

# トランジスタによる可聴周波 OTL 増巾器 第2報

関 山 正 憲

## Audio Frequency OTL Transistor Amplifier (No.2)

Masatoshi SEKIYAMA

**Abstract:**— Containing the condenser in the output stage, the S. E. P. P. transistor amplifier has low fidelity in lower frequency. This fact is theoretically investigated in this report.

And then, the comparative study of several circuits which have no condenser in their each output stages is described.

### 1. ま え が き

前報<sup>(1)</sup>においては、極く普通の SEPP 回路の増巾器を組み、その構成素子の数値の調整および小規模の接続変更等を実験的に追究せるものを報告した。それでは所要周波帯域全般に亘る瀬踏みであったが、今回は特に極く低周波の方まで範囲を広げて究明して見た。昨今のようにピックアップやスピーカーの低周波特性がよくなり、30 $\sim$ でも十分動作するようになると、この試みはますます意義をまして来る。

前回組んだ増巾器は、その出力側にあるコンデンサーのため、極く低周波における忠実度が損われる。これに関する理論を述べ、且つ、そのコンデンサを除去した回路の検討を行ったのがこの報告の内容である。

### 2. C を含む出力回路の理論

周波数特性の良否を一度に観察するものとしてパルス試験<sup>(2)</sup>がある。矩形波を入れた場合の出力波形で特性を知る方法である。最適の入力波形は矩形波だが方形波でも間にあう。前回組んだ増巾器(図1)に30 $\sim$ 附近の方形波を入れ、スピーカーを負荷としてその端子電圧を陰極線オシログラフで観察した所、図2の如く入力波形とは著しく異なった。これは低周波の方の利得が不足で忠実度の低いことを意味する。この理由を数学的に追求して見る。

図3は増巾器図1の出力部のインディシャル応答を計算するための概念図である。それ

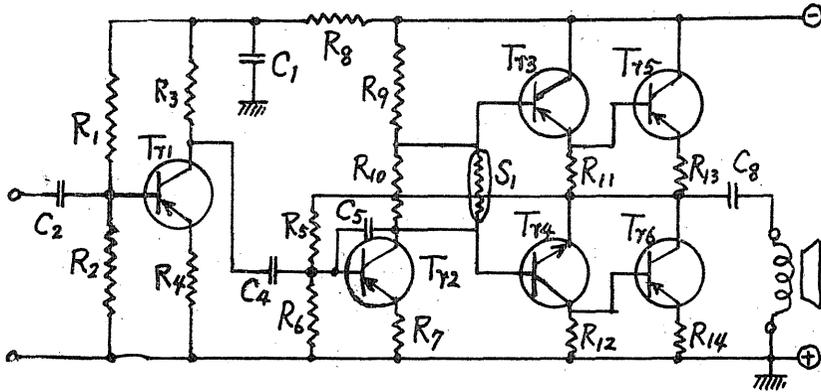


図 1

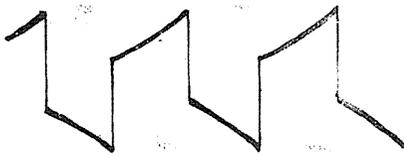


図 2

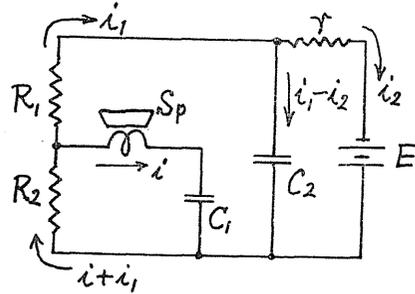


図 3

にて  $R_1, R_2$  はステップ状に変化し,  $r$  はエリミネーター電源部の整流素子の等価抵抗とする。負荷としてのスピーカーは大体  $8\Omega$  の抵抗と  $10\text{mH}$  のインダクタンスの直列となるが極く低周波を取扱うので純抵抗と考え  $Z\Omega$  とする。 $t < 0$  のとき  $R_1 = R_2 = R$  で  $t = 0$  になり  $R_1 \rightarrow R(1-\alpha), R_2 \rightarrow R(1+\alpha)$  と変わる場合, 図3において次の関係が成立する。

$$\begin{cases} R_1 i_1 + \frac{1}{C_2} \int (i_1 - i_2) dt = Zi + \frac{1}{C_1} \int idt & \dots\dots\dots 2.1 \\ R_2 (i + i_1) + Zi + \frac{1}{C_1} \int idt = 0 & \dots\dots\dots 2.2 \\ R_2 (i + i_1) + R_1 i_1 + r i_2 = E & \dots\dots\dots 2.3 \end{cases}$$

2.1 および 2.2 を微分すると

$$\begin{aligned} R_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_2} (i_1 - i_2) &= Z \frac{di}{dt} + \frac{i}{C_1} & \dots\dots\dots 2.1' \\ (R_2 + Z) \frac{di}{dt} + R_2 \frac{di_1}{dt} + \frac{i}{C_1} &= 0 & \dots\dots\dots 2.2' \end{aligned}$$

2.3 より

$$i_2 = \frac{E - (R_1 + R_2)i_1 - R_2 i}{r} \dots\dots\dots 2.3'$$

2.3' を 2.1' に入れ整理すると

$$R_1 \frac{di_1}{dt} = Z \frac{di}{dt} + \frac{i}{C_1} - \frac{i_1}{C_2} + \frac{1}{C_2} \times \frac{E - (R_1 + R_2)i_1 - R_2 i}{r} \dots\dots\dots 2.4$$

2.2' より

$$R_2 \frac{di_1}{dt} = (-Z - R_2) \frac{di}{dt} - \frac{i}{C_1} \dots\dots\dots 2.5$$

2.4 × R<sub>2</sub> - 2.5 × R<sub>1</sub> を作ると

$$(R_2 Z + R_1 Z + R_1 R_2) \frac{di}{dt} + \left( \frac{R_2}{C_1} + \frac{R_1}{C_1} \right) i_1 - \frac{R_2}{C_2} i_1 + \frac{R_2 \{ E - (R_1 + R_2) i_1 - R_2 i \}}{C_2 r} = 0$$

$$i_1 = \frac{C_2 r}{R_2 (R_1 + R_2 + r)} \left[ (R_1 Z + R_2 Z + R_1 R_2) \frac{di}{dt} + \left( \frac{R_1 + R_2}{C_1} - \frac{R_2^2}{C_2 r} \right) i + \frac{R_2}{C_2 r} E \right]$$

これを 2.2' に代入して

$$C_2 r (R_1 Z + R_2 Z + R_1 R_2) \frac{d^2 i}{dt^2} + \left[ \frac{C_2 r (R_1 + R_2)}{C_1} - R_2^2 + (R_2 + Z)(R_1 + R_2 + r) \right] \frac{di}{dt} + \frac{R_1 + R_2 + r}{C_1} i = 0$$

R<sub>1</sub>Z + R<sub>2</sub>Z + R<sub>1</sub>R<sub>2</sub> = A とおくと

$$C_2 r A \frac{d^2 i}{dt^2} + \left[ A + \left\{ \frac{C_2}{C_1} (R_1 + R_2 + Z) + R_2 \right\} r \right] \frac{di}{dt} + \frac{R_1 + R_2 + r}{C_1} i = 0 \dots\dots\dots 2.6$$

次に図3を改善するため案出した図4については下記の関係が成立する。ただし、R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, r, Z については図3の場合と同じ意味とする。

$$\begin{cases} R_1 i_1 + \frac{1}{C} \int (i_1 - i_2) dt = Zi & \dots\dots\dots 2.7 \\ R_2 (i + i_1) + Zi + \frac{1}{C} \int (i + i_1 - i_2) dt = 0 & \dots\dots\dots 2.8 \\ R_2 (i + i_1) + R_1 i_1 + r i_2 = E & \dots\dots\dots 2.9 \end{cases}$$

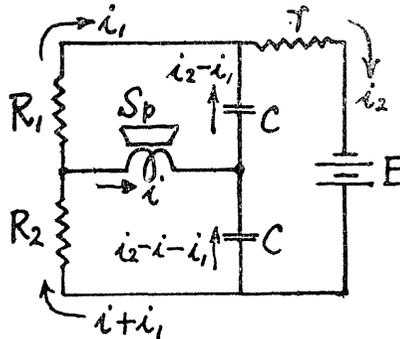


図 4

2.7 および 2.8 をそれぞれ微分し

$$R_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} (i_1 - i_2) = Z \frac{di}{dt} \dots\dots\dots 2.7'$$

$$(R_2 + Z) \frac{di}{dt} + R_2 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} (i + i_1 - i_2) = 0 \dots\dots\dots 2.8'$$

2.9 を変形し

$$i_2 = \frac{E - R_2 i - (R_1 + R_2) i_1}{r} \dots\dots\dots 2.9'$$

2.9' を 2.7' に入れ整理すると

$$R_1 \frac{di_1}{dt} = Z \frac{di}{dt} - \frac{i_1}{c} + \frac{1}{C} \times \frac{E - R_2 i - (R_1 + R_2) i_1}{r} \dots\dots\dots 2.10$$

2.8' より

$$R_2 \frac{di_1}{dt} = (-R_2 - Z) \frac{di}{dt} - \frac{1}{C} (i + i_1 - i_2) \dots\dots\dots 2.11$$

2.10 × R<sub>2</sub> - 2.11 × R<sub>1</sub> を作ると

$$\begin{aligned} (R_1 Z + R_2 Z + R_1 R_2) \frac{di}{dt} - \left( \frac{R_2^2}{C r} + \frac{R_1}{C} \right) i - \left\{ R_2 - R_1 - \frac{(R_1 + R_2) R_2}{r} \right\} \frac{i_1}{C} - \frac{R_1}{C} i_2 = 0 \\ (R_1 Z + R_2 Z + R_1 R_2) \frac{di}{dt} - \left( \frac{R_2^2}{C r} + \frac{R_1}{C} \right) i - \left\{ R_2 - R_1 - \frac{(R_1 + R_2) R_2}{r} \right\} \frac{i_1}{C} \\ - \frac{R_1}{C} \times \frac{E - R_2 i - (R_1 + R_2) i_1}{r} = 0 \end{aligned}$$

これより i<sub>1</sub> を出し 2.10 に代入し整理すると

$$\begin{aligned} C r (R_1 R_2 + R_1 Z + R_2 Z) \frac{d^2 i}{dt^2} + [2 R_1 R_2 + r R_1 + r R_2 + 2 Z (R_1 + R_2 + r)] \frac{di}{dt} \\ + \frac{R_1 + R_2 + r}{C} i = 0 \\ C r A \frac{d^2 i}{dt^2} + [2 A + (R_1 + R_2 + 2 Z) r] \frac{di}{dt} + \frac{R_1 + R_2 + r}{C} i = 0 \dots\dots\dots 2.12 \end{aligned}$$

2.6 と 2.12 において C<sub>1</sub>=C<sub>2</sub>=C なら両式間の相違は第 2 項にのみ存在する。実際に近い値として r=3Ω, C<sub>1</sub>=C<sub>2</sub>=C=1000μF, R=1.5Ω, α=0.2, Z=8Ω を採用し代入して見ると

2.6 式は

$$0.078 \frac{d^2 i}{dt^2} + 64.56 \frac{di}{dt} + 6000 i = 0 \dots\dots\dots \textcircled{a}$$

2.12 式は

$$0.078 \frac{d^2 i}{dt^2} + 109.32 \frac{di}{dt} + 6000 i = 0 \dots\dots\dots \textcircled{b}$$

となる。何れも  $a \frac{d^2 i}{dt^2} + b \frac{di}{dt} + ci = 0$  の形となるので 判別式 = b<sup>2</sup> - 4ac をそれぞれ計算すると何れも正となる。このことから電流の時間的変化は非振動的であることがわかる。①および②各々に相当する増巾器に 50<sup>〃</sup> の方形波を入れたときに表われる i を計算により描くと (この描き方については 附録 1 参照のこと), 図 5 の如くなり 図 2 と相似の波形を生ずる。この際 図 4 の接続に対する②曲線の方が①曲線より減衰がゆるやかで方形波に近くなる。図 3 と図 4 の両回路が同じ波形を出すためには, C<sub>1</sub>=2C とならなければならない。

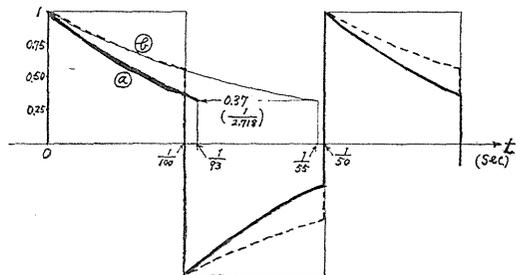


図 5

この章の終りにあたり, 図 3 による回路と図 4 による回路との優劣を纏め

て見ると

i)  $C_1=C_2=C$  なる限り図4の方が図3より低周波において忠実度が高い。これは前述の減衰の遅速の問題の外に、交流1 $\omega$ の振動に対し前半と後半とで異なった回路組成となる点がある。図3図4ともスピーカーを共通にした上下2ケの回路からなるが前半では上、後半では下が主に通電する。然るに図2では上の  $R_1$  に  $C_1$  と  $C_2$  が直列につながり下の  $R_2$  には  $C_1$  のみしかつながらない。即ち上の方が  $C_2$  のリアクタンスだけ大となり前半の波形が縮む。

ii) 図4はブリッジにおいて検出器がスピーカーで置換されたものと見なされるから電源の含有するハムに禍されぬ。実験でも図1の回路では入力をしぼる程ハムがふえることを知った。

iii) 図3を出力部に組入れた増中器2ケを1ケの電源で駆動しステレオとする場合、電源の内部インピーダンスが共通となり左右間に電氣的干渉を生ずる。しかし、図4を組込んだものにはこの現象は生じない。

iv) 図3の  $C_2$  の耐圧は  $C_1$  に比し2倍を要する。容量も  $1000\mu F$  位の大きなものを用いるのでゆるがせには出来ぬ。

### 3. C を用いぬ A 級プッシュプル回路

出力部にコンデンデンサーを含むと極低周波において忠実性が損われることは前述の通りである。それならそれを用いずに済ますという立場から、思い付く回路を少し検討して見る。

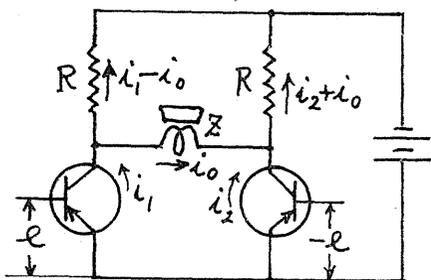


図 6

先づ図6であるが、これにて  $T_T$  (トランジスタの略号として以後これを用う) は左右同特性とし、且つ、そのコレクター電流は、 $i=a+bV_{eb}+c(V_{eb})^2$  (附録2) として表わせるものとして解析する。ただし、 $V_{eb}$  はエミッターとベース間にかかる駆動電圧を示し、 $b/2c$  より小なるものとする。

右の  $V_{eb}$  を左の  $V_{eb}$  に比べ丁度  $180^\circ$  位相が異なるように駆動してやると、左につき  $V_{eb}=e$ , 右につき  $V_{eb}=-e$  と表わせ次の関係が成立する。

$$\begin{cases} i_1 = a + be + ce^2 & \dots\dots\dots 3.1 \\ i_2 = a - be + ce^2 & \dots\dots\dots 3.2 \\ Zi_0 = R(i_1 - i_0) - R(i_2 + i_0) & \dots\dots\dots 3.3 \end{cases}$$

$i_1$ : 左のコレクター電流

$i_2$ : 右 " "

$i_0$ : スピーカーに流れる電流

$R$ : コレクターに直列に入れた抵抗

$Z$ : スピーカーのインピーダンス

3.3 より 
$$i_1 - i_2 = \left(\frac{Z}{R} + 2\right) i_0$$

3.1 より 3.2 を引き  $i_1 - i_2 = 2be$   
 これら両式より  $i_0 \propto e$

これは  $i_0$  が  $e^2$  の項を含まぬことで ひずまぬことを示す。ただし、駆動電圧  $e$  が大き過ぎると  $T_r$  のうち片方が通電しても他方を遮断し、A 級より B 級に移行せしむることになる。すると  $e^2$  の項は相殺しきれず出て来る。

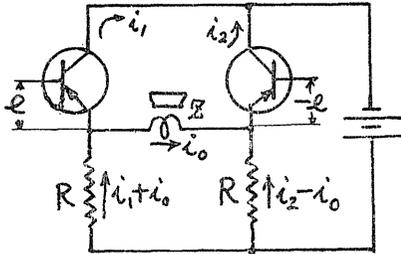


図 7

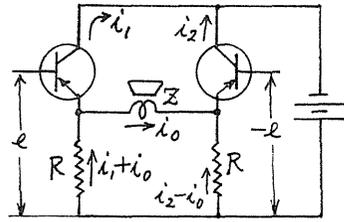


図 8

次に、 $R$  と  $T_r$  の位置を入れ替えた図7においては、図6のときの関係式 3.1, 3.2, 3.3 と同じものが成立し、やはり  $i_0 \propto e$  なる結果となる。従って図6の回路と同特性と考えられるが、スピーカー端子が浮いているので駆動電圧のかけ方が問題となる。

今度は駆動電圧をかける一端を浮いているスピーカー端子とせず電源の一端にとると、図8となる。これでは  $R$  内の電流により負帰還がかかり一般に高忠実度と思われる回路である。記号は前と同意味として

左側の駆動電圧  $V_{eb} = e - R(i_1 + i_0)$   
 右 "  $V_{eb} = -e - R(i_2 - i_0)$

故に次の関係式が成立する。

$$\begin{cases} i_1 = a + b[e - R(i_1 + i_0)] + c[e - R(i_1 + i_0)]^2 & \dots\dots 3.4 \\ i_2 = a + b[-e - R(i_2 - i_0)] + c[-e - R(i_2 - i_0)]^2 & \dots\dots 3.5 \\ Zi_0 = R(i_2 - i_0) - R(i_1 + i_0) & \dots\dots 3.6 \end{cases}$$

式が3つで未知数は  $i_1, i_2, i_0$  だから、 $i_1$  と  $i_2$  を消去すれば、 $i_0$  と  $e$  間の関係式となる。

即ち

$$c^2(Zi_0 + 2e)^4 + \left[4ac - \left(b + \frac{1}{R^2}\right)^2\right](Zi_0 + 2e)^2 + 4\left(i_0 - \frac{e}{R}\right)^2 = 0 \quad \dots\dots 3.7$$

(この計算は附録3参照のこと)

これは  $i_0$  についての4次方程式である。これに  $i_0 = -\frac{2e}{Z} + \frac{\alpha}{Z}$  ..... 3.8 として代入すると  $\alpha$  に関係した方程式に変わるが、この根が  $e$  の1乗の項のみで成り立つときは  $i_0 \propto e$  となる。その際、 $\alpha$  が定数を含まぬことは  $e=0$  として入れると  $i_0=0$  となるのでわかる。

3.7 に 3.8 を代入すると

$$c^2\alpha^4 + \left[4ac - \left(b + \frac{1}{R^2}\right)^2\right]\alpha^2 + 4\left(\frac{4}{Z} - \frac{2e}{Z} - \frac{e}{R}\right)^2 = 0$$

$$\alpha^4 = \left[ \frac{b^2}{c^2} + \frac{2b}{c^2 R} + \frac{1}{c^2 R^2} - \frac{4}{c^2 Z^2} - \frac{4a}{c} \right] \alpha^2 + \frac{4\beta}{cZ} \alpha - \beta^2 = r\alpha^2 + \frac{4\beta}{cZ} \alpha - \beta^2 \quad \dots\dots\dots 3.9$$

ただし、 $\beta = \frac{2}{c} \left( \frac{2e}{Z} + \frac{e}{R} \right)$ ,  $r = \frac{b^2}{c^2} + \frac{2b}{c^2 R} + \frac{1}{c^2 R^2} - \frac{4}{c^2 Z^2} - \frac{4a}{c}$

3.9 に Ferrari の解法を適用するため、両辺に  $Z\alpha^2 + \frac{Z^2}{4}$  を加え右辺を完全平方にするように  $e$  をえらぶ。

$$\begin{aligned} \left( \alpha^2 + \frac{Z}{2} \right)^2 &= (r+Z)\alpha^2 + \frac{4\beta}{cZ} \alpha - \beta^2 + \frac{Z^2}{4} \\ &= (r+Z)\alpha^2 + \frac{4\beta}{cZ} \alpha + \left( \frac{2\beta}{cZ\sqrt{r+Z}} \right)^2 + \frac{Z^2}{4} - \beta^2 - \frac{4\beta^2}{c^2 Z^2 (r+Z)} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots 3.10$$

$Z$  は  $\frac{Z^2}{4} - \beta^2 - \frac{4\beta^2}{c^2 Z^2 (r+Z)} = 0$  を満足する。

3.10 を平方にひらき

$$\alpha^2 + \frac{Z}{2} = \sqrt{r+Z} \alpha + \frac{2\beta}{cZ\sqrt{r+Z}} \quad \text{又は} \quad -\sqrt{r+Z} \alpha - \frac{2\beta}{cZ\sqrt{r+Z}}$$

これらの2次方程式より

$$\alpha = \frac{1}{2} \sqrt{r+Z} \pm \frac{1}{2} \sqrt{r-Z + \frac{8\beta}{cZ\sqrt{r+Z}}}$$

または、 $\alpha = \frac{-1}{2} \sqrt{r+Z} \pm \frac{1}{2} \sqrt{r-Z - \frac{8\beta}{cZ\sqrt{r+Z}}}$

然るに  $r$  は  $e$  を含まぬ定数であり、 $\beta, \alpha, Z$  は  $e$  の関数である。従って、 $\alpha$  は一般に  $e$  に比例しないといえる。図8は予想に反してひずみがあるわけである。

結局、以上の図6, 7, 8のうち図6が最も忠実度が高いわけだが、これもA級プッシュアップルに限りいえることである。駆動振巾が大きくなるとB級に近接し左右  $T_r$  の偶数次の高周波の相殺が減少するので、むしろ負帰還のかかった図8の方が忠実度はますますである。

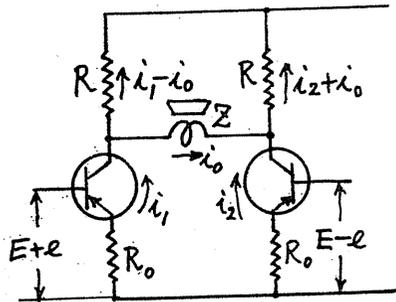


図 9

それなら図6に電流帰還用のエミッター抵抗  $R_0$  を入れた図9の場合は

$$\begin{cases} i_1 = a + b[E+e - R_0 i_1] + c[E+e - R_0 i_1]^2 & \dots\dots\dots 3.11 \\ i_2 = a + b[E-e - R_0 i_2] + c[E-e - R_0 i_2]^2 & \dots\dots\dots 3.12 \\ R(i_1 - i_2) = Z i_0 + R(i_2 + i_0) & \dots\dots\dots 3.13 \end{cases}$$

3.13 より

$$i_1 - i_2 = \frac{Z + 2R}{R} i_0 = h \quad \dots\dots\dots 3.14$$

3.11 より 3.12 を引いたものは

$$\begin{aligned} i_1 - i_2 &= b [2e - R_0(i_1 - i_2)] + c [2e - R_0(i_1 - i_2)] [2E - R_0(i_1 - i_2)] \\ h &= b [2e - R_0h] + c [2e - R_0h] [2E - R_0(i_1 + i_2)] \\ \therefore i_1 + i_2 &= \frac{b}{cR_0} + \frac{2cE}{cR_0} - \frac{h}{cR_0(2e - R_0h)} \quad \dots\dots\dots 3.15 \end{aligned}$$

3.14 に 3.15 を加え

$$2i_1 = h + \frac{b}{cR_0} + \frac{2cE}{cR_0} - \frac{h}{cR_0(2e - R_0h)}$$

これよりの  $i_1$  を 3.11 に代入すれば  $i_0$  と  $e$  間の関係になる。その結果はやはり、ひずみに関する  $e$  の高次の項が出現する。このことはエミッター側に直列抵抗を入れた場合の通性らしい。

次にエミッター抵抗  $R_0$  を共通とした図10の場合は

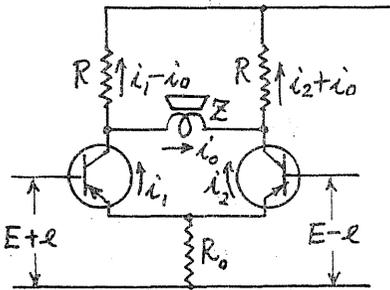


図 10

$$\begin{cases} i_1 = a + b [E + e - R_0(i_1 + i_2)] + c [E + e - R_0(i_1 + i_2)]^2 \quad \dots\dots\dots 3.16 \\ i_2 = a + b [E - e - R_0(i_1 + i_2)] + c [E - e - R_0(i_1 + i_2)]^2 \quad \dots\dots\dots 3.17 \\ R(i_1 - i_0) = Zi_0 + R(i_2 + i_0) \quad \dots\dots\dots 3.18 \end{cases}$$

3.16 から 3.17 を引き

$$i_1 - i_2 = b [2e] + c [2E - 2R_0(i_1 + i_2)] [2e] \quad \dots\dots\dots 3.19$$

3.18 と 3.19 より

$$\begin{aligned} b + 2c [E - R_0(i_1 + i_2)] &= \frac{Z + 2R}{R} \times \frac{i_0}{2e} \\ \therefore i_1 + i_2 &= \frac{b + 2cE}{2cR_0} - \frac{(Z + 2R)i_0}{4cR_0Re} = h \quad \dots\dots\dots 3.20 \end{aligned}$$

3.16 に 3.17 を加え

$$h = 2a + 2b(E - R_0h) + c [E - R_0h + e]^2 + c [E - R_0h - e]^2$$

これは  $h$  について 2 次方程式，解くと

$$h = \frac{1}{2cR_0^2} \left[ -\frac{1}{2} + bR_0 + 2cR_0E \pm \sqrt{\left( -\frac{1}{2} + bR_0 + 2cR_0E \right)^2 - 4cR_0^2(a + bE + cE^2 + ce^2)} \right] \quad \dots\dots\dots 3.21$$

3.20 と 3.21 より

$$i_0 = -\frac{2R}{Z+2R} e \left[ \frac{1}{2R_0} \pm \sqrt{\frac{1}{4R_0^2} + b^2 + \frac{b}{R_0} + \frac{2cE}{R_0} - 4ac - 4c^2e^2} \right]$$

この式で [ ] 内の  $e$  の割合が小さければ凡そ  $i_0 \propto e$  となり殆んどひずまない。

以上は左右の  $T_r$  の特性が同じ場合であったが異なる場合を図6につき論じてみる。

i) 左の  $a$  が右で  $a-\delta$  と異なる場合

$$\begin{cases} i_1 = a + be + ce^2 \\ i_2 = a - \delta - be + ce^2 \\ Zi_0 = R(i_1 - i_0) - R(i_2 + i_0) \end{cases}$$

この関係より

$$i_1 - i_2 = \delta + 2be = \frac{1}{R} (Z + 2R) i_0$$

$$\therefore i_0 = \frac{R(\delta + 2be)}{Z + 2R}$$

この関係は図11に示される如く、 $i_0$  に直流分を生ずる。スピーカーに直列に電流計を入れてそのふれを零にするようにバイヤス調整を行えば取除くことができる。

ii) 左の  $b$  が右で  $b+\delta$  と異なる場合

$$\begin{cases} i_1 = a + be + ce^2 \\ i_2 = a - (b + \delta)e + ce^2 \\ Zi_0 = R(i_1 - i_0) - R(i_2 + i_0) \end{cases}$$

これらより

$$i_0 = \frac{2b + \delta}{\frac{1}{R}(R + 2R)} e \propto e$$

この場合はひずみは生じない。

iii) 左の  $c$  が右で  $c-\delta$  と異なる場合

$$\begin{cases} i_1 = a + be + ce^2 \\ i_2 = a - be + (c - \delta)e^2 \\ Zi_0 = R(i_1 - i_0) - R(i_2 + i_0) \end{cases}$$

$$\text{これらより } i_0 = \frac{2be + \delta e^2}{\frac{1}{R}(Z + 2R)}$$

ひずみがある。実際は  $b > c > \delta$  だから  $\delta e^2$  の項は  $2be$  の項に比し小さいのは確かである。そのひずみは小さい。

以上の i), ii), iii) の結果から  $T_r$  の特性の相異がひずみに与える影響は意外に少ないようである。

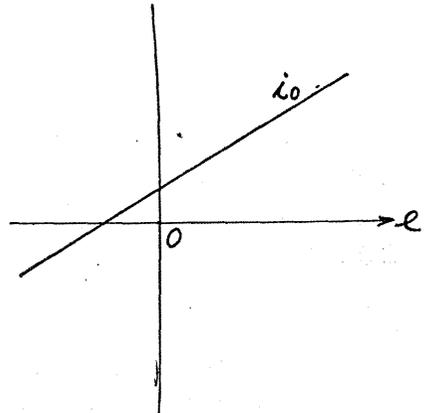


図 11

附 録

附 録 1

①および②において第1項は他項に比べ省略可能な値をもっているのでそれぞれ次の如く近似できる。

①は 
$$i = \theta^{-\frac{6000}{64.56t}} = \theta^{-93t} \quad \frac{1}{93 \text{ sec}} \text{ で } \frac{1}{2.718} \text{ に減衰}$$

②は 
$$i = \theta^{-\frac{6000}{109.32t}} = \theta^{-55t} \quad \frac{1}{55 \text{ sec}} \text{ で } \frac{1}{2.718} \text{ に減衰}$$

これにより描ける。

また、これらは 2.6 および 2.12 において  $r$  が微小として近似した

$$i = \epsilon^{-\frac{R_1+R_2}{CA}t}, \quad i = \epsilon^{-\frac{R_1+R_2}{2CA}t}$$

なる関係に似通っている。なんとすれば、

$$\frac{R_1+R_2}{CA} = \frac{3}{1000 \times 10^{-6} \times 26.16} = 114, \quad \frac{R_1+R_2}{2CA} = 55.2$$

だからである。

また、非振動の場合単に曲線の減衰の遅速のみを調らべるのなら  $b^2-4ac$  の値が 0 に近いほど速く減衰することをうればよい。

然るに、 $a$  と  $c$  は ① ② 両者同じで  $b$  は ①の方が 64.56, ②の方が 109.32だから、当然②の方の  $b^2-4ac$  が大きくなり遅く減衰する。

附 録 2

$i$  が  $Veb$  の関数なるときは一般に

$$i = a + bVeb + cVeb^2 + dVeb^3 + fVeb^4 + gVeb^5 + hVeb^6 + \dots$$

と表わせる。これにて  $Veb$  の3乗以上の項を略したのは数式の取扱いの簡明を期したため、これにより概略の特性の究明には支障を来たさない。

附 録 3

3.6 より 
$$i_1 - i_2 = -\left(\frac{Z}{R} + 2\right)i_0 \dots\dots\dots 3.6'$$

3.4 より 3.5 を引くと

$$i_1 - i_2 = 2be - bR(i_1 - i_2 + 2i_0) - cR(i_1 + i_2) [2e - R(i_1 + i_2 + 2i_0)]$$

これに 3.6' を入れると

$$-\left(\frac{Z}{R} + 2\right)i_0 = b(2e + Zi_0) - cR(i_1 + i_2)(2e + Zi_0)$$

これにて  $2e + Zi_0 = g, \quad -\left(\frac{Z}{R} + 2\right)i_0 = h$  とおくと簡単になり

$$h = bg - cR(i_1 + i_2)g$$

故に

$$i_1 + i_2 = \frac{bg - h}{cRg} \dots\dots\dots 3.8'$$

3.6' と 3.8' を加えて

$$2i_1 = h + \frac{bg-h}{cRg}$$

故に

$$e^{-R(i_1+i_0)} = e^{-R\left(\frac{h}{2} + \frac{bg-h}{2cRg} + i_0\right)} = \frac{g}{2} - \frac{bg-h}{2cg}$$

これを 3.4 に代入し

$$\frac{h}{2} + \frac{bg-h}{2cRg} = a + b\left[\frac{g}{2} - \frac{bg-h}{2cg}\right] + c\left[\frac{g}{2} - \frac{bg-h}{2cg}\right]^2$$

分母を払い  $g$  の降べきの順に並らべ

$$c^2g^4 + \left(4ac - b^2 - \frac{2b}{R}\right)g^2 + \frac{2g}{R}h + h^2 = 0$$

$$c^2g^4 + \left[4ac - \left(b + \frac{1}{R}\right)^2\right]g^2 + \left(\frac{g}{R} + h\right)^2 = 0$$

故に

$$c^2(Zi_0 + 2e)^4 + \left[4ac - \left(b + \frac{1}{R}\right)^2\right](Zi_0 + 2e)^2 + \left(\frac{g}{R} + h\right)^2 = 0$$

$$c^2(Zi_0 + 2e)^4 + \left[4ac - \left(b + \frac{1}{R}\right)^2\right](Zi_0 + 2e)^2 + 4\left(i_0 - \frac{e}{R}\right)^2 = 0$$

## 文 献

- (1) 関山正憲；茨城大学工学部研究集報 第5巻 (1965年) 45頁
- (2) 鳥山鶴雄；音声増巾器設計並調整 第3版 近代科学社 (昭49) 362頁