

Tr増幅回路

増幅回路

(1) 用意するもの

- 小信号トランジスタ (2SC1815、又は相当品)
- 抵抗 100k (R1)、1k (RL)、220 (Re)
- 可変抵抗 100k (VR)
- 10V 直流電源
- 電解コンデンサ 16V 100 μ F (C1)、16V 10 μ F (C2)
- 低周波発振器

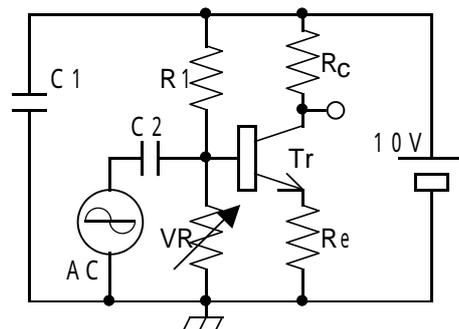


図 1

(2) 測定

低周波発振器を接続しない状態で、コレクタ電圧が 6 V となるように VR を調整する。

低周波発振器の周波数を 1 kHz とし、図 1 のように接続して、オシロでベース電圧波形を観測しながら、1 kHz の信号が 0.1 Vpp となるように低周波発振器の出力を調整する。

コレクタ電圧波形をオシロで観測し、1 kHz 信号の電圧を測定する。

と の結果から 1 kHz の信号に対する電圧増幅度を求め。

別紙「小信号トランジスタ 5」でベース電圧とコレクタ電圧の関係を測定したデータから直流電圧増幅度を求め。

説明

(1) VR を変化させてベース電圧を変化させるとベース電流が変化して、コレクタ電流の変化となり、コレクタ電圧が変化する。VR を変化する代わりに、低周波発振器からベースに交流電圧を加えると、VR を速い周期で増減したのと同じようにベース電圧が変化するので、結果として同じようにコレクタ電圧が変化する。交流増幅は直流特性をもとにして、連続的に電流電圧を変化させたものであり、基本動作は直流特性と同じである。

(2) 交流信号を加えない状態では、一定のベース電流、コレクタ電流が流れている。たとえばベース電流 = 30 μ A、コレクタ電流 = 3 mA とする。この状態で、ベース電流を ± 3 μ A 変化させて 27 ~ 33 μ A とすると、コレクタ電流は 2.7 ~ 3.3 mA と変化する。ベースの信号電流 3 μ A、コレクタの信号電流 0.3 mA に対して、交流信号がない状態で流れているベース電流、コレクタ電流を「バイアス電流」といい、コレクタ特性のグラフでコレクタ電流 3 mA、コレクタ電圧 7 V の点を、この場合の「動作点」という。交流増幅回路では、通常、電流・電圧ともに交流信号成分のみについて考えるが、回路が動作するためには、適当なバイアス電流・バイアス電圧を与えなければならない。

(3) ベース電流 = 30 μ A、コレクタ電流 = 3 mA のとき、直流電流増幅率 $h_{FE} = 100$ である。これに対して、ベース電流の変化分 ± 3 μ A に対してコレクタ電流の変化分が ± 0.3 mA であったとき、変化分の比率を交流電流増幅率 h_{fe} といい、この場合には $h_{fe} = 100$ である。交流電流増幅率は周波数によって変化するので、その値と同時に周波数が示されているのが普通であり、低周波用トランジスタでは $h_{fe} = 120 @ 1 \text{ kHz}$ などとなる。

エミッタ接地増幅回路

(1) 図1で各定数は次のようにする。

- $R_1 = 100\text{ k}$
- $R_c = 1\text{ k}$
- $R_e = 220$
- $V_R = 100\text{ k}$
- $R_L = 4.7\text{ k}$
- $C_1 = 16\text{ V } 100\text{ uF}$
- $C_2 = 16\text{ V } 10\text{ uF}$
- $C_3 = 16\text{ V } 10\text{ uF}$

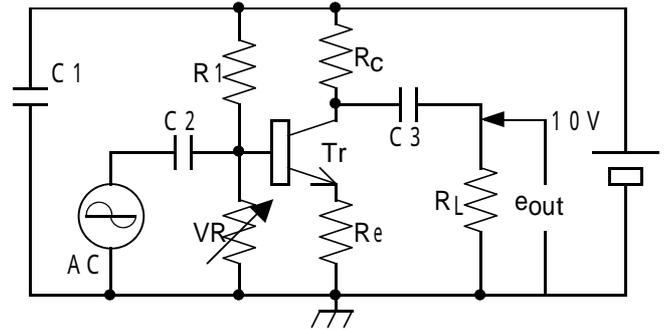


図1

(2) 図1の回路で、コレクタの直流電位が6VとなるようにVRを調整してから発振器の出力電圧 = 0.1Vpp一定として、周波数を10Hzから100kHzまで変化させてeoutを測定し、周波数と増幅度の関係をグラフにする。

(3) 次に、 $R_L = 100\text{ k}$ に変更して、(2)と同じ測定とグラフ作成を行う。

(4) 図2のように $C_4 = 100\text{ uF}$ を追加して、(2)、(3)と同様のことを行う。ただし最初に周波数1kHzにおいてeoutが1Vppより大きくならないように、発振器の出力を下げてから測定する。

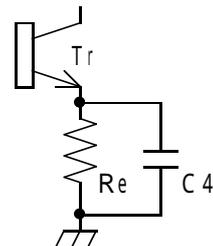


図2

ポイント

- (1) トランジスタの等価回路
- (2) 入力インピーダンスと出力インピーダンス
- (3) 増幅度の周波数特性
- (4) 負荷抵抗と増幅度の関係
- (5) エミッタのバイパスコンデンサの働き

<トランジスタの小信号等価回路>

(1) トランジスタの特性のうち、適当な直流バイアスを与えた動作状態における、微小交流信号に対する特性を表す簡略化された等価回路は右の図1のようになる。b = ベース、e = エミッタ、c = コレクタである。

(2) 図1において h_{ie} はエミッタ接地等価入力抵抗で、ベースエミッタ間のダイオードの $I_B - V_{BE}$ 特性曲線上の、動作点における接線の傾きに相当する。

(3) h_{fe} はエミッタ接地電流増幅率であり、動作点における $I_c - I_b$ 曲線の接線の傾きに相当する。

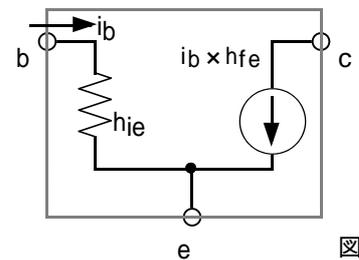
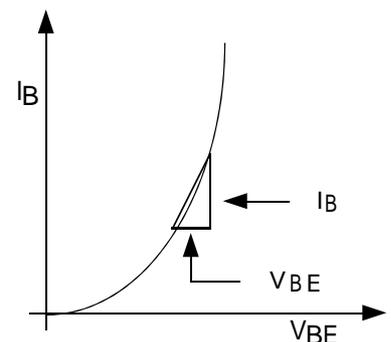


図1

この等価回路をエミッタ接地増幅回路に当てはめて、増幅回路全体の等価回路を描くと図2のようになる。さらに C_2 、 C_3 の容量値が大きく、インピーダンスが十分に小さいとして無視すると、図3の等価回路となる。

図3の等価回路で e_{in} と e_{out} の関係を表す式を求めるとどのようなになるか。



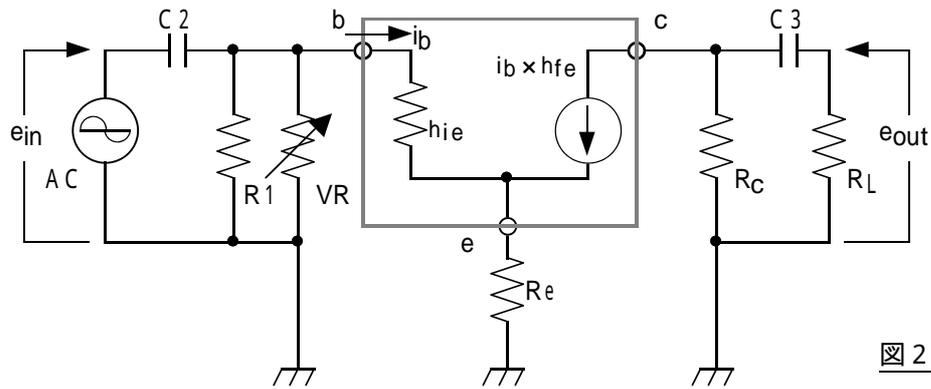


図2

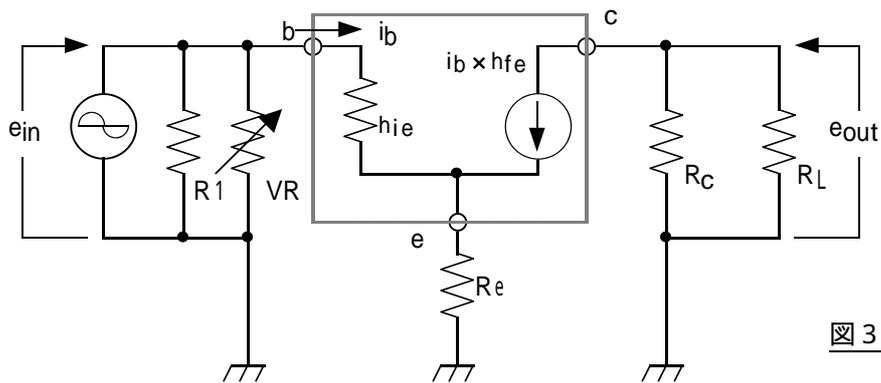


図3

図3で

$$e_{in} = i_b \times h_{ie} + (i_b + i_b \times h_{fe}) \times R_e$$

$$e_{out} = i_b \times h_{fe} \times (R_c // R_L)$$

これらの式から i_b を消去して電圧増幅度を求めると、次式となる。

注： $R_c // R_L$ は R_c と R_L の並列抵抗値を表す。

$$\frac{e_{out}}{e_{in}} = \frac{h_{fe} \times (R_c // R_L)}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) \times R_e}$$

右の表1の定数を当てはめて計算してみると次のようになる。

$$\frac{e_{out}}{e_{in}} = 3.4$$

表1	$R_e = 220$
	$R_c = 1k$
	$R_L = 4.7k$
	$h_{fe} = 100$
	$h_{ie} = 2k$

R_e に並列に $C_4 = 100 \mu F$ を付けると、周波数 $1kHz$ においては C_4 のインピーダンスは 1.6 であり、無視できる。このとき図3の等価回路は R_e が C_4 で短絡される形となり、同様に電圧増幅度を求めると次式となり、表1の定数を使って計算すると結果は次のようになる。

$$\frac{e_{out}}{e_{in}} = \frac{h_{fe} \times (R_c // R_L)}{h_{ie}} = 41.2$$

これらの式から、次のことがわかる。

電圧増幅度はトランジスタから見た負荷抵抗（コレクタ抵抗 R_c と負荷抵抗 R_L の並列抵抗）に比例する。

C_4 を付加すると電圧増幅度が上がる。

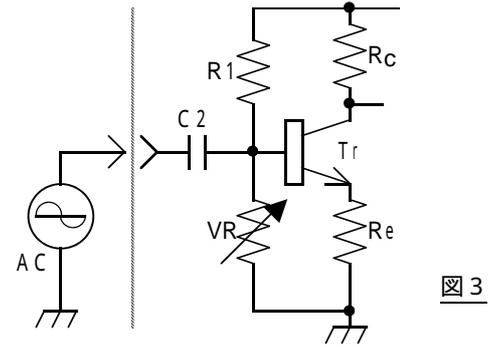
<入力インピーダンス>

右の図3において、発振器側から増幅回路を見たときの交流等価回路は、図4のようになる。C2、VR、R1とエミッタ抵抗Reを含むTrの交流入力抵抗の合成抵抗をRinとすると、増幅回路の入力部は等価的に図5のように考えることが出来る。発振器を接続して小さな電圧を印加したときに増幅回路に流れ込む電流iinは、 $i_{in} = e_{in} / R_{in}$ となる。

一般に、信号源から見た負荷側の等価抵抗値（インピーダンス）をその負荷の入力抵抗（入力インピーダンス）という。

入力インピーダンスを測定するときに印加するのは、回路が線形動作する範囲の十分に小さな信号でなければならない。

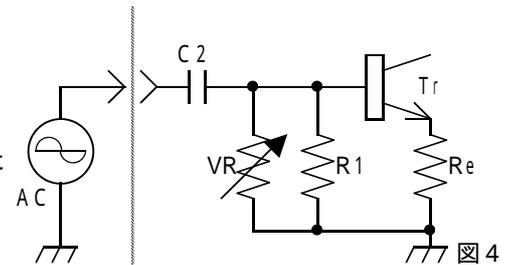
入力インピーダンスは周波数によって変わる。



<等価回路と入力インピーダンス>

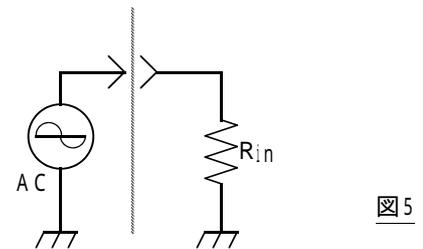
図4の回路で、トランジスタを、3ページの等価回路に置き換えると図6となる。（C2のインピーダンスは小さいので省略した。）

図6において発振器から負荷側を見た入力抵抗Rinは次式となる。

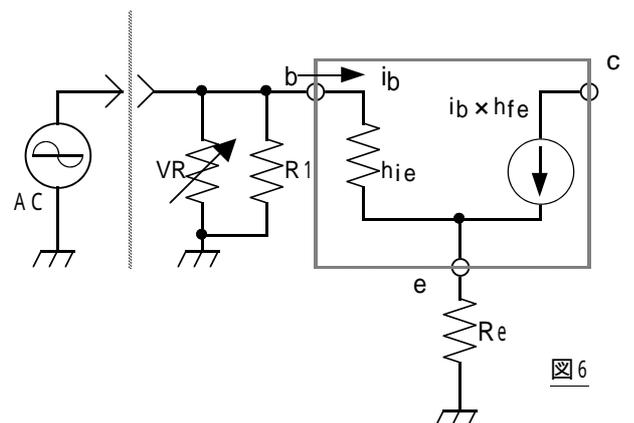


$$R_{in} = VR // R1 // (h_{ie} + (1 + h_{fe}) \times R_e)$$

エミッタ抵抗Reの並列にC4（100uF）を付けた場合には、図6におけるReがC4で短絡される形となって、発振器から負荷側を見た入力抵抗Rinは次式となる。



$$R_{in} = VR // R1 // h_{ie}$$



以上の計算式から次のことがわかる。

エミッタ抵抗に並列に大容量のコンデンサを付けることにより、入力抵抗は下がる。

トランジスタの動作点を安定化するためにはエミッタ抵抗Reが必要であるが、そのままでは増幅度が低くなるので通常はReに並列にコンデンサを付ける。信号電流はReよりもこのコンデンサを流れるので、バイパスコンデンサという。

<出力インピーダンス>

図1の回路において、発振器ACの出力電圧を一定とし、 R_L を変化させると e_{out} が変化する。 $R_L = \infty$ のときの e_{out} にたいして、 R_L が小さくなると e_{out} も小さくなる。

この様子を、発振器を含むトランジスタ回路を信号源と考えて等価な図で表せば図2となる（ C_3 のインピーダンスは十分に小さいので省略）。ここで、 R_g は信号源抵抗であり、図1のトランジスタ増幅回路の出力抵抗に相当する。また E_{out} は $R_L = \infty$ のときの e_{out} に相当する。

一般に、負荷側から見た信号源の等価抵抗値（インピーダンス）をその信号源の出力抵抗（出力インピーダンス）という。

図2において、 R_g を実測で求めるには、次のようにする。

$R_L = \infty$ のときの $e_{out}(\infty)$ を測定する。これが E_{out} に等しい。

適当な値の R_L を接続してそのときの $e_{out}(R_L)$ を測定する。

次の式で R_g を求める。

$$R_g = R_L \times (e_{out}(\infty) - e_{out}(R_L)) / e_{out}(R_L) \dots (A)$$

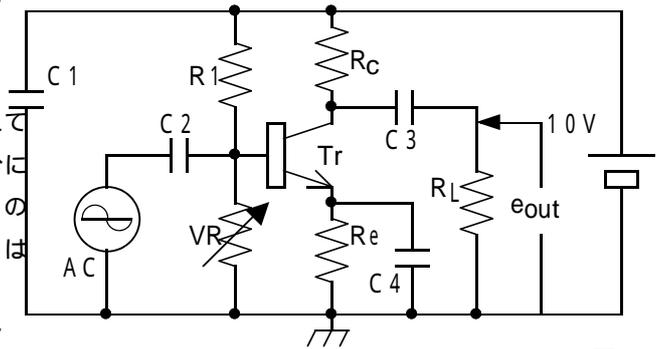


図1

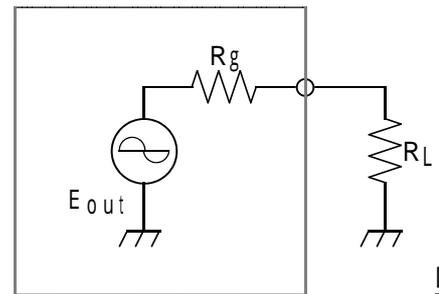


図2

<等価回路と出力インピーダンス>

図1の回路にトランジスタの等価回路を当てはめると図3となる。（ C_2, C_3, C_4 はインピーダンスが小さいとして省略）

図3において、 e_{out} と e_{in} の関係は次式で表せる。（3ページ参照）

B式で $R_L = \infty$ とにおいて $e_{out}(\infty)$ を求め、A式に代入して R_g を求

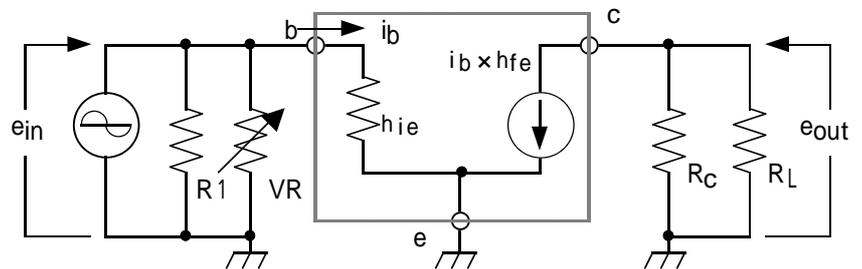


図3

$$e_{out} = \frac{h_{fe} \times (R_c // R_L) \times e_{in}}{h_{ie}} \dots (B)$$

めると

$$R_g = R_c$$

となる。ここで使用したトランジスタの等価回路は簡略化したものであり、トランジスタ自身の出力抵抗は ∞ となっているので、 R_c がそのまま増幅回路の出力抵抗となっている。

図1の回路では出力抵抗は R_c となるので、たとえば $R_L = R_c$ なる負荷抵抗をつなぐと出力電圧 e_{out} は $1/2$ になってしまう。

<周波数特性>

(1) C2の影響

図1の回路で $C2 = 10\mu F$ とすると周波数 $1kHz$ における $C2$ のインピーダンス Zc は 15.9 であり、 $R1$ 、 VR や Tr の hie に比べて十分に小さいが、周波数 $10Hz$ について考えると Zc は 1590 となり、 $C2$ 以降の回路の入力抵抗 Rin に比べて無視できない値となる。周波数 $10Hz$ においては、発振器の出力電圧 ein が Zc と Rin で分割されることになり、その分だけ回路に入力される電圧が小さくなるので出力電圧も小さくなり、見かけ上回路の増幅度が下がる。したがって周波数が低くなると回路の増幅度が下がることになる。

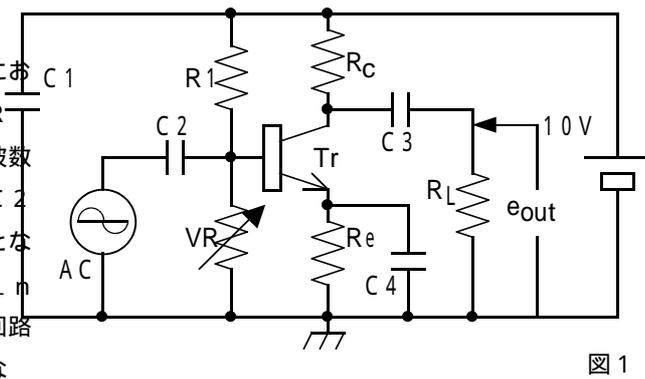


図1

(2) C3の影響

同様に $C3 = 10\mu F$ とすると、周波数 $10Hz$ において Zc は 1590 となり、 $RL = 4.7k$ の場合には Tr のコレクタにおける信号電圧が $C3$ と RL で分圧されることになる。
 $1kHz$ の場合の比べて $10Hz$ では Tr の負荷抵抗が $C3$ のインピーダンスの影響で大きくなるので、その分、増幅度が大きくなる。 $10Hz$ における増幅度はこの両方の影響を受けて決まる。

(3) C4の影響

$C4 = 100\mu F$ とすると、周波数 $10Hz$ において Zc は 159 となり、 $Re = 220$ にたいして無視出来ない値となる。3ページの増幅度の式において $Re = 0$ と $Re = 220$ の場合の計算でわかるように、 Re が大きくなると増幅度が下がるから、周波数が低くなると増幅度が下がる。

(4) まとめ

以上の $C2$ 、 $C3$ 、 $C4$ の影響を含めた図1の等価回路は下の図2となる。
 この図をもとに電圧増幅度、入力インピーダンス、出力インピーダンスを表す式をもとめる。

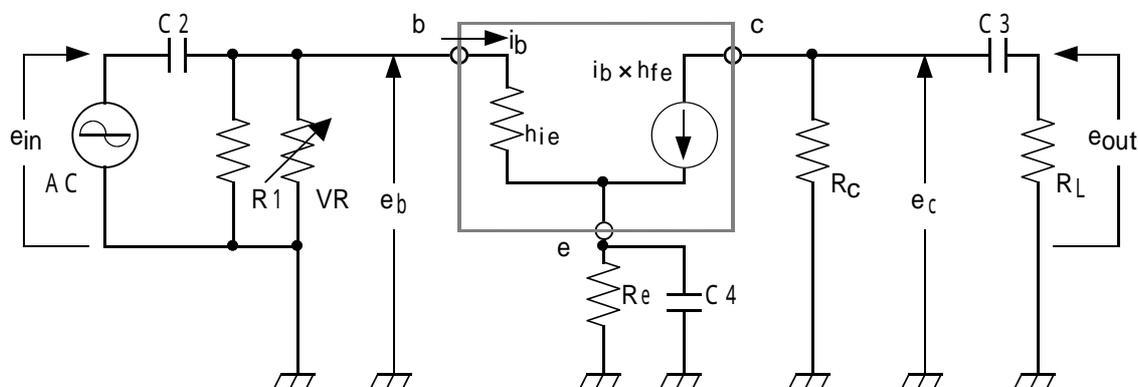


図2

入力回路に注目して、次の式が成り立つ。

$$e_{in} = Z_{c2} \times i_{in} + e_b \quad \dots (A)$$

$$e_b = (i_{in} - i_b) \times (R1 // VR) \quad \dots (B)$$

$$e_b = i_b \times h_{ie} + i_b \times (1 + h_{fe}) \times (Re // Z_{c4}) \quad \dots (C)$$

出力回路に注目して、次の式が成り立つ。

$$e_c = -i_b \times (1 + h_{fe}) \times (Rc // (Z_{c3} + RL)) \quad \dots (D)$$

$$e_{out} = e_c \times RL / (Z_{c3} + RL) \quad \dots (E)$$

A, B, C式から e_b と i_b を消去して e_{in} と i_{in} の関係を求めると次式となる。この式で右辺の第2項は $R1$ と V R の並列抵抗と、 Re 、 $C4$ を含むトランジスタの入力抵抗の並列抵抗を表している。

$$R_{in} = \frac{e_{in}}{i_{in}} = Z_{c2} + \frac{(R1 // VR) \times (h_{ie} + (1 + h_{fe}) \times (Re // Z_{c4}))}{(R1 // VR) + (h_{ie} + (1 + h_{fe}) \times (Re // Z_{c4}))}$$

A, B, C, D, E式から e_b 、 e_c 、 i_b 、 i_c を消去して e_{in} と e_{out} の関係を求めると次式となる。

$$\frac{e_{out}}{e_{in}} = - \frac{1 + h_{fe}}{Z_{c2} + h_{ie} \times [1 + Z_{c2} / (R1 // VR)]} \times \frac{Rc \times RL}{Rc + RL + Z_{c3}}$$

$$\text{ただし } h_{ie} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) \times (Re // Z_{c4})$$