

トランジスタによる可聴周波増幅器 (第4報)

関 山 正 憲

Audio Frequency OTL Transistor Amplifier (No. 4)

Masatoshi SEKIYAMA

Abstract:— This paper deals with the design of the set “Fig. 1”, which is the modified circuit of Fig. 3.4 in the previous report: bibliography (1).

It is important that the output voltage of the first stage must be kept in constant level, because the total circuit is composed of the direct coupling stages. So, as the first stage, I used the circuit of Fig. 2.6 in bibliography (1) because of its stability.

And then, the stability factor of the second stage decreased to about 1.6. So, the output voltage of this set is very stable for the temperature change. It must be some other use besides the audio amplifier, I think.

1. ま え が き

本報告は前報⁽¹⁾における図3.4の回路を少し変形し、これの設計法を論じたものである。変形した所は、前の回路では終段のエミッター・フォロワーへの入力振幅が足りぬので、トランジスタ1ケを挿入し増幅度を上げた点と、ツェナー・ダイオードを導入し、電源電圧の安定化およびデカップリングを計った点である。結局、回路は本報告において図1として示す所のものとなった。そのトランジスタ使用法は、 TR_1 は第1段目の

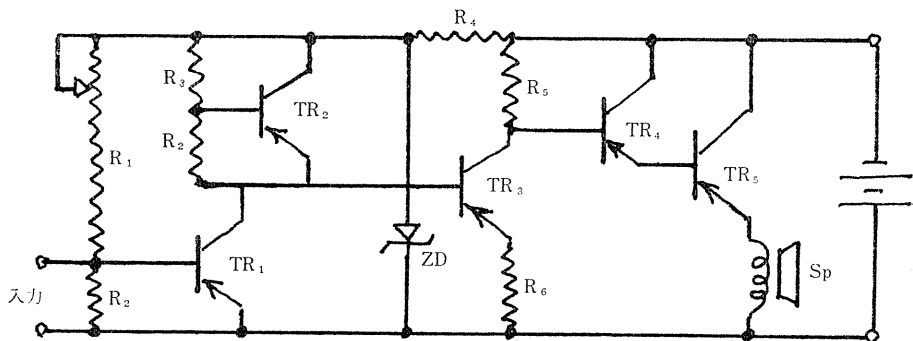


図1 “Fig 1” 作製するセットの総合回路図

増幅で TR_2 はその温度補償, TR_3 は第2段目の増幅で新たに追加されたもの, TR_4 と TR_5 はダーリントン接続で出力段となっている。なお, 負荷の S_p は 8Ω のスピーカーである。

以下, $TR_1 \sim TR_4$ を $2SB77$ のような普通の合金接合型トランジスター, TR_5 を $2SB250$ のような普遍的電力増幅用トランジスターを用いるものとして各段ごとに設計式と具体的数値例とをあげていくこととする。

2. 第1段目の増幅段

図2において TR_1 と TR_2 とが同特性とすると

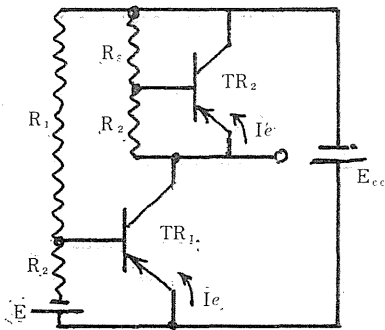


図2 第1段目

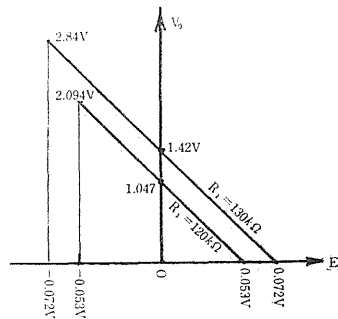


図3 第1段目の入力と出力

$$\begin{cases} E_{cc} = R_1 \left[\frac{V_{be} - E}{R_1} + (1-a)I_e - I_{co} \right] + V_{be} \\ E_{cc} = R_3 \left[\frac{V_{be}}{R_2} + (1-a)I_e' - I_{co} \right] + V_{be} + V_0 \\ aI_e + I_{co} = I_e' + V_{be}/R_2 \end{cases}$$

が成立する。これより I_e, I_e' を消去し整理すると

$$V_0 = \left(1 - \frac{aR_3}{R_1} \right) (E_{cc} - V_{be}) - \frac{aR_3}{R_2} E \quad \dots\dots\dots(2.1)$$

ここで, $R_1 = 130k\Omega, R_2 = 5k\Omega, R_3 = 100k\Omega, a = 70/71, V = 0.12V, E = 6V$ とすると

$$V_0 = 1.42 - 19.7E \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

これを図にすると, 図3の上の斜線となる。次に R_1 のみを $120k\Omega$ に変えると

$$V_0 = 1.047 - 19.7E \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

となり図3の下の斜線で表わされる。(2.2) と (2.3) とは傾斜が等しいので増幅度は変わらない。増幅度は (2.1) を E で微分して

$$A = \frac{\partial V_0}{\partial E} = -\frac{aR_3}{R_2} = -19.7$$

で表わされる。 R_1 の如何に抱らず A は一定となるが, 取扱える電力の方は R_1 が大きいほど大きくなる。

次に, TR_2 に付随する素子を含めて, その部分の等価抵抗 R_B を考えるに, 図2において

$$E_{cc}' = R_3[V_{be}/R_2 + (1-a)I_e' - I_{co}] + V_{be}$$

が成立するので

$$I_e' = \frac{1}{(1-a)R_3} \left(E_{cc}' - V_{be} - \frac{R_3}{R_2} V_{be} + R_3 I_{co} \right)$$

故に

$$R_B = \frac{E_{cc}'}{V_{be}/R_2 + I_e'} = \frac{(1-a)R_3 E_{cc}'}{E_{cc}' + R_3 I_{co} - (1 + R_3/R_2)V_{be}}$$

数値を $R_3=100k\Omega$, $R_2=5k\Omega$, $a=70/71$, $V_{be}=0.12V$, $I_{co}=10\mu A$ として

$$R_B = 1.41 + \frac{2.11}{E_{cc}' - 1.5} [k\Omega] \dots\dots\dots (2.4)$$

これは E_{cc}' のみの関数となり
 図4に示すように双曲線となる。

E_{cc} は E_{cc}' と V_0 とに分圧される。
 $R_1=130k\Omega$ のときは、図3の関係より無入力時 ($E=0$) の第1段目の出力は $V_0=1.42V$ となる。故に

$$E_{cc}' = E_{cc} - V_0 = 6V - 1.42V = 4.58V$$

図4のグラフより $R_B=2.1k\Omega$ が出るので TR_1 の等価抵抗 R_B' は

$$R_B' = 2.1k\Omega \times 1.42/4.58 = 0.65k\Omega$$

となる。

3. 第2段目の増巾段

第2段目は TR_3 とそれに附随する素子で図5のように接続されている。

これがなるべく歪まない条件⁽²⁾は

$$\begin{aligned} \left(2I_c - \frac{I_{co}}{1-a}\right)R_5 + \frac{1}{a} \left(2I_c - \frac{2-a}{1-a}I_{co}\right)R_6 \\ = E_{cc} - V_{be} \dots\dots (3.1) \end{aligned}$$

然るに、 TR_3 の出力電圧および入力電圧をそれぞれ V_0 , V_i とすると

$$V_0 = E_{cc} - R_5 I_c \dots\dots\dots (3.2)$$

$$V_i = V_{be} + R_6 I_c = V_{be} + R_6 (I_c - I_{co})/a \dots\dots\dots (3.3)$$

したがって、(3.1), (3.2), (3.3) より I_c と R_6 を消去して

$$\begin{aligned} I_{co}^2 R_5^2 - [(2-a)E_{cc} + (2a-3)V_0 + (2-a)V_i - V] I_{be} R_5 \\ + (1-a)(E_{cc} - V_0)(2V_i - V_{be} + E_{cc} - 2V_0) = 0 \dots\dots\dots (3.4) \end{aligned}$$

数値を $E_{cc}=8V$, $a=70/71$, $V_0=4V$, $V_i=1.42V$, $V_{be}=0.12V$ として計算し

$$(I_{co} R_5)^2 - 5.32 \times (I_{co} R_5) + 0.15324 = 0$$

といて $I_{co} R_5 = 5.291$ または 0.029 $I_{co} = 0.01mA$ では

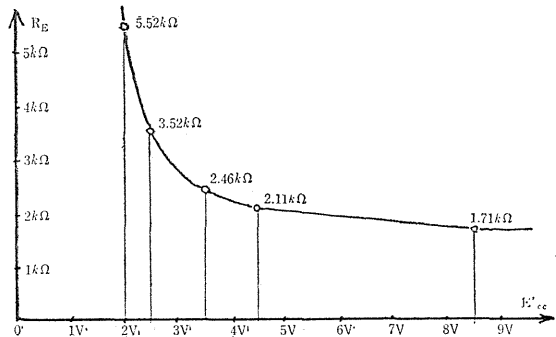


図4 E_{cc} と R_E の関係

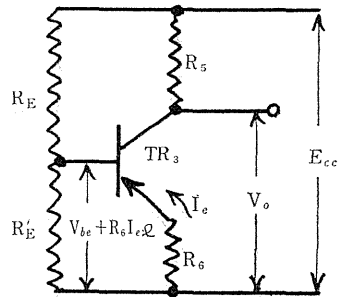


図5 第2段目

$$R_5 = 529.1k\Omega \text{ または } 2.9k\Omega$$

となるが、 $529.1k\Omega$ では TR_5 が動作しないので $2.9k\Omega$ の方をとらねばならぬ。

(3.2) より出した I_c を (3.3) に代入したものより

$$R_6 = \frac{a(V_i - V_{bc})R_5}{E_{cc} - V_0 - R_5 I_{co}} = \frac{70/71(1.42 - 0.12) \times 2.9}{8 - 4 - 2.9 \times 0.01} = 0.937k\Omega$$

と定め得る。

ついでに文献(2)の成立する条件における増幅度は

$$A = \frac{-aR_5R_E/R_E'}{(1+R_E/R_E')R_6 + (1-a)R_E} = \frac{-(70/71) \times 2.9 \times (2.1/0.65)}{(1+2.1/0.65) \times 0.937 + (1-70/71) \times 2.1} = -2.33$$

だから第1段目を経て第2段目の出力側までの総合増幅度は $19.7 \times 2.33 = 46$ となる。

また、第2段目のみの安定係数は

$$S = \frac{R_6 + R_E R_E' / (R_E + R_E')}{R_6 + (1-a)R_E R_E' / (R_E + R_E')} \doteq 1 + \frac{aR_E R_E'}{R_6(R_E + R_E')} = 1.53$$

以上は $R_1 = 130k\Omega$ としたときを計算したものであるが、 $R_1 = 120k\Omega$ とすると (2.3) より無入力時に第3段目にかかる電圧は $1.047V$ となるので $E_{cc}' = 6V - 1.047V = 4.953V$ 図4のグラフより $R_E = 2.0k\Omega$, 故に R_E' も

$$R_E' = 2.0 \times 1.047 / 4.953 = 0.423k\Omega$$

となる。図5において、 $E_{cc} = 8V$, $a = 70/71$, $V_0 = 4V$, $V_i = 1.047V$, $V_{bc} = 0.12V$ として

$$(I_{co}R_5)^2 - 4.94(I_{co}R_5) + 0.11121 = 0$$

として $I_{co}R_5 = 0.023$ が適当な根となる。故に $R_5 = 2.3k\Omega$, $R_6 = 0.53k\Omega$, $A = 3.5$ が前と同様にして得られる。したがって、第1段目より通した総合増幅度は $19.7 \times 3.5 = 69$ となる。また、安全係数も計算の結果 1.65 となる。同様にして $R_1 = 110k\Omega$ として計算した場合は付録2に記しておいた。

次に、この項で紹介した2次方程式にて $(I_{co}R_5)$ を求める方法は、平方根内の計算が微妙のためわずかの誤差もおろそかにはできぬことを強調しておく。

4. 出力段

出力段において先づ注目すべきことは、エミッター・フォロワーなるため入力電圧と出力電圧とがほとんど同じであることと温度による Q 点の移動にわずらわされぬことである。これらは設計を容易なものとするのに特に役立っている。

今出力段の電圧-電流特性において負荷線を考えるに、図6のような斜線となる。横軸 V_{ce} はコレクターとエミッター間の電圧(ボルト)、たて軸 I_c はエミッター電流(A)である。本統は P_{cmax} (TR_5 を $2SB250$ としたときは付録1)の双曲線に接して負荷抵抗 8Ω に該当する傾斜で負荷線を引けば、最大電力を取扱えるわけであるが、コレクター増倍作用および I_c の増加による β の低下によるひずみを避けるため更に内輪に使用するものとして電源電圧 E_{cc} を $8V$ とする。 Q 点をその中点におくため $4V$ のバイアスに対し $4V$ の入力振幅とすると、負荷 8Ω に対し

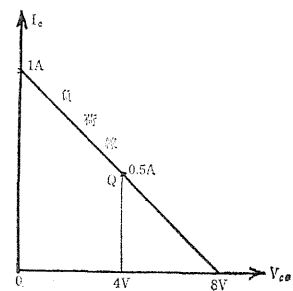


図6 出力段の特性

$$4V/8\Omega=0.5A$$

をながすので、図6において(4V, 0.5A)がQ点として表わせる。

TR_4 , TR_5 の電流増幅率を、それぞれ $\beta_4=70$, $\beta_5=40$ とすると複合トランジスタの入力抵抗は凡そ

$$8\Omega \times (70+1) \times (40+1) = 23.3k\Omega$$

となる。これは前に導かれた R_5 の値に比し充分大きいので、 TR_3 の回路の計算では勘定に入れずに処理しておいた。

同様に、第2段 TR_3 の入力抵抗は、凡そ $R_6(\beta_3+1)$ できるが、 TR_1 および TR_2 よりなる第1段目の出力抵抗に比し充分大きいので第1段目の回路の計算では勘定に入れずに処理しておいた。

前述のとおりこの段がエミッター・フォロワーのため、セット全体の増幅度は、前項で述べた第1段目と第2段目との総合増幅度と同一となる。セット全体の無歪最大入力第2段目の出力振幅を4Vとするものとなる。

文 献

- (1) 関山正憲：トランジスタによる可聴周波増幅器（第3報），茨城大学工学部研究集報第14巻 1967年3月
- (2) 関山正憲：トランジスタ増幅器におけるバイアス付加の一方法，茨城大学工学部研究集報第15巻 1967年2月の62頁(3.6)式

付 録

付録 1.

2SB250 の最大定格は

$$T_j=90^\circ\text{C}, P=54\text{W}, I_{co}=0.5\text{mA}(V_{cb}=30\text{V}),$$

$$I_c=5\text{A}, V_{cb}=30\text{V}, I_e=5\text{A}$$

もし、1mm厚さのAl板100cm²を放熱板としたときは $\theta=8.3^\circ\text{C}/\text{W}$ 、同じく、200cm²のときは $\theta=6.4^\circ\text{C}/\text{W}$ コレクター増倍作用および I_c の増加に伴う β の低下によるひずみを回避するため、なるべく自己加熱しないように内輪の電圧や電流で使用するものとする、最大許容温度による制限のみを考えればよいから

$$\theta P_c \leq \Delta T$$

の式を使えばよい。然るに、周囲温度 $T_A=30^\circ\text{C}$ に対し

$$\Delta T = T_j - T_A = 90^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C} = 60^\circ\text{C}$$

また、放熱板を1mm厚さのAl板100cm²とすると

$$\theta = 8.3^\circ\text{C}/\text{W}$$

故に

$$P_{cmax} = \frac{60}{8.3} = 7.2\text{W}$$

付録2.

$R_1=110k\Omega$ の場合

(2.1) 式に $R_1=110k\Omega$, $R_2=5k\Omega$, $R_3=100k\Omega$, $V_{be}=0.12V$, $E_{cc}=6V$ として代入し

$$V_0=0.603-19.7E$$

を得る。したがって、 $0.603V$ が TR_3 への無入力時入力となる。故に

$$E_{cc'}=6-0.603=5.397[V]$$

図4のグラフより $R_E=2.0k\Omega$, $\therefore R_E'=2.0 \times 0.603/5.397=0.225k\Omega$

(3.4) において $E_{cc}=8V$, $a=70/71$, $V_0=4V$, $V_i=0.603V$, $V_{be}=0.12V$ と入れ

$$(I_{co}R_5)^2-4.4919(I_{co}R_5)+0.0608=0$$

とくと

$$I_{co}R_5=0.012$$

$I_{co}=0.01mA$ として $R_5=1.2k\Omega$, $R_6=1.46k\Omega$ 増幅度 A はこれらから計算すると1より小となる。 R_1 の値の変化は $130k\Omega$, $120k\Omega$, $110k\Omega$ の3種を試みたが極めて微妙な関係にあることがわかる。