることがわかります。このようなことは抵抗のみでは絶対に実現できず、**図3-24**のような歪みが必ず発生します。ちなみに、もし使用したST-30の直流抵抗が小さいならば、この出力は3Vを中心に振れることとなります。

ふたつめは、コイルをドライブしているのに、入力と出力の位相差がほぼ $180^\circ$  ということです。あたかも純抵抗をドライブしているみたいです。実は周波数が1kHzでは、確かに $90^\circ$  近い位相差があります。おそらく、この5kHzではコイルの分布容量が効いてきて、共振状態になっているのではと思われます。

### ●トランスによるインピーダンス変換

**図3-27**に抵抗で消費される電力を示します。定電流ドライブでは、 $R$ を大きくすれば、より大きい電力が得られます。定電圧ドライブでは、逆に $R$ を小さくすれば、より大きい電力が得られます。エミッタ共通の増幅回路では、コレクタに負荷がつながりますので定電流ドライブになります。ですから、できる限り大きな抵抗値の負荷を用いた方が、大きい電力を得ることができます。ところが、負荷は決まった抵抗値を持っています。そこで、この決まった抵抗値を変換することが行われます。また、後述する有効電力を得るには、インピーダンスマッチングが必要です。これらに使用されるのがトランスです。ラジオではトランスによるインピーダンス変換は極めて重要です。



**図3-27** 定電流と定電圧の違い

**図3-28**にトランスによるインピーダンス変換の原理を示します。トランスの1次側、2次側の電圧は、共通の磁束の時間変化で発生しています。ですから、発生する電圧の極性は同じか逆のどちらかです。図の黒丸・はこの電圧の極性が同じであることを示しています。

等価回路で抵抗に流れている電流 $I_R$ と2次側の $I_2$ の作る磁束が打ち消し合いますので、 $nI_R = I_2$ です。電圧は巻き数比ですから $V_1 = nV_2$ です。

また、オームの法則より2次側では $V_2=RI_2$ です。

よって $V_1=nRI_2=n^2RI_1$ となります。

以上より、2次側に付けられた抵抗 $R$ は1次側から見れば $n^2R$ となります。ここでは抵抗で説明しましたが、コンデンサでも全く同じです。一般のインピーダンス $Z$ の場合、やはり $n^2Z$ となります。

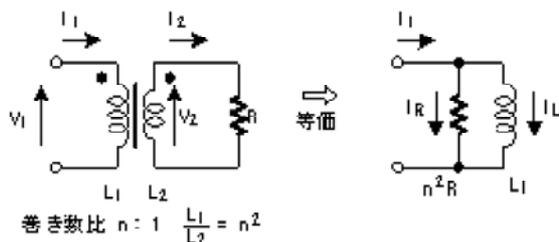


図3-28 トランスによるインピーダンス変換

1次側に流れている $I_L$ は励磁電流といわれ、 $R$ がないとき、すなわち2次側が開放でも流れるものです。トランスとはこのように2次側が開放で励磁電流が流れ、2次側に抵抗 $R$ が付くと、それによって発生する磁束を打ち消すように1次側から電流が流れます。ただし、ここでは1次側と2次側の磁束が完全に密結合だとしています。

電源トランスや低周波トランスでは、 $n^2R$ に比べ $L_1$ を極力大きくして、 $L_1$ を無視できるようにしています。ちなみに $L_1$ が完全に無視できるトランスを理想トランスとよんでいます。例えば、低周波トランスのST-32の仕様を見てみましょう。巻き数比は12:1です。インピーダンスは $1200\Omega : 8\Omega$ になっています。たしかに $n^2R$ になっているのがわかります。ではなぜ $1200\Omega : 8\Omega$ と具体的な値が決められているのでしょうか。巻き数比だけで十分なはずですが。私は中学生のとき不思議でなりません。実はこの $L_1$ が関係してきます。 $L_1$ は $n^2R$ に比べ十分大きい必要がありました。ですから、 $L_1$ が決まっていると、必然的に使用する抵抗値も規定しなければならないのです。ちなみに簡易ラジオによく使うST-30では、巻き数比1:2でインピーダンス $12.5k\Omega : 50k\Omega$ です。クリスタルイヤホン用に作られているので、かなり大きなインピーダンスが規定されています。ですから $L_1$ もかなり大きくなります。

一方、高周波トランスでは $L_1$ を共振用に使用しますので、 $L_1$ の値は非常に重要になります。バアンテナに2次巻き線を巻いた場合や、中間周波数トランスなどがこれに相当します。

### ●イヤホンのドライブ

ここでは簡易ラジオに用いるイヤホンについて説明します。スピーカについては第13章オーディオアンプで詳しく説明します。

#### ・クリスタルイヤホン

簡易ラジオでは必須のイヤホンです。かつてはロッシェル塩という圧電性のある物質を用いたものでした。おそらく、このロッシェル塩の結晶(クリスタル)からの命名と思われます。写真3-1に、かつてのロッシェル塩を用いたクリスタルイヤホンを示します。このロッシェル塩は湿気等に弱いらしく、写真のものは、ほとんど音が出なくなってしまいました。大切にしていたのですが、しかたがないので分解したものです。



写真3-1 ロッシェル塩のクリスタルイヤホン

現在入手できるクリスタルイヤホンは、圧電ブザーに使用されている圧電板を用いたものです。分解したものを写真3-2に示します。以降で、単にクリスタルイヤホンといえ、現在市販されているものを指すことにします。



写真3-2 現在市販されているクリスタルイヤホン

クリスタルイヤホンのインピーダンスはほぼ純コンデンサです。その値は実測で $0.02\mu\text{F}$ です。かなり大きな値です。この値は直流のときの値ですが、周波数 $1\text{kHz}$ で測定しても、ほぼ同じコンデンサになります。純コンデンサなので直流は全く流れません。ですから、ある回路にクリスタルイヤホンを接続しても、直流条件に全く影響を与えません。この特性のために、簡易ラジオに便利に使用することができます。音声信号のピーク電圧が $50\text{mV}$ あれば、十分な音量で聞くことができます。ピーク電圧 $1\text{mV}$ が聞こえる限界で、これ以下の電圧では全く聞こえません。

クリスタルイヤホンを定電流でドライブした場合を図3-29に示します。抵抗 $R$ とクリスタルイヤホンで1次フィルタになります。この $R$ がなければ、しゃ断周波数が非常に低い(直流に近い)ローパスフィルタとなり、直流からすぐに電圧出力が下がり始めます。クリスタルイヤホンは高音で音圧出力が大きいものです。つまり低音はあまり聞こえません。これらを総合した特性として音が出ますが、この $R$ がなければ全くこもった音になってしまいます。1次フィルタのしゃ断周波数を $5\text{kHz}$ に設定すると、 $R=1.7\text{k}\Omega$ になります。ですから、数 $\text{k}\Omega$ の抵抗ですと、申し分のない音になります。ですが、高音で音圧出力が大きいので、 $10\text{k}\Omega$ ぐらいにしても音質はあまり変わりません。

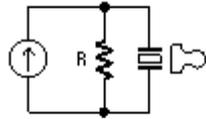


図3-29 クリスタルイヤホンを定電流ドライブ

図3-30に実際にトランジスタでドライブする方法を示します。(a)が最も簡単な方法です。この方法で $R_c$ 両端の音声電圧がピーク値で50mVあれば、十分な音量で聞くことができます。コレクタとグラウンド間に入れてもよいのですが、(a)の方がクリスタルイヤホンにかかる直流電圧が小さくなります。クリスタルイヤホンには圧電板が使われていると述べました。圧電ブザーでも同じですが、圧電板に直流がかかることは好ましくありません。しかし、簡単ですので私はこの方法をよく用いています。長い間、使用し続けていますが、聞こえなくなる等の問題は発生していません。ですから、以降で製作する簡易ラジオでも、この方法をよく用いています。

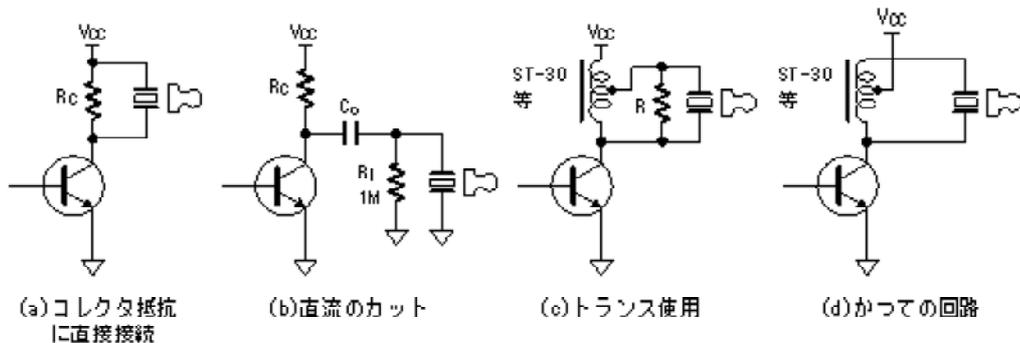


図3-30 実際のクリスタルイヤホンのドライブ

完璧に使用するには、(b)の方法を用います。ここで、 $R_1$ は図3-29の $R$ ではありません。図3-29の $R$ は $R_c$ です。 $R_1$ がなければ、クリスタルイヤホンの両端の直流電圧は0になりません。つまり $R_1$ はクリスタルイヤホンの両端の直流電圧を完全に0にするためのものです。

音量をより大きくするには(c)の方法を用います。この $R$ は、まさに図3-29の $R$ です。数 $k\Omega \sim 10k\Omega$ の値を使用します。ST-30を用いると、クリスタルイヤホン両端の音声信号が2倍になります。ところで、ロッシェル塩のクリスタルイヤホンと当時のトランジスタの組み合わせでは、(d)のように使用されていました。(c)の方法とは全く逆の使い方です。当時のトランジスタの出力インピーダンスとロッシェル塩のクリスタルイヤホンでは、最もよい使い方だったのでしょう。ちなみに、圧電板を用いた現代のクリスタルイヤホンを(d)の回路で使用しても、(a)の回路で $R_c=2\sim 3k\Omega$ の場合に比べて大きな音になります。しかし、相当こもった劣悪な音になってしまいます。

#### ・マグネチックイヤホンとダイナミックイヤホン

どちらも磁石とコイルを使用します。マグネチックイヤホンでは磁石とコイルは固定されています。この磁石とコイルは磁気回路を構成します。この磁気回路の中に薄い鉄板の振動板が入っています。この状態でコイルに音声信号を流すと、薄い鉄板の振動板が振動し音が発生します。一方、ダイナミックイヤホンでは磁石のみ固定されています。コイルに固定されているプラスチ

ックの振動板が、コイルとともに振動し音が発生します。写真3-3にマグネチックイヤホンとダイナミックイヤホンの外観を示します。



写真3-3 マグネチックイヤホン(上)とダイナミックイヤホン(下)

ダイナミックイヤホンは携帯用音楽プレーヤに使用されていますので、私達には馴染みのものです。マグネチックイヤホンは現在あまり使用されなくなりました。しかし、入手はそんなに困難ではありません。これらの公称インピーダンスは $8\Omega \sim 32\Omega$ と低い値です。公称インピーダンスとは、ある決められた周波数でのインピーダンスですが、直流でもほぼ同じ値になります。当然、直流を流しますのでクリスタルイヤホンのような使い方はできません。

写真3-3のマグネチックイヤホンは $8\Omega$ で、音声信号のピーク値が $50\text{mV}$ あれば、十分な音量になります。写真3-3のダイナミックイヤホンは $16\Omega$ で、音声信号のピーク値が $15\text{mV}$ あれば、十分な音量になります。一般にマグネチックイヤホンの方が大きい電力を必要とします。使い方は同じですので、以降ではマグネチックイヤホンについて説明します。

図3-31に実際のマグネチックイヤホンのドライブを示します。(a)はコレクタに抵抗をつないだ場合です。マグネチックイヤホンにはピーク値で $6\text{mA}$ の音声電流を流す必要があります。このためには、トランジスタのコレクタ直流電流を少なくとも $10\text{mA}$ くらい流している必要があります。マグネチックイヤホンに図の矢印方向の音声電流が流れるのは、トランジスタの音声電流が減ったときです。そのとき、それまで流れていたコレクタ電流がこの電流になります。ですからトランジスタのコレクタ直流電流は、必要な音声電流のピーク値より大きい値が必要になります。このように大きいコレクタ電流が必要ですので、 $R_c$ は小さい値になります。

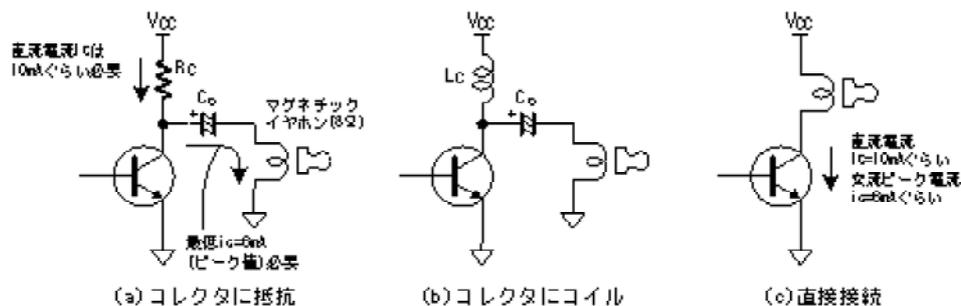


図3-31 実際のマグネチックイヤホンのドライブ

CoはRcと8Ωの直列抵抗で1次フィルタを構成します。一見、8Ωのみと1次フィルタを構成しそうですが、Rcと8Ωの直列抵抗で1次フィルタを構成します。この例ではRc=100Ωくらいですので、しや断周波数を50Hzとして、Co=30μFになります。

コレクタに抵抗をつなぐと、大きな出力を出す場合、この抵抗値を小さくする必要があります。そうすると、マグネチックイヤホンの8Ωに対して無視できなくなりますので、ゲインが少なくなってしまう。このときは、(b)のようにコレクタにコイルをつなぎます。

どちらにしても、(a)、(b)では回路が複雑です。そこで簡易ラジオでは(c)をよく使います。(c)では、マグネチックイヤホンに直流電流が流れてしまいます。ですから、この直流電流のために振動板がどちらかに偏った状態で振動することになります。これは好ましいことではありませんが、何ととっても簡単ですので、この回路はよく使われます。

以上の例では直流、交流とも大きなコレクタ電流が必要でした。この電流を小さくするにはトランスを使用します。図3-32にトランスを使用した例を示します。トランスを用いると、このように、より小さい電流ですむのがわかります。また、直流電流が流れる問題もありません。ただし1次側の電圧が大きくなっているのに注意が必要です。巻き数をより大きくした場合で、大きな出力を出す場合は、電源電圧を上げる必要が出てきます。

トランスによって負荷抵抗を大きくすると、同じ電流源でも大きな電力が得られると前述しました。図3-32はこの典型的な例です。

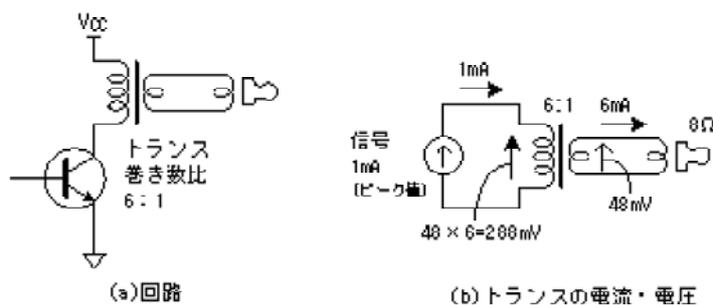


図3-32 トランスを利用

### ●その他の増幅回路

ここまでは、最もよく使用されるエミッタ共通回路を用いて説明してきました。以降では、その他の回路について説明します。

#### ・電圧帰還増幅回路

この回路はエミッタ共通回路ですが、やや複雑ですので、ここで説明します。図3-33を見てください。Rfに入力信号から電流ifが流れます。図3-19等の固定バイアス回路でも、Rbにこのような電流が流れますが、小さいので無視してきました。ところが、電圧帰還回路では無視できません。それは、voutにつながっているからです。voutは入力信号を増幅したものです。その増幅した信号につながっているため、電流も大きくなってしまい無視できなくなります。詳しく計算すると、トランジスタの入力には入力インピーダンスhieと並列に、インピーダンスRx=(hieRf)/(hfeRc)が

付くこととなります。ですから、トランジスタの入力インピーダンスは

$$\frac{h_{ie}}{1 + \frac{h_{fe}R_c}{R_f}}$$

となります。\$h\_{fe}R\_c\$と\$R\_f\$はだいたい同じ値になりますので、入力インピーダンスは固定バイアスの約半分になります。

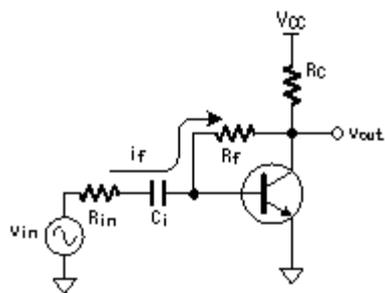


図3-33 電圧帰還回路

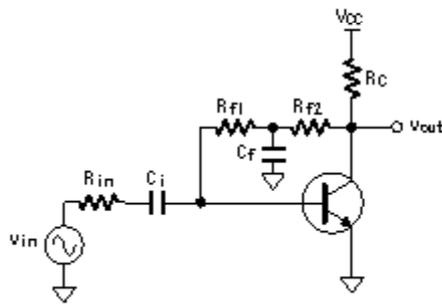


図3-34 帰還抵抗の影響をなくす

以上説明したように、電圧帰還回路のトランジスタの入力インピーダンスは、本来の\$h\_{ie}\$と\$R\_x\$の並列となり、本来の\$h\_{ie}\$よりも小さくなります。このために、**図3-33**のように出力インピーダンスが\$R\_{in}\$の電源がつながれると、増幅に関係しない電流が\$R\_x\$に流れてしまいますので、ゲイン(\$v\_{out}/v\_{in}\$)が減少してしまいます。このように、この回路ではゲインが減少しますが、これは帰還抵抗\$R\_f\$が交流にも働くことが本質的な理由です。ですから、交流における負帰還をかからなくすれば、このゲインが減少する現象はなくなります。**図3-34**にその方法を示します。このようにすると、\$C\_f\$により交流信号をバイパスしますので、交流における負帰還がかからなくなります。しかし、実際に簡易ラジオでは**図3-33**の回路はよく用いられますが、3-34にして使用されることは、ほとんどありません。

ところで、**図3-19**で負荷\$R\_L\$が繋がったときを考えました。そのとき、**図3-35(a)**のようにトランジスタのコレクタには、\$R\_c\$と\$R\_L\$の並列抵抗が繋がったものとして考えました。しかし**図3-35(b)**のように、出力インピーダンスが\$R\_c\$の出力に抵抗\$R\_L\$が繋がるとしてもよいわけです。ただし、\$C\_o\$を十分大きいコンデンサとして無視しています。このように考えると、**図3-33**の出力インピーダンスも\$R\_c\$になりそうですが、実は\$R\_c\$よりも小さくなります。これは、トランジスタの入力に入っている\$R\_x\$のためです。\$R\_x\$は\$(h\_{ie}R\_f)/(h\_{fe}R\_c)\$でした。\$R\_c\$が分母に入っていますので、\$R\_c\$が小さくなると\$R\_x\$が大きくなります。ですから、負荷\$R\_L\$が繋がれますと、\$R\_x\$が大きくなり、トランジスタのベース電流が増え、コレクタ電流が増加します。このコレクタ電流の増加はコレクタ電圧の変化を抑えるように働きますので、**図3-33**の出力インピーダンスは\$R\_c\$よりも小さくなるのです。詳しい計算値は非常に複雑ですので省略しますが、だいたい\$R\_c\$の\$1/1.2 \sim 1/1.5\$ぐらいになります。

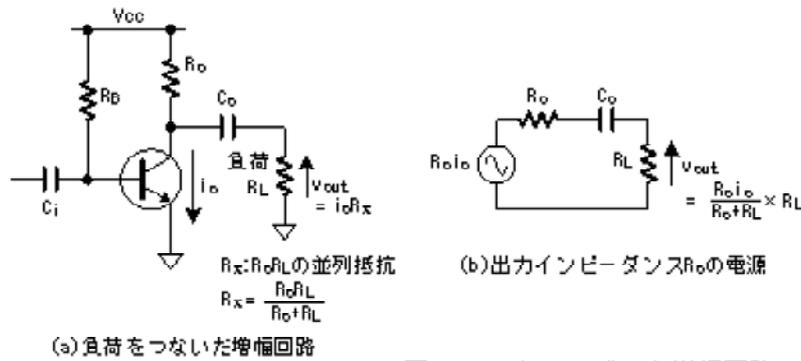


図3-35 トランジスタ増幅回路  
の出カインピーダンス

・エミッタ抵抗を入れた回路

図3-24に大信号でドライブした波形を示しました。大信号でドライブすると、このように歪んでしまいます。では大信号でドライブしても歪まないようにするには、どうしたらよいでしょうか。図3-36にその方法を示します。これは図3-8(c)のパスコンをなくしたものです。こうすると、ゲインは(3-1)式の $r_e$ の代わりに $r_e + R_E$ を使用することになります。 $r_e$ は $R_E$ に比べ非常に小さいので $r_e + R_E$ は $R_E$ となります。そうすると、ゲインの式に $r_e$ が入らなくなります。図3-24のように波形が歪む原因は $r_e$ が大きく変化することでした。ですから、ゲインの式に $r_e$ が入らなくなると、大信号でも波形が歪まなくなります。もちろんゲインは大幅に小さくなりますが、大信号でも歪みが少なくなりますので、この回路はよく使用されます。なお、入力インピーダンスも $r_e$ の代わりに $R_E$ を使うことになるので、かなり大きくなります。

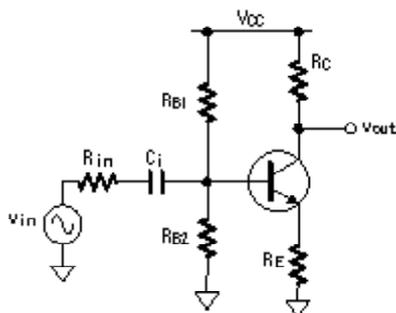


図3-36 エミッタ抵抗を入れる

・エミッタフォロア

図3-37に示すように、エミッタから出力をとる回路をエミッタフォロアといいます。コレクタ共通回路でもあります。この回路は非常によく使用されます。ベース電圧は $R_E i_c$ とつり合いますので、ゲインはほぼ1になります。ほぼゲインが1のような回路が有用なのでしょうか。実は電圧ゲインが1でも、電力は増幅しています。以下これについて述べていきます。

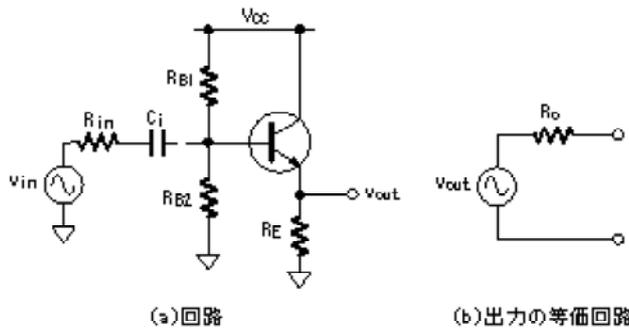


図3-37 エミッタフォロア

エミッタフォロアの入力インピーダンスは図3-36と同じく、 $R_{ihf_e}$ であり、非常に大きくなります。出力インピーダンス $R_o$ は以下の式になります。

$$R_o = r_e + \frac{R_{in}}{h_{fe}}$$

このように、出力インピーダンスは非常に小さくなります。ここで、出力インピーダンスには $R_{in}$ も含まれることに注意してください。 $V_{out}$ からの電流はコレクタから供給されますが、そうなるためには $1/h_{fe}$ のベース電流が必要です。そのためにベース電圧も( $R_{in} \times$ ベース電流)分下がってしまうからです。

ここで有効電力について理解する必要があります。図3-38に、出力インピーダンス $R_o$ の電源からとれる最大の電力を示しています。この最大の電力を有効電力といいます。ですから、ある電源があったとき、有効電源がどうなるかが重要になります。図3-39を見てください。電圧の大きさは違いますが、有効電力は同じです。ですから、2つの回路は電力という意味では、同じものなのです。

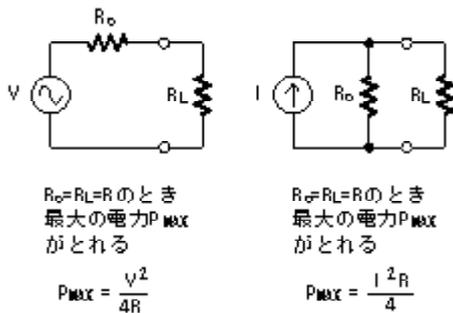


図3-38 有効電力

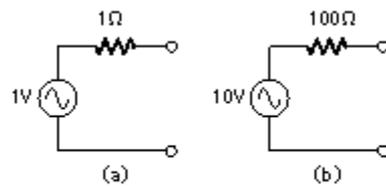


図3-39 同じ電力がとれる回路

もう少し有効電力について考えます。図3-40を見てください。この回路は約38倍の電圧ゲインがありますので、出力は38mVになります。出力インピーダンスはもちろん1kΩです。有効電力は、出力が $0.36 \mu W$ 、入力電源が $0.5 \mu W$ です。つまり、この回路は電圧は増幅しているのですが、電力は低下しているのです。電圧増幅だけならば、図3-41に示すように、トランスでも可能です。出力の有効電力は当然、 $0.5 \mu W$ となって入力と同じです。つまり、図3-40のような回路はトランジスタを使う意味がありません。しかしトランスは高価で場所もとりますし、周波数特性もよくありませんので、図3-40も全く意味がないわけでもありません。

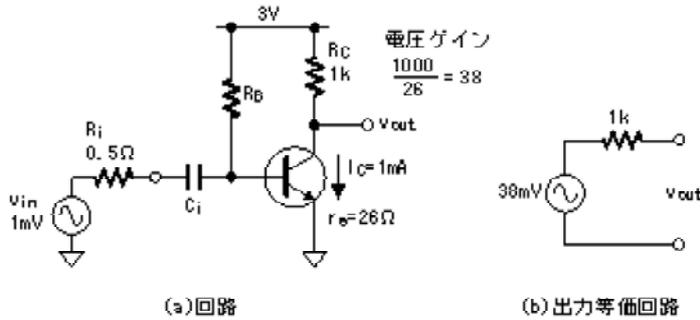


図3-40 電力増幅していない回路

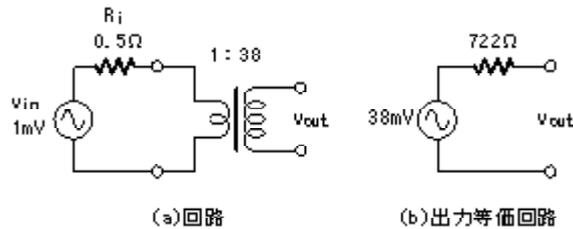


図3-41 トランスによる昇圧

有効電力を理解したところでエミッタフォロアに戻ります。エミッタフォロアは入力インピーダンスが大きく、出力インピーダンスが小さいものでした。ということは、出力インピーダンスが大きい電源を、出力インピーダンスが小さい電源に変換することになります。つまり有効電源が大きい電源に変換することになるのです。

最後に、エミッタフォロアで間違いやすいことを述べておきます。それを図3-42に示します。このように出力にコンデンサが付いており、それを方形波でドライブしたときです。もちろん方形波は小信号です。このとき、(b)のように、出力の立ち上がりが速いが、立下りは遅いのではと考えてしまわないでしょうか。つまり立ち上がりは小さい出力インピーダンスでドライブされるが、立下りはコンデンサCと抵抗REの時定数で立ち下がるのでは、と考えてしまわないでしょうか。これは間違いです。立下り時もトランジスタが働いている限り、立下りの出力インピーダンスも同じ小さいインピーダンスですので、(c)のようになります。もし大信号でドライブして、トランジスタがON/OFF動作になると、立下り時はトランジスタが動作しませんので、コンデンサCと抵抗REの時定数で立ち下がることになります。

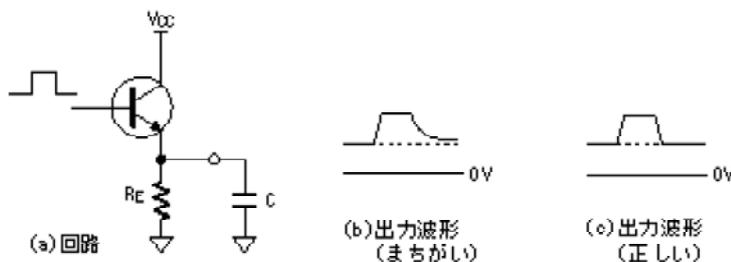


図3-42 コンデンサ負荷

・ゲイン可変増幅回路

ラジオでは各局ごとに電界強度の大きさが違います。ですから同じゲインで増幅すると、局ごとに音の大きさが違ってしまいます。事実、簡易ラジオでは、このようになります。詳しくは第12章IFアンプで述べますが、本格的なラジオではゲインを可変にして、どの局でも同じ大きさの音にする必要があります。この機能をAGCとよんでいます。自動ゲイン制御(Automatic Gain Control)の略です。AGCを実現するにはゲイン可変増幅回路が必要です。図3-43にこの回路を示します。

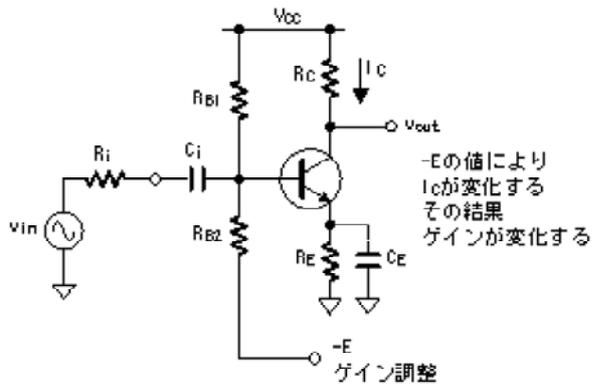


図3-43 ゲイン可変増幅回路

この回路のゲインは(3-3)式で表されます。ただし、ここでは負荷を考慮していませんので、(3.3)式のRxはRcになります。また、RB1, RB2に流れる電流を無視しています。

$$v_{out} = \frac{R_c}{r_e + \frac{R_i}{h_{fe}}} v_{in}$$

コレクタ電流が1mA以下でreがあまり小さくないときで、Ri/hfeが小さくて無視できるときは(3-1)式になります。このとき、ゲインの式にはhfeが含まれません。

$$v_{out} = \frac{R_c}{r_e} v_{in}$$

reは(3-2)式で表され、コレクタ電流で変化します。ということは、コレクタ電流を制御すれば、ゲインを変化できるようになります。あくまで、reの変化を利用するのであって、hfeの変化を利用しているわけではありません。この方式のAGCはリバースAGCとよばれます。ゲインを小さくするのに、コレクタ電流を小さくするからです。

なお、図3-43ではコレクタに抵抗Rcを接続していますので、ゲイン調整の-Eを変化させるとコレクタ直流電圧も変化してしまいます。ですから、Rcに並列に十分大きなインダクタンスのコイルや共振回路を付けるのが普通です。

フォワードAGCという方式もあります。この方式ではコレクタ電流が大きい領域を使います。そして、コレクタ電流が大きくなるとhfeが小さくなる特殊なトランジスタを使用します。コレクタ電流の大きい領域、例えば10mAを越すような領域ではreは非常に小さくなります。そうすると、今度はreがRi/hfeに比べ無視できるようになりますので、以下の式になります。

$$v_{out} = h_{fe} \frac{v_{in}}{R_i} R_c$$

$r_e$ が $R_i/h_{fe}$ に比べ無視できるときを考えているので、 $v_{in}/R_i$ は、入力がベースに流す電流です。つまりこの式は、ベース電流を $h_{fe}$ 倍して $R_c$ をかけると出力になる、とごく当たり前のことをいっているにすぎません。こうなると、ゲインに $h_{fe}$ が効いてきます。したがって、コレクタ電流が大きくなると $h_{fe}$ が小さくなるトランジスタで、AGCが実現できるようになるのがわかります。

ところで、**図3-31**のマグネチックイヤホンをドライブする回路では、大きいコレクタ電流が必要でした。この回路もこの式で取り扱うべきものです。実は、**図3-17**トランジスタの各パラメータの実測回路も、この式で取り扱うべきものでした。



### 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/>