

# トランジスタによる可聴周波増巾器 (第3報)

関 山 正 憲

## Audio Frequency OTL Transistor Amplifier (No. 3)

Masatoshi SEKIYAMA

**Abstract:**— Excepting the complementary symmetry circuits or the quasi-complementary symmetry circuits, the push-pull circuit needs a phase splitter.

This report deals with the phase splitters, chiefly, and in the rear part, with the emitter-followers which contain a ripple filter, and a driver circuit which is stable in wide temperature changes.

### 1. ま え が き

前の第2報<sup>(1)</sup>においては準相補対称回路 (Quasi-complementary symmetry circuit) の出力部におけるコンデンサーの影響およびコンデンサーを用いぬ A 級の並列プッシュプル回路についてのべた。この際、並列のプッシュプルは30 $\omega$ のような極く低い周波数にあってもよくはたらくが、この種のもは準相補対称と異なり位相の反対な2つの励振電源を要するので位相分割回路が必要になる。本稿の前半においては主としてこれを取扱った。後半においてはエミッターフォロワーを励振する回路を主に取扱った。この際、エミッターフォロワーへの入力電圧と殆んど同じものが負荷の両端にかかるので、温度により励振回路の出力電圧が変わらぬことが重要となる。この要求を主として比較研究した。

### 2. 位相分割回路

位相分割回路 (phase splitter) は同一交流電源よりそれと逆相のものを作り出し、元の電源の分と共に用いる励振回路である。普通のプッシュプル回路の励振には是非必要で、位相反転回路と称せられることもある。これについては Thomas Roddam がよくまとめている<sup>(2)</sup>。このうち、図2.1の如く1ケのトランジスターのエミッター側とコレクター側より取り出す方法は、エミッター側の内部インピーダンスが低くなるので図示の如く直列抵抗  $R_c$  で補償しなければならぬ。また、それを行ってもコンデンサーで切つてあるので超低周波の増巾がうまくいかぬ。

次に図2.2の“Long-tailed pair”と称せられるものでは、右の出力端子より取り出し

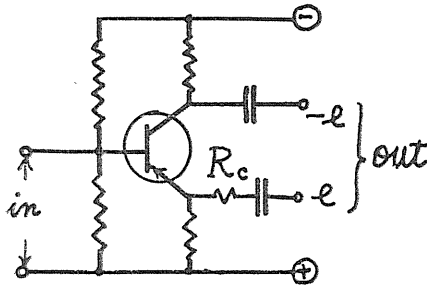


図 2.1

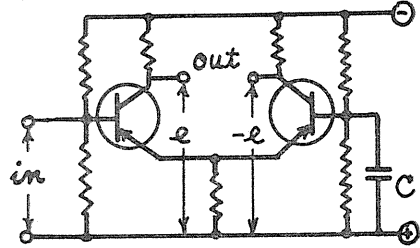


図 2.2

た出力は左のそれよりどうやっても電力が小さくなるのが実験的に確かめられた。これは、右側のトランジスターでは左と異りベースと⊕間に入った抵抗が信号に直列になるためベース電流  $I_b$  が小さくなるからである。コンデンサーを並列に入ればその差は縮まるが、左右の周波数特性を等しくすることは望めない。

図 2.3 を基本とする位相分割回路ではバイアスの関係で右側のトランジスターの電流が大きくなるので、そのベースとエミッター間に短絡抵抗  $R_3$  を挿入しその値を加減して左のトランジスター電流と大きさを合わさなければならぬ。実験の結果、左右の出力を合わすには  $R_2 > R_1$  としなければならぬことがわかった。それならむしろ、 $R_2 = \infty$  とし左のトランジスターで稼いだ電圧利得を

$(R_1 + R_3) : R_3$  の分圧で落せば左右同出力にできる。図 2.2 より増巾度も高いしこれで解決したかに見えたが、右側の出力波形はトランジスターを 1 ケ余分に通るだけ左側よりひずみも多いし、温度の変化に対しコレクター電流の変化がひど過ぎるので使いものにならない。

温度に対して何とか安定な出力を有する位相分割回路はないかと苦心するうち図 2.4 の回路を考え出した。これの出力端子は 2 ケあり互に共扼の電圧を有する。組成は左右が略対称となっているので右側のみを取り出し図 2.5 として研究した。

同図の構造は PNP 型トランジスター 2 ケを直列にしたものの中点より出力端子を出してある。従って、電源  $E$  がないと上下の回路は全く等しい構造なので電源電圧  $E_{cc}$  を丁度 2 等分することとなる。これは上下のトランジスター間において、 $V_{be}$  (付録 §1 参照) や  $I_{co}$  を初め

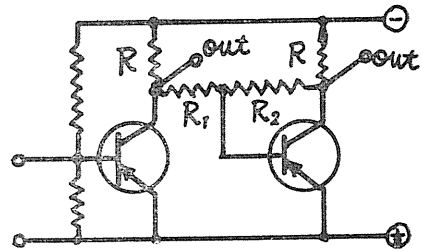


図 2.3

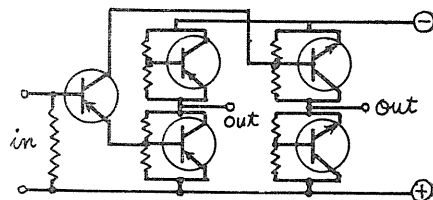


図 2.4

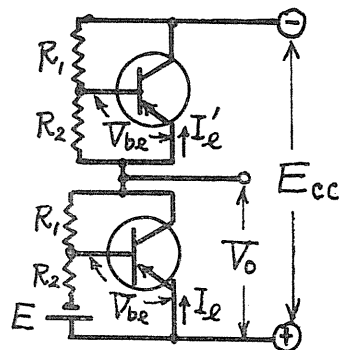


図 2.5

諸特性が等しいからである。

実際の入力は下のトランジスタのベースのみにかかるが、これを下の回路の  $R_2$  に直列に励振電圧  $E$  があるものとして置き換えたものである。上下のエミッター電流をそれぞれ  $I_e, I_e'$  とし、出力電圧を  $V_0$  とすると次の関係式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} E_{cc} &= R_1 \left[ \frac{V_{be}}{R_2} + (1-a)I_e' - I_{co} \right] + V_{be} + V_0 \\ V_0 &= R_1 \left[ \frac{V_{be} - E}{R_2} + (1-a)I_e - I_{co} \right] + V_{be} \\ I_e' + \frac{V_{be}}{R_2} &= I_e + \frac{V_{be} - E}{R_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots 2.1$$

これらより  $I_e, I_e'$  を消去すると

$$V_0 = \frac{E_{cc}}{2} + \frac{aR_1}{2R_2} E \dots\dots\dots 2.2$$

従って、出力  $V_0$  は入力に関する電圧  $E$  の1次式となり直線的に変化をする。 $E$  に対するその変化は

$$\frac{\partial V_0}{\partial E} = \frac{aR_1}{2R_2} = \text{増巾度} \dots\dots\dots 2.3$$

この式は、温度によって変化する  $I_{co}$  や  $V_{be}$  を含んでいないから安定なはずである。

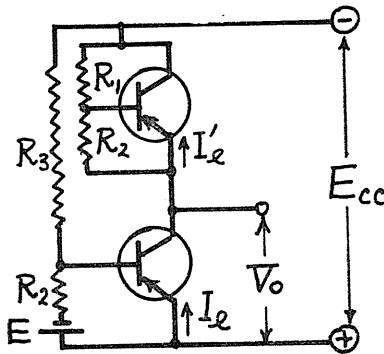


図 2.6

図 2.6 においても、同様に式を立てて

$$\left. \begin{aligned} E_{cc} &= R_1 \left[ \frac{V_{be}}{R_2} + (1-a)I_e' - I_{co} \right] + V_{be} + V_0 \\ E_{cc} &= R_3 \left[ \frac{V_{be} - E}{R_2} + (1-a)I_e - I_{co} \right] + V_{be} \\ I_e - [(1-a)I_e - I_{co}] &= I_e' + \frac{V_{be}}{R_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots 2.4$$

これらより  $I_e, I_e'$  を消去すると

$$V_0 = \left(1 - \frac{aR_1}{R_3}\right) (E_{cc} - V_{be}) + \frac{aR_1}{R_2} E \dots\dots\dots 2.5$$

やはり出力  $V_0$  は  $E$  の1次式となり直線的に変化する。しかも、通常  $E_{cc} \gg V_{be}$  が成立する

ので、 $V_0$  は温度により殆ど影響されない。ここでトランジスタを含む上の回路が1ケの抵抗と等価になっているかどうかを調べるため、トランジスタにかかる電圧と、この回路を通り抜ける電流  $I_e'$  との比を出して見ると

$$\frac{E_{cc} - V_0}{I_e'} = \left[ \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{be} - R_1 I_{co} \right] \frac{1}{I_e'} + R_1 (1-a)$$

となる。これが一定なるためには [ ] 内 = 0 になればよいが、一般にはそうならぬので  $I_e'$  を含む非直線の抵抗に該当する。しかし、このような非直線性が部分的に存在しても、全体の出力  $V_0$  は 2.5 式の如く直線性を有する (図 2.6 においても 2.5 式を微分して増巾度が求まる。即ち

$$\frac{\partial V_0}{\partial E} = \frac{aR_1}{R_2} \dots\dots\dots 2.6$$

これは前の 2.3 式の 2 倍に当たっている。

次に図 2.7 の電圧帰還型バイアス安定回路について考えると

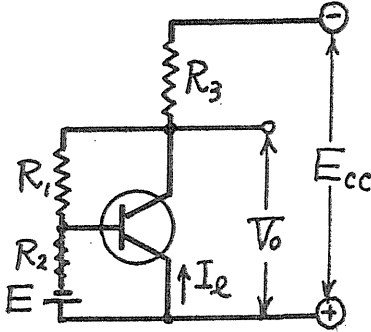


図 2.7

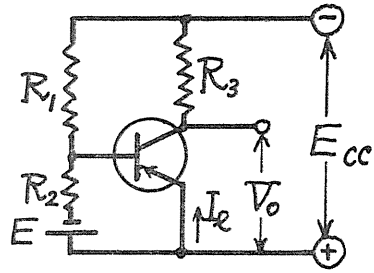


図 2.8

$$\left. \begin{aligned} E_{cc} &= R_3 \left( I_e + \frac{V_{bc} - E}{R_2} \right) + V_0 \\ V_0 &= R_1 \left[ \frac{V_{bc} - E}{R_2} + (1-a) I_c - I_{co} \right] + V_{bc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots 2.7$$

$I_e$  を消去して

$$V_0 = \frac{R_1 R_3}{R_3 + (1-a) R_1} \left[ \frac{1-a}{R_3} E_{cc} + \left( \frac{a}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) V_{bc} - \frac{aE}{R_2} - I_{co} \right] \dots\dots\dots 2.8$$

$$\frac{\partial V_0}{\partial E} = -\frac{R_1 R_3}{R_3 + (1-a) R_1} \times \frac{a}{R_2} \dots\dots\dots 2.9$$

次に普通の図 2.8 の場合は

$$V_0 = (1 - \beta R_3) E_{cc} + \beta R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) V_{bc} - \frac{\beta R_3}{R_2} E - (\beta + 1) R_3 I_{co} \dots\dots\dots 2.10$$

$$\frac{\partial V_0}{\partial E} = -\frac{\beta R_3}{R_2} \dots\dots\dots 2.11$$

以上で図2.5~2.8まで 4 種類の回路をあげたが、これらの出力  $V_0$  の温度特性を実験し図2.9を得た。温度はサーモボックスにて0~40°C の範囲に変えた。 $R_1=35k\Omega$ ,  $R_2=5k\Omega$ , トランジスタは BSB-77 を用いた。

この結果より図 2.6 の安定度は図 2.5 のそれとは大して変わらぬが前に指摘したように 2 倍の増巾度を有するので最も優れている。

### 3. エミッターフォロワー

位相分割回路以前で侵入した電源よりのリップルは、後段で増巾されて重大な影響をおよぼすので、必ずデカップリングを通して電源を供給せねばならぬ。然るにその先に接がるトランジスタは温度により電流を増減するので、デカップリング用抵抗内の電圧降下の変化が著しい。従って、トランジスタは種々の電圧ではたらかされる。これを一定にする場合、ツェナーダイオードを利用するほど厳密な定電圧を要しない時は、図 3.1 を利用するのがよい。

この動作について説明する。

トランジスタでは温度が一定である限り  $V_{be}$  も一定となる。(付録 §1 参照) 従って、図 3.1 の如きエミッターフォロワーの場合

$$E_b = E_L + V_{be} \dots\dots\dots 3.1$$

が成立するから、負荷にかかる電圧  $E_L$  の変化は入力  $E_b$  の変化と等しくなり両者間に殆ど差異がない。これは  $E_{cc}$  が変動していてもこれに無関係に成立する。これを応用して、 $E_b$  がかかるベースと ⊕ 端子間に抵抗  $R$  とコンデンサー  $C$  とを並列に挿入するとリップルフィルターとなるし、ツェナーダイオードを挿入すると定電圧装置となる。

図 3.2 の場合、電源の  $E_{cc}$  が略一定のときは、これを分圧して得る  $E_b$  も一定となり負荷へは略一定の電圧が供給できるので、リップルフィルターと定電圧装置との両作用を兼ねたものが得られる。

(リップルフィルターの原理については付録 §2 参照のこと)

エミッターフォロワーを利用しプッシュプル増巾器としてまとめるには、ダーリントン回路を採用し、図 3.2 を通じて給電しそれらの励振回

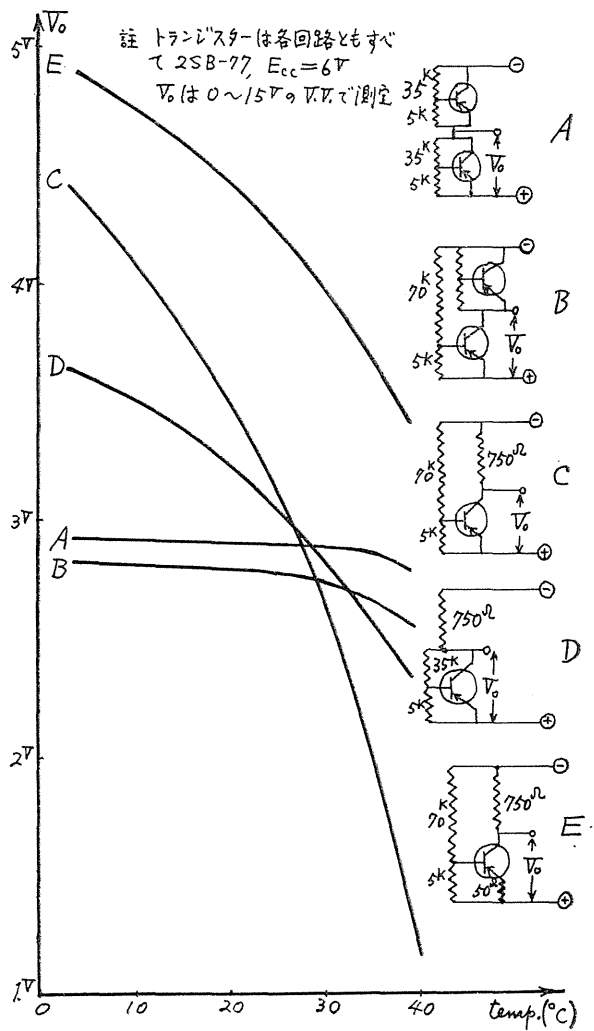


図 2.9

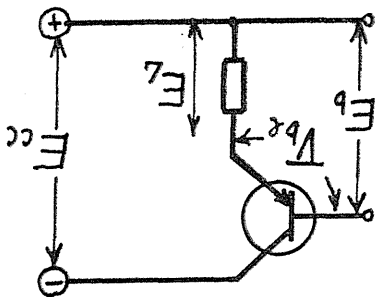


図 3.1

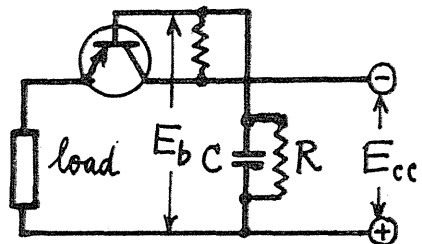


図 3.2

路を図 2.4 の位相分割回路とすればよい。図 3.3 はそれを示す。

また、この片側を用いたものは図 3.4 となる。これではスピーカー  $S_p$  に絶えず直流が

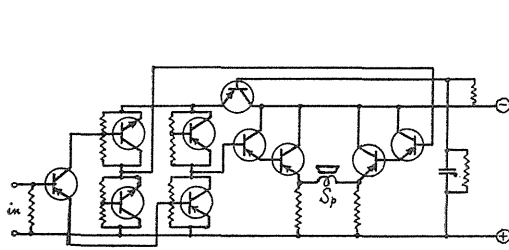


図 3.3

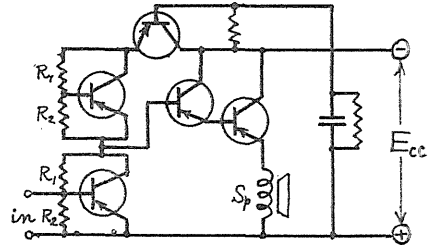


図 3.4

ながれるためボイスコイルは中央より外れて動作するので歪があるし、電力も半分しか扱えないわけだが、回路側のひずみはエミッターフォロワーの部分でおこなず励振回路の部分だけにしぼられるので高忠実度のものを製作しやすい回路が簡単となる。

## 付 録

### 付録 §1 $V_{be}$ について

付図 1 はベースとエミッター間の電圧  $V_{be}$  とベース電流  $I_b$  とを定める図である。斜めの直線は

$$V_{be} = E_{in} - R_b I_b$$

にて示され、トランジスタの置かれた環境により定まる  $V_{be}$  と  $I_b$  の関係を示す。

また、曲線はトランジスタの内部にて決定される  $V_{be}$  と  $I_b$  の特性である。

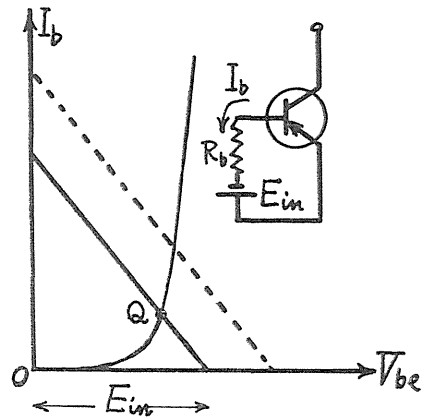
従って、斜めの直線と曲線の交点  $Q$  は外部環境と内部特性とを同時に満足する動作点に当る。然るに内部特性曲線は  $I_b$  が或値以上では殆ど横座標に垂直になるので、 $E_b$  の変化に伴い斜線が平行移動をしてもその交点の横座標は殆ど変わらない。

ただし、温度によってのみ  $G_e$  で  $-2.5\text{mV}/^\circ\text{C}$  の割合で変わる。この略一定の  $Q$  点の横座標は  $G_e$  の場合  $0.1 \sim 0.15\text{V}$  となる。この値を超過する入力加わらぬ限りトランジスタは動作しない。この値を  $V_{be}$  として表現したのである。

### 付録 §2 リップルフィルターの理論

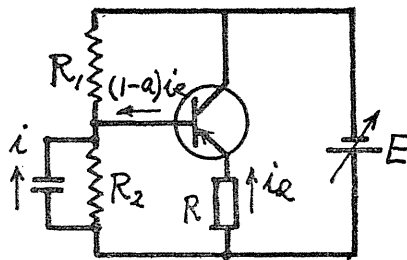
付図 2 にて電源電圧  $E$  が時間  $t=0$  にて突然  $E(1+\alpha)$  に変わった時、 $R$  にながれる電流  $i_e$  が如何に変化するかを考えて見る。

$E$  の変動前はコンデンサー  $C$  への充電電流は 0 で



付図 1

$$\begin{cases} E = R_1 \left[ \frac{V_{be} + Ri_e}{R_2} + (1-a)i_e \right] + V_{be} + Ri_e \\ Ri_e = \frac{\frac{E}{R_1} - V_{be} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}{\frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2} + 1 - a} \times R \end{cases}$$



付 図 2

が成立する。

$E$  の変動後は  $C$  への充電電流  $i$  を生じ

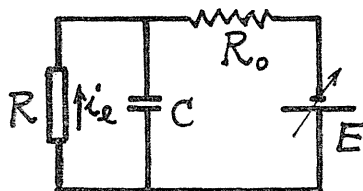
$$\begin{cases} E(1+\alpha) = R_1 \left[ \frac{V_{be} + Ri_e}{R_2} + (1-a)i_e + i \right] + V_{be} + Ri_e \\ \frac{1}{C} \int idt + const = V_{be} + Ri_e \end{cases}$$

が成立する。

これら4つの式より

$$i_e = \frac{\frac{E(1+\alpha)}{R_1} - V_{be} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{\alpha E}{R_1} \exp \left( -\frac{\frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2} + 1 - a}{CR} t \right)}{\frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2} + 1 - a} \dots\dots\dots \text{付 1}$$

次に、付図3の場合の  $E$  の変動に対する  $i_e$  の変化を考えて見る。やはり  $t=0$  にて



付 図 3

$E \rightarrow E(1+\alpha)$  になる。

$E$  の変動前は

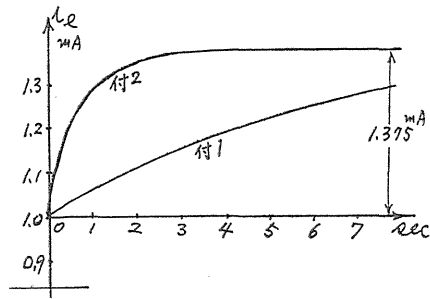
$$i_e = \frac{R}{R+R_0} E$$

$E$  の変動後は

$$\begin{cases} E(1+\alpha) = R_0(i_e + i) + Ri_e \\ Ri_e = \frac{1}{C} \int idt + \frac{R}{R+R_0} E \end{cases}$$

が成立する。これらより

$$i_e = \frac{1}{R_0 + R} \left[ E(1+\alpha) - \alpha E \exp \left( -\frac{R+R_0}{CRR_0} t \right) \right] \dots\dots\dots \text{付 2}$$



付図 4

付1と付2の両式を  $\alpha=0.1$   $E=25V$ ,  $V_{be}=0.1V$ ,  $R_1=R_2=100k\Omega$ ,  $R_0=10k\Omega$ ,  $C=100\mu F$ ,  $R=10k\Omega$  としてプロットすると付図4となる。これより時間的変動は付1式の方がはるかに少いことがわかる。即ち、リップルフィルターの有効であることを示しているわけで、同じ傾斜とするにはコンデンサーの  $C$  容量を約10.8倍にしなければならぬ。

## 参 考 文 献

- (1) 関山正憲：茨城大学工学部研究集報(第13巻)1966 99頁
- (2) T. Roddam: Transistor Amplifiers for Audio Frequencies P. 193~P. 208