

アンプの製作

基本仕様

(1) スピーカを鳴らして音楽を聴くために必要なアンプについて考える。

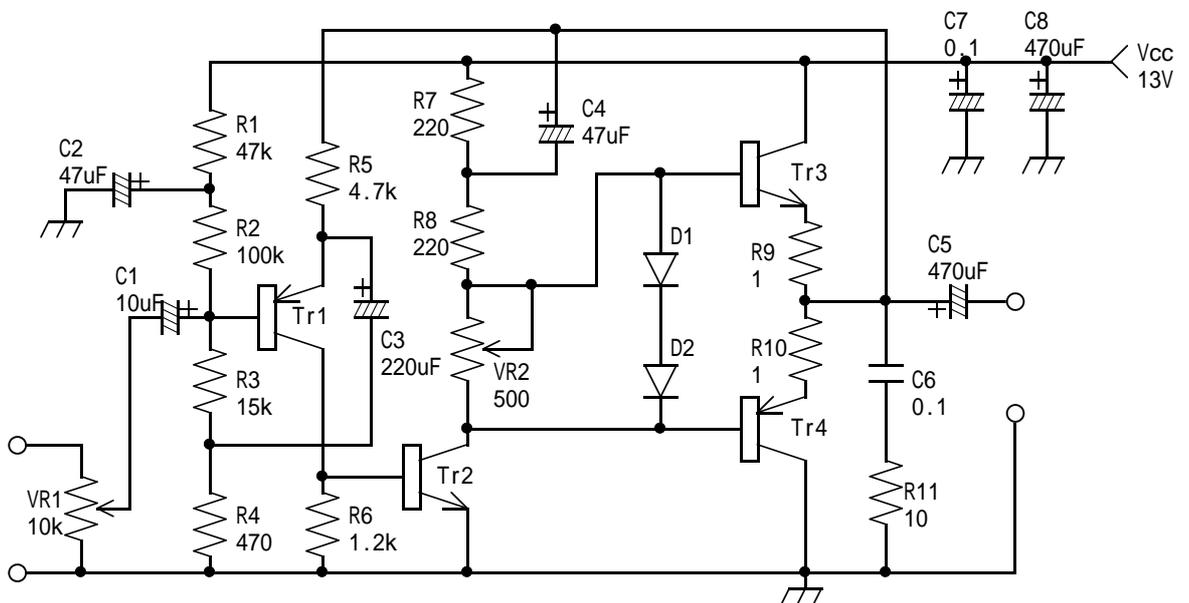
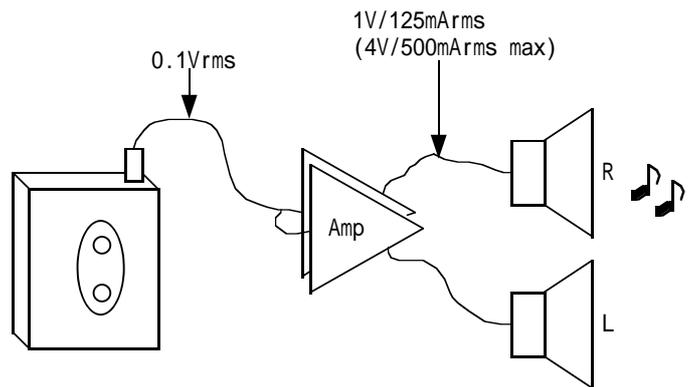
一般に販売されているスピーカは、インピーダンスが4とか8 というものが多い。これは、アンプから見た負荷が8 の抵抗に相当することを意味する。

音楽を聴くときに必要なアンプの出力電力は、スピーカの能率によって左右されるが、隣の部屋の人に迷惑をかけない程度の音量で聴くとすると、普通は2~3Wあれば十分である(豪邸に住むお金持ちの場合、話は別)。

ウォークマン(SONYの登録商標です)のイヤホン端子から出てくる信号電圧は、 $0.1 \sim 0.5 \text{ Vrms}$ 程度と思われる。($8 / 10 \text{ mW}$ で 0.283 Vrms)

以上より、次のような条件でアンプを設計する。

- ・出力電圧 = 4 Vrms ($8 / 2 \text{ W}$)
- ・出力電流 = 0.5 Arms
- ・出力インピーダンス = 出来るだけ小さく
- ・入力インピーダンス = 10 k
- ・電圧増幅度 = 10 倍



Tr1:2SA1015
 Tr2:2SC1959
 Tr3:2SC2120 / BD135
 Tr4:2SA950 / BD136
 D1,D2:1S1588

図1 . アンプ回路図(片チャンネル)

長時間の連続使用には、Tr3=2SC2120、Tr4=2SA950では発熱の面で不安がありますので、それぞれBD135、BD136などに放熱器をつけて使用してください。

エミッタフォロア

(1) 図2のエミッタ接地増幅回路では、

- 電圧増幅度10~100倍を得ることは比較的容易。
- 負荷抵抗は数k 程度以上でなければならない。
- 出力電圧は数V p p、出力電流は数mA p pである。

スピーカの抵抗値は8 Ω なので、図2の回路の負荷として接続すると、電圧増幅度が1倍以下になり、また出力電流が5mA程度しか流せないで具合が悪い。

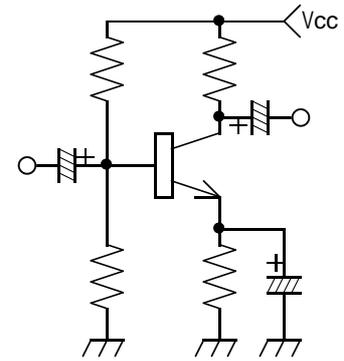


図2

(2) 抵抗値が小さく、比較的大きな電流が流れる負荷に対して使用されるのが図3のエミッタフォロア回路である。図3のように、Trのコレクタは電源Vccに直接接続されており、出力はエミッタから取り出す。Trの小信号等価回路を使ってエミッタフォロア回路全体を等価回路で描くと図4となる。図4をもとにして次の値を計算してみる。(コンデンサのインピーダンスは十分に小さいとして省略。)

- 電圧増幅度
- 入力インピーダンス
- 出力インピーダンス

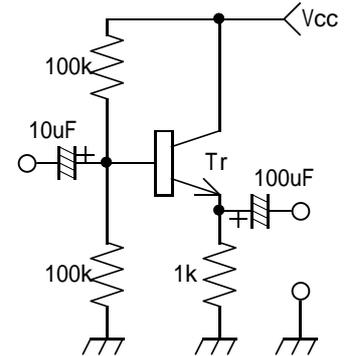


図3

図4より

$$e_{in} = i_b \times (h_{ie} + (1+h_{fe}) \times R_e // R_L) \quad \dots (A)$$

$$e_{out} = i_b \times (1+h_{fe}) \times R_e // R_L \quad \dots (B)$$

A式、B式より i_b を消去すると電圧増幅度が求まる。

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

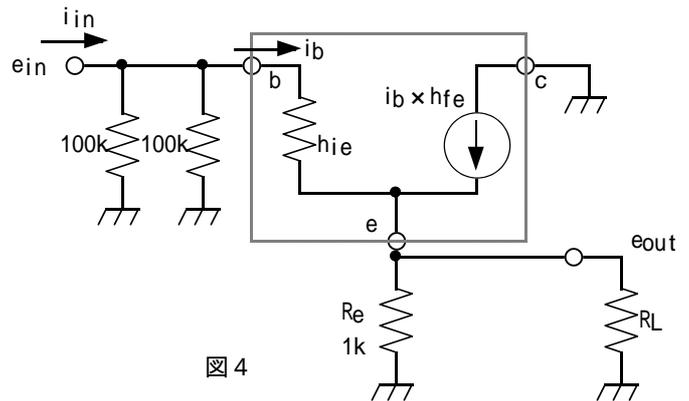


図4

入力インピーダンス R_{in} は、A式と次のC式から i_b を消去して求める。

$$i_{in} = e_{in} / 50k + i_b \quad \dots (C)$$

$$R_{in} = \frac{e_{in}}{i_{in}} = 50k // (h_{ie} + (1+h_{fe}) \times R_e // R_L)$$

出力インピーダンス R_{out} は、 e_{in} 一定として、 $R_L = \infty$ のときの e_{out} の半分の e_{out} になる R_L を求めればよいから、D式より求める。

$$\frac{e_{out}(R_L)}{e_{out}(\infty)} = \frac{(1+h_{fe}) \times R_e // R_L}{h_{ie} + (1+h_{fe}) \times R_e // R_L} \times \frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) \times R_e}{(1+h_{fe}) \times R_e} = \frac{1}{2} \quad \dots (D)$$

$$R_{out} = \frac{R_e}{1 + h_{fe} \times \frac{R_e}{h_{ie}}}$$

以上の結果に次の数値を当てはめて、計算した結果を表1に示す。

$h_{ie} = 2k$
 $h_{fe} = 100$
 $R_e = 1k$
 電圧増幅度
 G_v の式は、分子<分母だから、 $G_v < 1$ である。 R_L と G_v の関係は、次のようである。
 $R_L = 1k : G_v = 0.962$
 $R_L = 100 : G_v = 0.821$
 $R_L = 10 : G_v = 0.333$

h_{ie}	2000	2000	2000	500
h_{fe}	100	100	100	100
R_e	1000	1000	1000	1000
R_L	1000	100	10	10
$G_v(\text{倍})$	0.962	0.821	0.333	0.667
h_{ie}'	52500	11181	3000	1500
$R_{in}()$	25609	9138	2830	1456
$R_{out}()$	19.6	19.6	19.6	5.0

表1

$h_{ie} = 500$ とすると、 $R_L = 10$ でも $G_v = 0.667$ となる。以上より、負荷抵抗が1k 以上であれば $G_v > 1$ となるが、 $h_{ie} \Rightarrow h_{fe} \times R_L$ 、すなわち $R_L \leq 5$ では、 $G_v \leq 0.5$ となる。

入力抵抗

R_L と R_{in} の関係は、次のようになっている。
 $R_L = 1k : R_{in} = 25k$
 $R_L = 100 : R_{in} = 9.1k$
 $R_L = 10 : R_{in} = 2.8k$
 負荷抵抗 = 10 のときでも、入力抵抗は2.8k ある。

出力抵抗

$h_{ie} = 2k$ のとき $R_{out} = 19.6$ 、 $h_{ie} = 500$ のとき $R_{out} = 5$ であり、エミッタ接地増幅回路の場合にくらべて、小さい。

エミッタフォロアの特徴

以上の結果をまとめると

電圧増幅度は1より小さい。
 出力抵抗が小さいので、小さい抵抗値の負荷にも耐えられ、負荷に比較的大きな電流を供給出来る。
 入力抵抗は、負荷抵抗に比べて100倍程度の大きさがあり、出力抵抗の大きい回路と小さい抵抗値の負荷の間で、インピーダンス変換回路として働く。

エミッタフォロアの限界

以上の検討では小信号動作として等価回路を使った計算を行ったが、信号電流と直流バイアス電流について考える。

図3のエミッタフォロアで、出力電圧がプラスになるとき、 T_r から負荷に電流が流れ込み、 T_r にはバイアス電流に信号電流を加算しただけのコレクタ電流が流れるが、その電流値が T_r の許容範囲内であれば特に問題はない。一方、出力電圧がマイナスになるとき、 T_r が負荷から電流を吸い込むので、 T_r にはバイアス電流から信号電流を引き算しただけのコレクタ電流が流れることになり、当然、バイアス電流よりも大きな信号電流は流ることが出来ない。したがって、出力電流のマイナスのピーク値は、 T_r のバイアス電流によって制限される。

出力電流を大きくしたいときにはバイアス電流を大きくしなければならないが、そのためには R_e を小さくするので入力抵抗が下がり、また信号がないときの T_r の消費電力が増えてしまうので、バイアス電流をあまり大きくすることも出来ない。

プッシュプル回路

PNPとNPNのトランジスタを組み合わせ、負荷に対する駆動能力をエミッタフォロアよりもさらに強力にしたものに、プッシュプル回路がある。図5に、概念を示す簡略化した回路を示す。この図では直流バイアス回路は省略してある。

交流入力信号のプラスの半周期にはTr1がエミッタフォロアとして動作して負荷に電流を供給し、このときTr2には電流は流れない。入力信号のマイナスの半周期にはTr2がエミッタフォロアとして動作して負荷から電流を吸い込む。このときTr1には電流は流れない。この様子を図6に示す。

このようにすると、プラスの半周期にもマイナスの半周期にも、負荷が必要とするだけの電流がTr1、Tr2から供給されるので、Tr1個のエミッタフォロアの場合のように、バイアス電流によって出力電流が制限されることはない。

図5の回路のままでは、トランジスタのVBEのために0V付近の入力信号に対して出力が出ないので、図7のように、あらかじめベースエミッタ間にバイアス電圧をかけて無信号時にもTr1、Tr2にコレクタ電流が少し流れるような回路とする。

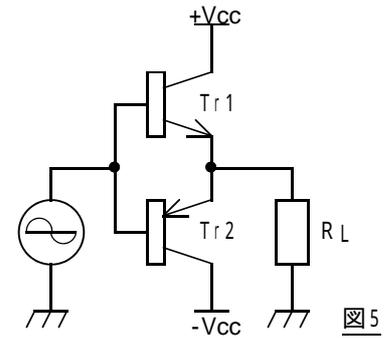


図5

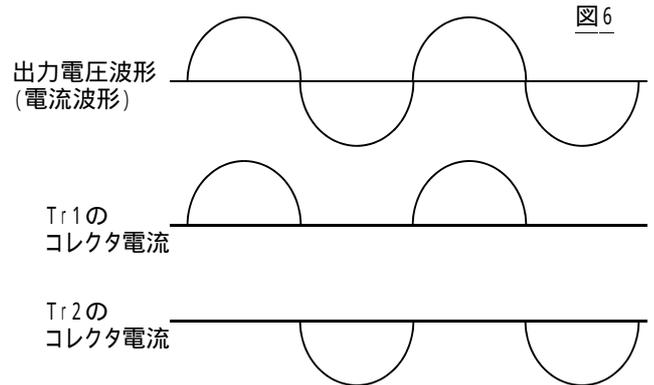


図6

バイアス回路

Tr1、2のベースエミッタ間バイアス電圧を作るのに、ダイオードD1、2を使う。R1、R2を通してD1、2に電流を流し、D1、2の両端の電圧がトランジスタのVBE2個分にほぼ等しいことを利用してTr1、2のベース間に電位差を与える。これによりTr1、2にベース電流が流れる。

温度が上昇すると、ダイオードの順方向電圧とトランジスタのVBEは両方とも小さくなる。これによりバイアス電流が増加して、ベース電流も増加すると、Tr1、2のコレクタ電流が増加して発熱量が増加し、それにより温度上昇すると、VBEが小さくなってさらにベース電流、コレクタ電流が増えてさらに発熱することになり、このサイクルを繰り返して熱暴走するので、R2、4を入れて、Trのコレクタ電流が増えたらベースエミッタ間にかかる電圧を下げるようにして、熱的安定化を図る。

Tr1、2のベース電流に比べてD1、2に流れる電流が大きいので、D1、2の両端の電圧が必要以上に大きくならないように並列に変抵抗VRを入れ、これによりTr1、2のコレクタ電流を調整する。

以上のバイアス回路によって流すバイアス電流の大きさは、ゼロ付近の入力信号に対して正常に出力が得られる範囲で小さな値でよい。バイアス電流が不足している場合、出力電圧波形が図8のように歪む。これをクロスオーバー歪みという。バイアス電流が多すぎる場合、出力波形は問題無いが、Trの発熱が大きくなる。

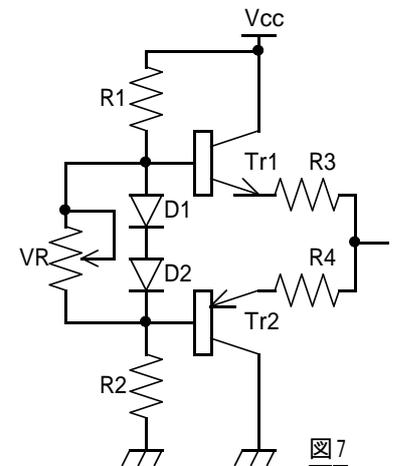


図7

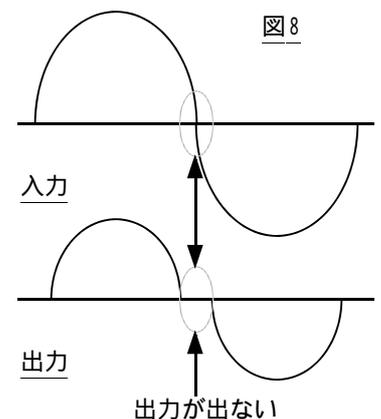


図8

直結2段エミッタ接地増幅回路

図9はエミッタ接地増幅回路を2段結合した増幅回路である。

(1) 構成

1段目はPNPトランジスタによるエミッタ接地増幅回路である。R1, R2でベースバイアス電圧を与え、エミッタはC2で交流的に接地されており(電源は交流的にGNDと同じ電位にある)、R3がコレクタ負荷抵抗となっている。エミッタの抵抗R4は2段目の出力に接続されている。

2段目はNPNトランジスタによるエミッタ接地増幅回路である。ベースは、1段目のコレクタに直結されている。エミッタはGNDに直接接地されており、R5がコレクタ負荷抵抗である。

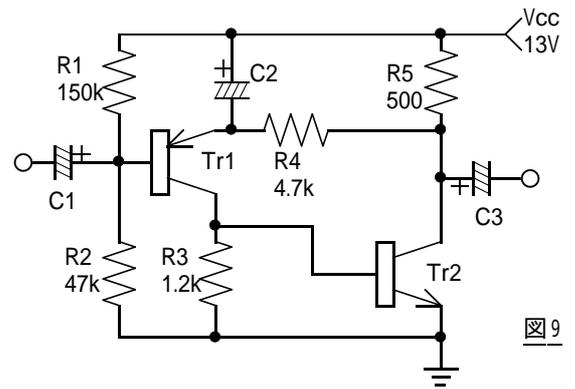


図9

(2) バイアス回路

負帰還を使ったバイアス回路となっている。図10のバイアス回路と比較してその動作を検討する。

図10では、Tr1のバイアス電流は、R1, R2, R4, VccとTr1の特性(hFE等)で決まり、その結果決まるTr1のコレクタ電圧がそのままTr2のベース電圧となる。Tr2のコレクタ電圧は、Tr2のベース電流と、R5, Tr2の特性(hFE等)で決まる。

Tr2のベース電圧とベース電流の関係は非線型であり、わずかの電圧変化で電流が大きく変化する。そのために、Tr1のコレクタ電圧(=Tr2のベース電圧)のわずかな変化でTr2のベース電流が大きく変化して、それがTr2のコレクタ電圧の変化となる。

Tr2のコレクタ電圧=1/2Vccとなるように、Tr1のバイアス回路定数R1~R4を決めても、例えば、周囲温度が変化するとhFE、VBEなどが変化して、Tr2のコレクタ電圧は変化してしまう。

次に図9のバイアス回路について考える。図11を参照して次の式が成り立つ。

$$\frac{(V_{cc}-V_{B1})}{R1} + I_{B1} = \frac{V_{B1}}{R2}$$

$$I_{E1} = I_{B1} \times (h_{FE}+1) = \frac{V_{C2}-V_{E1}}{R4}$$

$$I_{B1} \times h_{FE} = I_{B2} + \frac{V_{BE}}{R3}$$

$$\frac{(V_{cc}-V_{C2})}{R5} = I_{E1} + I_{C2}$$

$$I_{C2} = I_{B2} \times h_{FE}$$

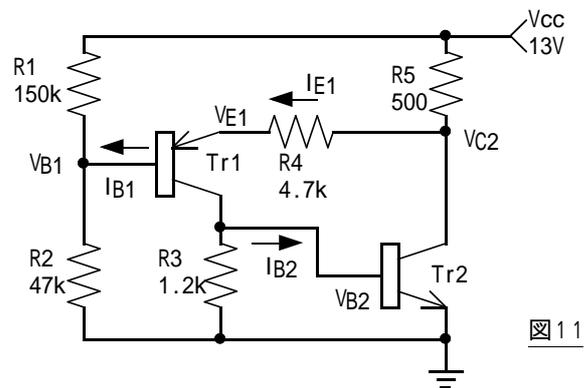


図11

VBE = 0.65V一定、hFE = 100として、これらの式を解いて、電流電圧を求めると次のようになる。計算の詳細については補足参照。

IB1 = 6.533uA	IB2 = 111.6uA
IC1 = 653.3uA	IC2 = 11.16mA
VB1 = 3.3353V	VC2 = 7.09V
VE1 = 3.985V	

以上の計算で求めた動作点にあるときに、温度上昇により V_{BE} が小さくなったとすると、 Tr_1 のベース電流とコレクタ電流が増えて、その結果 Tr_2 のベース電流が増えて V_{C2} が下がる。ところが、 V_{C2} が下がると R_4 をとおして Tr_1 のエミッタ電圧を下げ、ベース電流を減らすので、 V_{BE} が小さくなったことによる Tr_1 のベース電流の増加を押さえるように作用する。すなわち、 Tr_1 と Tr_2 で直流結合し、負帰還がかかるように構成することにより、温度変化や Tr のパラメータのばらつきに対して動作点があまり変化しないような回路としている。

バイアス回路定数を簡易的に求めるには次のようにする。

$V_{CC} = 13V$ に対して、 Tr_2 のコレクタ電圧を $7V$ にしたい。

Tr_2 のコレクタ電流は約 $(13 - 7) / 500 = 12mA$ となる。

Tr_2 のベース電流は $12 / 100 = 0.12mA$ となる。

Tr_1 のコレクタ電流(エミッタ電流)は $0.65 / 1.2k + 0.12mA = 0.66mA$ となる。

Tr_1 のエミッタ電圧は $7V - 0.66mA \times 4.7k = 3.898V$ となる。

Tr_1 のベース電圧は、 $3.898V - 0.65V = 3.248V$ となる。

R_1, R_2 を Tr_1 のベース電流、ベース電圧から決める。

(3) 交流増幅度

バイアス回路の計算のなかで、 V_{C2} と V_{B1} の関係を求めて、 V_{B1} を強制的に変化させた場合の V_{C2} の変化を計算すると、 $V_{C2} / V_{B1} = 14.3$ 倍となる。2段アンプなのに増幅度がこんなに小さいのは、出力 V_{C2} から R_4 によって負帰還がかかっているからである。交流アンプとしては増幅度を高くしたいので、 R_4 をとおした負帰還がかからないように C_2 で Tr_1 のエミッタを交流的にGNDに落とす。

図9の交流等価回路は、図12となる。この図をもとにして電圧増幅度を求める。

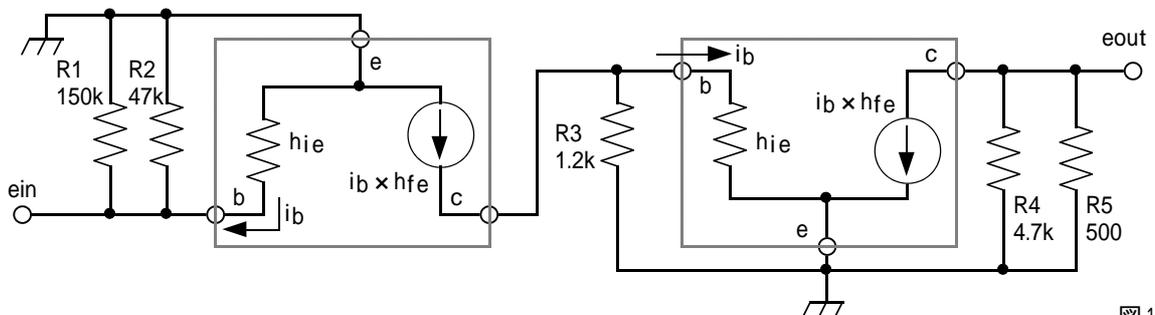


図12

$$ib1 = ein / hie1$$

$$ib2 = (ib1 \times hfe1 \times R3 / hie2) / hie2$$

$$eout = ib2 \times hfe2 \times R4 / R5$$

$$= (ib1 \times hfe1 \times R3 / hie2) / hie2 \times hfe2 \times R4 / R5$$

$$= (ein / hie1 \times hfe1 \times R3 / hie2) / hie2 \times hfe2 \times R4 / R5$$

$$eout / ein = (1 / hie1 \times hfe1 \times R3 / hie2) / hie2 \times hfe2 \times R4 / R5$$

$hie=2k$ 、 $hfe=100$ として $eout/ein$ を計算すると約850となる。

最終回路

最終回路（図1）は直結2段エミッタ接地増幅回路にプッシュプル回路を組み合わせたものである。

（1）バイアス回路

Tr 2のコレクタ電圧がVccの約半分となるようにして、プッシュプル回路のベース部分をTr 2のコレクタに直接接続する。

Tr 1のエミッタ抵抗R5はプッシュプル回路の出力に接続する。

直流負帰還はプッシュプル回路の出力からTr 1のエミッタへR5をとおしてかけている。

動作点の計算は直結2段エミッタ接地増幅回路の場合とほぼ同じで、プッシュプル回路は入力電圧 = 出力電圧として扱えばよい。

（2）交流回路

Tr 2の負荷は、R7 + R8とプッシュプル回路の入力インピーダンスを並列にしたものであるが、R7とR8が2個に分かれていてC4が間につながっている部分は「ブートストラップ回路」と呼ばれるものである。

直結2段エミッタ接地増幅回路の利得は大きい（800以上）ので、最終的なアンプの利得を下げ、また歪み特性を改善するために、交流負帰還をかける。図9の回路ではTr 1のエミッタは交流的に接地してあったが、最終回路ではTr 1のエミッタはC3とR4で交流的に接地して、出力電圧をR5とR4で分圧してTr 1のエミッタに戻している。これにより交流信号に対する電圧増幅度は約10倍（= 4.7k / 470）となる。

Tr 1のベースバイアス抵抗がR1, R2の2個に分かれていてC2が付いているのは、Tr 1のベース電圧がVccの変動やリップルの影響を受けないようにするためである。

（3）ブートストラップ

プッシュプル回路がスピーカに負荷電流を供給するとき、Tr 2はプッシュプル回路に対してベース電流を供給する。スピーカに対する電流を500mA_{rmsmax}とすると、プッシュプル回路に対して供給するベース電流は5mA_{rms}程度は必要であり、ベース以外の抵抗等に流れる分も考えると、Tr 2はその2倍程度の電流を供給しなければならず、コレクタ電流として10mA程度は必要になる。そのためにTr 2のコレクタ抵抗は比較的小さな値となってしまう。

Tr 2のコレクタ抵抗が小さいと、直結2段エミッタ接地増幅回路の利得が下がってしまうので、なるべくならTr 2のコレクタ抵抗は大きくしたい。

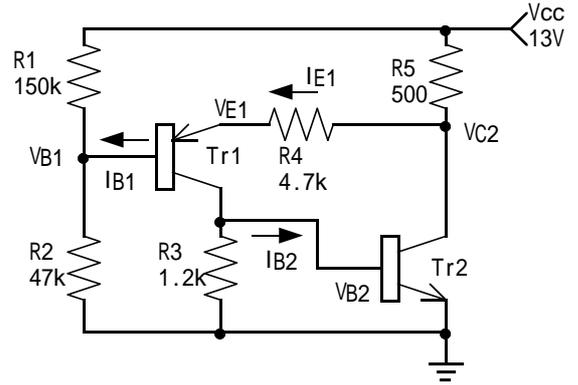
上の矛盾する要求を満たすためのものがブートストラップ回路である。Tr 2のコレクタの信号電圧とプッシュプル回路の出力の信号電圧はほぼ等しい。プッシュプル回路の出力をC4でR7とR8の接続点に戻すと、R8の両端の信号電圧はほぼ等しくなる。すなわち、Tr 2のコレクタ電圧がプラスに振ればR7とR8の接続点もプラスに振り、Tr 2のコレクタ電圧がマイナスに振ればR7とR8の接続点もマイナスに振る。そのためにR8の両端の電圧はほぼ一定となり、R8には信号電流は流れないことになる。したがってTr 2の負荷とならない。これにより、R7, R8の直流抵抗値を小さく保ちながら、Tr 2の等価的な交流コレクタ抵抗を大きくすることが出来る。（この回路は現在では使われない。かわりにカレントミラー回路が使われる。）

（4）その他

C6とR11は、発振防止用である。スピーカのインピーダンスは公称8Ωであるが、実際のインピーダンスは周波数によって変化し、また共振周波数が存在する。スピーカケーブルも含めて、高周波におけるアンプの負荷を考えると、そのインピーダンスがどのようなになるか不確実で、そのままではアンプの安定度を損なう可能性があるため、高周波においてアンプ負荷のインピーダンスが上がらないようにC6とR11で終端している。

<補足> バイアス回路の計算

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(V_{cc}-V_{B1})}{R1} + I_{B1} = \frac{V_{B1}}{R2} \quad \dots (1) \\ I_{E1} = I_{B1} \times (h_{FE}+1) = \frac{V_{C2}-V_{E1}}{R4} \quad \dots (2) \\ I_{B1} \times h_{FE} = I_{B2} + \frac{V_{BE}}{R3} \quad \dots (3) \\ \frac{(V_{cc}-V_{C2})}{R5} = I_{E1} + I_{C2} \quad \dots (4) \\ I_{C2} = I_{B2} \times h_{FE} \quad \dots (5) \end{array} \right.$$



4式、5式より

$$V_{cc}-V_{C2} = (I_{E1}+I_{C2}) \times R5 = [I_{B1} \times (h_{FE}+1) + I_{B2} \times h_{FE}] \times R5 \quad \dots (6)$$

3式より

$$I_{B2} = I_{B1} \times h_{FE} - \frac{V_{BE}}{R3} \quad \dots (7)$$

7式を6式に代入して I B 2 を消去すると

$$V_{cc}-V_{C2} = \left(I_{B1} \times (h_{FE}+1) + h_{FE} \times \left[I_{B1} \times h_{FE} - \frac{V_{BE}}{R3} \right] \right) \times R5$$

$$V_{cc}-V_{C2} = I_{B1} \times (h_{FE}+1 + h_{FE} \times h_{FE}) \times R5 - h_{FE} \times R5 \times \frac{V_{BE}}{R3} \quad \dots (8)$$

2式より

$$\begin{aligned} V_{C2}-V_{E1} \\ = V_{C2}-V_{B1}-V_{BE} = R4 \times I_{B1} \times (h_{FE}+1) \end{aligned} \quad \dots (9)$$

8式 + 9式により V C 2 を消去すると

$$\begin{aligned} V_{cc}-V_{B1}-V_{BE} &= I_{B1} \times (h_{FE}+1 + h_{FE} \times h_{FE}) \times R5 - h_{FE} \times R5 \times V_{BE}/R3 + R4 \times I_{B1} \times (h_{FE}+1) \\ V_{cc}-V_{B1}-V_{BE} &= I_{B1} \times [(h_{FE}+1)(R4+R5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R5] - h_{FE} \times R5 \times V_{BE}/R3 \end{aligned} \quad \dots (10)$$

1式より

$$\begin{aligned} V_{cc}-V_{B1} + R1 \times I_{B1} &= V_{B1} \times R1/R2 \\ V_{B1} \times (R1/R2+1) &= V_{cc} + R1 \times I_{B1} \\ V_{B1} &= V_{cc} \times R2/(R1+R2) + R1 \times R2 \times I_{B1}/(R1+R2) \end{aligned} \quad \dots (11)$$

10式、11式より V B 1 を消去すると

$$\begin{aligned} V_{cc}-V_{cc} \times R2/(R1+R2) - R1 \times R2 \times I_{B1}/(R1+R2) - V_{BE} \\ &= I_{B1} \times [(h_{FE}+1)(R4+R5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R5] - h_{FE} \times R5 \times V_{BE}/R3 \\ I_{B1} \times [(h_{FE}+1)(R4+R5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R5 + R1 \times R2/(R1+R2)] \\ &= V_{cc} \times R1/(R1+R2) - V_{BE} + h_{FE} \times R5 \times V_{BE}/R3 \\ I_{B1} &= \frac{V_{cc} \times R1/(R1+R2) + (h_{FE} \times R5/R3 - 1) \times V_{BE}}{(h_{FE}+1)(R4+R5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R5 + R1 \times R2/(R1+R2)} \end{aligned} \quad \dots (12)$$

1 1 式、1 2 式より

$$V_{B1} = V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) + R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2) \times \frac{V_{CC} \times R_1 / (R_1 + R_2) + (h_{FE} \times R_5 / R_3 - 1) \times V_{BE}}{(h_{FE} + 1)(R_4 + R_5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R_5 + R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)} \dots (13)$$

9 式、1 1 式より V_{B1} を消去すると

$$V_{C2} = V_{B1} + V_{BE} + R_4 \times I_{B1} \times (h_{FE} + 1)$$

$$= V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) + R_1 \times R_2 \times I_{B1} / (R_1 + R_2) + V_{BE} + R_4 \times I_{B1} \times (h_{FE} + 1)$$

$$= V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) + V_{BE} + [R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2) + R_4 \times (h_{FE} + 1)] \times I_{B1}$$

$$V_{C2} = V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) + V_{BE}$$

$$+ [R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2) + R_4 \times (h_{FE} + 1)] \times \frac{V_{CC} \times R_1 / (R_1 + R_2) + (h_{FE} \times R_5 / R_3 - 1) \times V_{BE}}{(h_{FE} + 1)(R_4 + R_5) + (h_{FE} \times h_{FE}) \times R_5 + R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)}$$

... (14)

以上の 1 2、1 3、1 4 式で、回路定数と T_r のパラメータより I_{B1} 、 V_{B1} 、 V_{C2} を計算することが出来る。

次に V_{B1} と V_{C2} の関係を求める。

1 1 式より

$$V_{B1} - V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) = R_1 \times R_2 \times I_{B1} / (R_1 + R_2) \dots (15)$$

9 式、1 5 式より I_{B1} を消去すると

$$\frac{V_{B1} - V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2)}{V_{C2} - V_{B1} - V_{BE}} = \frac{R_1 \times R_2 \times I_{B1} / (R_1 + R_2)}{R_4 \times I_{B1} \times (h_{FE} + 1)} = \frac{R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)}{R_4 \times (h_{FE} + 1)}$$

$$[V_{B1} - V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2)] [R_4 \times (h_{FE} + 1)] = [V_{C2} - V_{B1} - V_{BE}] [R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)]$$

$$V_{C2} \times [R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)] = V_{B1} \times [R_4 \times (h_{FE} + 1) + R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)]$$

$$+ V_{BE} \times R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2) - V_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) \times [R_4 \times (h_{FE} + 1)]$$

$$V_{C2} \times R_1 \times R_2 = V_{B1} \times [R_4 \times (h_{FE} + 1) \times (R_1 + R_2) + R_1 \times R_2] + V_{BE} \times R_1 \times R_2 - V_{CC} \times R_2 \times R_4 \times (h_{FE} + 1)$$

$$V_{C2} = V_{B1} \times [R_4 \times (h_{FE} + 1) \times (R_1 + R_2) / R_1 R_2 + 1] + V_{BE} - V_{CC} \times R_4 \times (h_{FE} + 1) / R_1$$