U. D. C. 621. 376. 5 : 621. 396. 4

レゾナント・トランスファによる時分割伝送回路の伝送損失

Loss of Time Division Transmission Line Using the Resonant Transfer

藤岡 旭* Asahi Fujioka　中野 浩行* Hiroyuki Nakano　塚田 実* Minoru Tsukada

内容梗概

レゾナント・トランスファ回路は加入者対応の回路を簡単にできるので時分割全電子交換機の通話回路としては有望なものの一つである。ここではこの回路について，その伝送損失を解析し理論的にも実験的にもろ波器に起因する部分と時分割スイッチに起因する部分に分割して考えられることを確認した。また時分割スイッチに起因する損失をろ波器インピーダンス，時分割チャンネル数，スイッチ抵抗をパラメータとして考察し，その結果適当な条件をえらぶことによりスイッチ損失を1 dB以下にすることができることがわかった。

1. 緒言

近年，時分割全電子交換機の通話回路として，レゾナント・トランスファ回路を用いる2線式時分割通話回路がしばしば話題に上っている。

時分割全電子交換機の経済性を考えるとき，制御回路は時分割多重で使用されることを考えると，加入者回路の経済性が全体の経済性を決定的に支配してしまうことが，これまでのいろいろの結果から明らかとなっている。したがって時分割全電子交換機においては，加入者対応に音声を時分割化した信号に変換するための変調器，その信号を元の音声に変換するための復調器，および低域ろ波器など加入者対応の回路をいかに簡易化するかが，最も大きな問題と考えられる。

レゾナント・トランスファ回路は若干の残留損失があるが，増幅器などを含む復調器がいらなくなるので，この部分の経済化のための最もすぐれた方法の一つである。

なお，加入者対応の回路は，上にあげた音声関係の回路のほかに，ダイヤルパルスを含めて加入者線の監視を行なうための若干の回路も必要であるが，ここでは音声に関係ある部分だけを考えてみる。

レゾナント・トランスファ回路の原理的なアイデアはかなり古く，1953年にさかのぼるが，この回路に含まれる両方向時分割スイッチは，高速性と大電流容量であることが要求される。この回路が現実に脚光をあびてきた一つの要因として，電子計算機のコアメモリ周辺に使用される高速，大電流容量のスイッチングトランジスタが開発されたことがあげられる。

ここでは，このレゾナント・トランスファ回路を使用した時分割通話回路の伝送損失がどうなるかについて解析結果を述べることにする。この回路の解析は，実際にはスイッチ付ろ波器の特性を求める問題[2]となるが，ここで述べる解析においては実験的に近似しても差しつかえないと思われる部分は思いきって近似し，実際の設計が容易なような解析結果が得られるよう心がけた。このために，回路全体の伝送損失はろ波器の部分，時分割スイッチの部分に分けた形で得られるので，以後の取り扱いが非常に容易になったものと考える。

終わりに，特に時分割スイッチ部分の伝送損失についてろ波器インピーダンス，時分割チャンネル数，時分割スイッチの抵抗などをパラメータとして考察する。

* 日立製作所戸塚工場

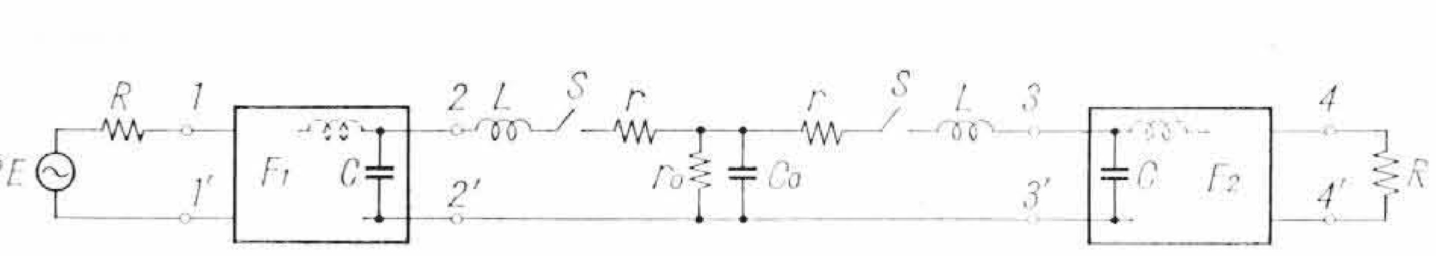
2. 回路の動作原理と解析の考え方

レゾナント・トランスファ回路の解析はこれまでにK.W.Cattermoleなどによって行なわれ，理想的な条件のもとでは，系内に増幅器をもたなくても無損失の伝送が行なわれることが理論的に証明されている。

ここではこの理想的な条件がくずれたとき，伝送損失がどのようになるかを解析する。実際にわれわれがこの回路を使用して製品を作る場合には，理想的な条件はほとんどの場合みたされないものである。理想的な条件をくずした場合，多くは解析不能におちいるか，あるいは解析できたにしても非常に複雑なものになってしまうというのがこの種の回路の解析にはつきものであるが，ここでは，実際上許しうると考えられる部分に近似を行なって解析を進めることにする。

まず，解析するにあたって，大体の基本的な考え方，および手順を述べる。レゾナント・トランスファ回路を利用した2線式時分割通話回路はある一つの通話が行なわれている状態では，次の第1図のような回路でその動作を考えることができる。第1図の回路で$2E$は電源電圧，F_1. F_2は低域ろ波器で，図では向かい合っているが全く同じ回路，Rは電源および負荷インピーダンス，Sは時分割スイッチ，rは時分割スイッチSの導通時の抵抗，r_0は共通の時分割パルス伝送路に接続される抵抗，C_0はその部分の漂遊容量である。

解析の考え方を示すのに先だって，この回路の動作の概略を述べる。時分割スイッチSは標本化周期Tごとにt_0時間だけ閉じるものとする。したがって，Sが開いている間に電源$2E$から供給されるエネルギーは，F_1を通ってコンデンサCに貯えられ，Sが閉じると(二つのSは同期している)，C-L-S-r-r-S-L-Cで構成される回路に電流が流れ共振が起こる。このときF_1のCから電源側には大きなインダクタンスがあるので Sの閉じているt_0間は十分高いインピーダンスをもつようになり，電源側へのエネルギーの移動は無視することができる。共振が起これば，左側のコンデンサに貯えられたエネルギーは，若干時間経過したとき，そっくり右側のコンデンサに移動する。このとき，時分割スイッチSを開放すれば，標本化周期Tの間に左側のコンデンサに貯えられたエネルギーは，そっくり右側のコンデンサに移動したことになり，次の標本化周期Tの間にこのエネルギーは，F_2を通して負荷Rで消費される。続く標本化



第1図 レゾナント・トランスファ回路

周期の間にも全く同じことが起こり，エネルギーの伝送が行なわれる。

これから行なわれる伝送損失の解析では，**第1図**の端子1–1′，端子2–2′，端子3–3′，端子4–4′を境として，三つの部分に分割して取り扱うことにする。

まず，電源から端子2–2′までの伝送をひとまとめにして考える。回路F_1は終端のCまで含めて考えれば，時分割スイッチSが開放されているとき，出力端は開放の状態にある。時分割スイッチSが閉じると終端コンデンサのエネルギーはほとんど0となるので，このコンデンサは標本化周期にしたがって充放電をくり返す。実際にこのレゾナント・トランスファ回路を通してどれだけのエネルギーが伝送されるかは，標本化時点の直前にこのコンデンサにどれだけのエネルギーが貯えられているかによって決まるので，ここではその時点におけるコンデンサの端子電圧を求めることにする。この端子電圧は，付録1で証明されているように，充放電をくり返すけれども，標本化の直前でみるならば，端子2–2′を開放したときの電圧と等しくなる。

次に，端子2–2′から端子3–3′の伝送を考える。この部分は原理的に単なるLCの直列共振回路であり，容易にその伝送特性は求められる。しかし，この部分で共振が起こるとき，回路の他の部分の影響は無視する。それは，F_1，F_2が低域ろ波器であるため，実際に共振が起こる時間t_0の間の現象に関しては，十分に高いインピーダンスをもつためである。また，ここで標本化時点の直前には，F_2のコンデンサCのエネルギーは0であるとみなすことにする。これは，その前の標本化時点で，このCに貯えられたエネルギーは，十分負荷Rで消費されたものと考えることを意味している(付録3参照)。この部分の解析では，標本化時点で端子3–3′を通して回路F_2にどのような電流が加えられるかを求める。

終わりに，端子3–3′から端子4–4′の伝送について考える。ここでは低域ろ波器F_2の端子3–3′から端子4–4′への伝達インピーダンスを求め，端子3–3′に加えられる電流の出力応答をみる。このとき端子3–3′に加えられる電流波形は入力信号で変調された半波正弦波となるので，これをフーリエ級数に展開して時間tに関する関数として表現することによりF_2の出力を求める。

以上，三つの部分に回路を分割して考え，あとでそれらを結合して総合の伝送損失を求める。

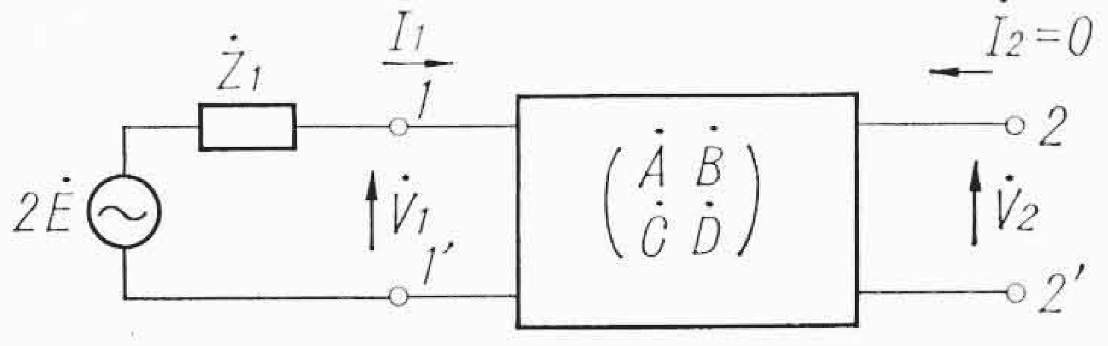
3. 送信側ろ波器の出力電圧

ここでは，**第1図**の回路で端子2–2′を開放したときの電圧を求める。端子2–2′に接続されているコンデンサCもF_1に含めてその4端子定数を$\dot{A}$，$\dot{B}$，$\dot{C}$，$\dot{D}$とする。**第2図**で電源インピーダンスが1–1′からみたF_1の影像インピーダンス$\dot{Z}_1$に等しいものとすると

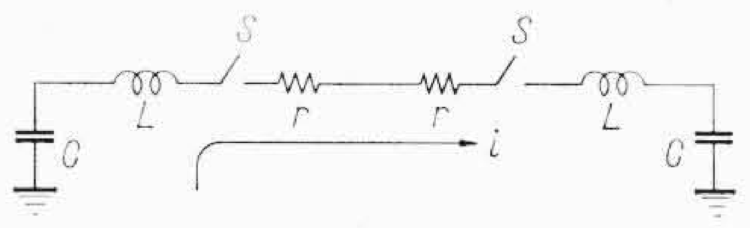
$$\begin{cases} \dot{V}_1=\dot{A}\dot{V}_2 \\ \dot{I}_1=\dot{C}\dot{V}_2 \qquad (\because\ \dot{I}_2=0) \\ \dot{V}_1=2\dot{E}-\dot{Z}_1\dot{I}_1 \qquad \text{ただし}\quad \dot{Z}_1=\sqrt{\dfrac{\dot{A}\dot{B}}{\dot{C}\dot{D}}} \end{cases}$$

の関係があり，これから

$$\dot{V}_2=\frac{2\dot{E}}{\dot{A}+\dot{C}\dot{Z}_1}=\sqrt{\frac{\dot{D}}{\dot{A}}}\cdot\frac{2\dot{E}}{\sqrt{\dot{A}\dot{D}}+\sqrt{\dot{B}\dot{C}}}\ \cdots\cdots\cdots\cdots(1)$$



第2図　送信側ろ波器



第3図　レゾナント・トランスファ回路

4. レゾナント・トランスファ回路の伝送

ここでは，**第1図**の回路で，端子2–2′から端子3–3′へのエネルギーの伝送を考える。さらに次節のためにレゾナント・トランスファ回路の電流波形の時間関数を求める。

4.1 レゾナント・トランスファ回路の解析

すでに述べたように，端子2–2′から3–3′への伝送を考えるときにはいっさい外部回路を除外して考えることができるので，この部分を考えるには上の**第3図**の回路で考えればよい。**第3図**の回路ではr_0，C_0は省略している。r_0，C_0は，漏話の解析にあたっては重要な役割を演じるが，伝送損失を取り扱う場合には特に問題にしなくてもよいためである。

第3図の回路で，時分割スイッチSが閉じた後の過渡現象は，次式で表わされる。

$$L\frac{di}{dt}+ri+\frac{1}{C}\int i\,dt+ri+L\frac{di}{dt}+\frac{1}{C}\int i\,dt=0\ \cdots(2)$$

初期条件として左側のコンデンサの電荷をQ_0，右側のコンデンサの電荷を0（付録3参照）として(2)式をラプラス変換すると

$$LSI+rI+\frac{1}{CS}(I+Q_0)+rI+LSI+\frac{I}{CS}=0$$

$$\therefore\quad I=-\frac{Q_0}{2}\cdot\frac{1}{LCS^2+rCS+1}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(3)$$

(3)式をラプラスの逆変換を利用してtの関数になおすと

$$i(t)=-\frac{Q_0}{2}\cdot\frac{\alpha\beta}{\alpha-\beta}(e^{\alpha t}-e^{\beta t})\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(4)$$

ここで

$$\begin{cases} \alpha=-\dfrac{r}{2L}+\dfrac{1}{2}\sqrt{\left(\dfrac{r}{L}\right)^2-\dfrac{4}{LC}} \\ \beta=-\dfrac{r}{2L}-\dfrac{1}{2}\sqrt{\left(\dfrac{r}{L}\right)^2-\dfrac{4}{LC}} \end{cases}$$

振動が起こるためには，α，βが複素数でなければならないから

$$\left(\frac{r}{L}\right)^2-\frac{4}{LC}<0$$

(4)式を積分して，t時間に$i(t)$によってはこばれる電荷から，送受コンデンサの電荷Q_1，Q_2を求めると

$$\left.\begin{aligned} Q_1&=\frac{Q_0}{2}\left[1-\frac{1}{\alpha-\beta}(\beta e^{\alpha t}-\alpha e^{\beta t})\right] \\ Q_2&=\frac{Q_0}{2}\left[1+\frac{1}{\alpha-\beta}(\beta e^{\alpha t}-\alpha e^{\beta t})\right] \end{aligned}\right\}\cdots\cdots\cdots\cdots(5)$$

(5)式を書きなおすと

$$\begin{cases} Q_1=\dfrac{Q_0}{2}\left\{1+e^{-\frac{r}{2L}t}\left\{\dfrac{r}{L\sqrt{\dfrac{4}{CL}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}\times\sin\dfrac{\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}{2}t+\cos\dfrac{\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}{2}t\right\}\right\} \\ Q_2=\dfrac{Q_0}{2}\left\{1-e^{-\frac{r}{2L}t}\left\{\dfrac{r}{L\sqrt{\dfrac{4}{CL}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}\right.\right. \end{cases}$$

$$\left.\times \sin\frac{\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}{2}t+\cos\frac{\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}{2}t\right\}\Bigg]$$

ここで

$$t=t_0=\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}$$

とえらぶと

$$\begin{cases} Q_1=\dfrac{Q_0}{2}\left[1-e^{-\frac{r}{2L}\cdot\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}}\right] \\ Q_2=\dfrac{Q_0}{2}\left[1+e^{-\frac{r}{2L}\cdot\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}}\right] \end{cases}$$

$r=0$とすると，$Q_1=0$, $Q_2=Q_0$となり，t_0時間たつとコンデンサの電荷が左右のコンデンサで入れかわることがわかる。すなわち時分割スイッチSを閉じておく時間をt_0とすれば，完全なエネルギーの伝送が行なわれたことになる。実際には，$r\neq 0$のため若干の損失は避けられない。また(4)式から明らかなように，$t=t_0$では，$i(t_0)=0$となる。

4.2　電流波形の時間関数 $f(t)$

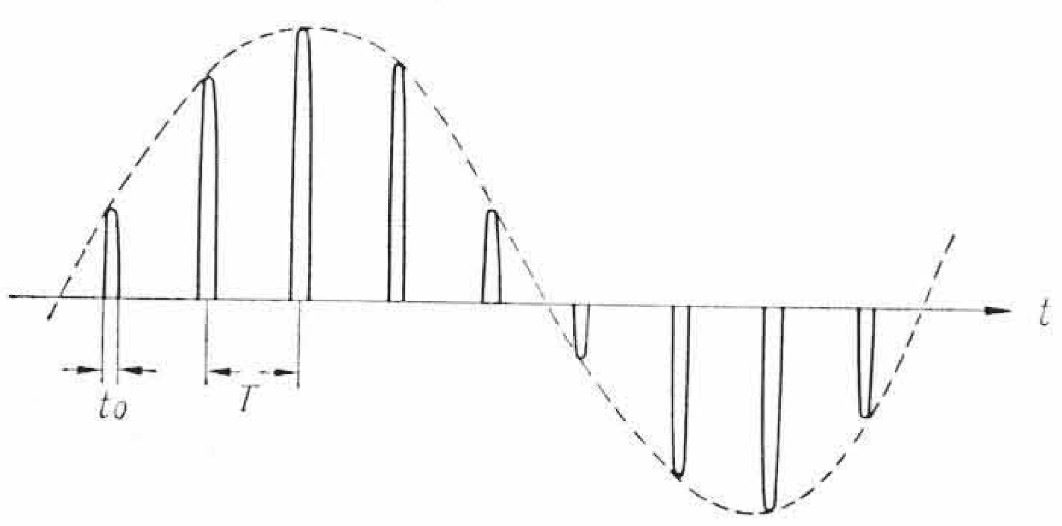
ここでは次節の準備として，受信側ろ波器に加えられる電流波形の時間関数$f(t)$を求める。レゾナント・トランスファ回路でエネルギーの伝送にあずかる電流波形は，音声周波数で変調された標本化周期Tごとの幅t_0の半波正弦波である。標本化時点での電流波形は4.1の(4)式で与えられるので，実際の電流波形は次の**第4図**に示すようになる。**第4図**の波形をみて明らかなことは繰返し周期Tの半波正弦波が別の正弦波で変調されているため，この電流波形が概周期関数となることである。したがって，この波形は普通の周期関数のようにフーリエ級数で取り扱うことはできない。このため，ここでは，フーリエ積分を用いて関数の周期性を表現し，概周期関数の特長である電力の有限性は，フーリエ積分の周期無限大の極限で表現する方法をとる。まず，適当な標本化点から$t_0/2$だけ時間的にずれた点を時間の原点にえらび，任意のK番目における電流波形を$i_K(t)$とすると4.1(4)式より

$$i_K(t)=\frac{Q_0}{2}\cdot\frac{\alpha\beta}{\alpha-\beta}\cdot\left[e^{\alpha\left(t-\left(KT-\frac{t_0}{2}\right)\right)}-e^{\beta\left(t-\left(KT-\frac{t_0}{2}\right)\right)}\right]\times e^{\pm jq\left(KT-\frac{t_0}{2}\right)}\cdot e^{j\phi} \quad\cdots\cdots(6)$$

ただし　q：変調周波数　$\left(KT-\frac{t_0}{2}\leqq t\leqq KT+\frac{t_0}{2}\right)$
ϕ：位相
t_0．パルス幅

概周期関数であるから，Kが$-\infty$から$+\infty$までの値をとったとき$i_K(t)$の総計の$i(t)$の周波数スペクトラム$A(j\omega)$は

$$A(j\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\int_{-NT-\frac{t_0}{2}}^{NT+\frac{t_0}{2}}\left(\sum_{K=-N}^{N}i_K(t)\right)\cdot e^{-j\omega t}\cdot dt$$



第4図　電　流　波　形

ここで，$i_K(t)$は，

$$KT-\frac{t_0}{2}\leqq t\leqq KT+\frac{t_0}{2}$$

を満足するtだけで値をもちその他の時間領域では0であるから

$$A(j\omega)=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\cdot\sum_{K=-N}^{N}\int_{KT-\frac{t_0}{2}}^{KT+\frac{t_0}{2}}i_K(t)\cdot e^{-j\omega t}\cdot dt \quad\cdots\cdots(7)$$

ここで，(6)，(7)式より

$$\int_{KT-\frac{t_0}{2}}^{KT+\frac{t_0}{2}}i_K(t)\cdot e^{-j\omega t}\cdot dt=\frac{Q_0\cdot\alpha\beta}{2(\alpha-\beta)}\times\left[\frac{e^{\frac{\alpha t_0}{2}}\left(e^{(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}\right)}{\alpha-j\omega}-\frac{e^{\frac{\beta t_0}{2}}\left(e^{(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}\right)}{\beta-j\omega}\right]\times e^{j\left(\phi\pm\frac{qt_0}{2}\right)}\cdot e^{-jKT(\omega\pm q)}$$

したがって，(7)式は

$$A(j\omega)=a(j\omega)\cdot\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}e^{-jKT(\omega\pm q)}$$

ただし

$$a(j\omega)=\frac{Q_0\cdot\alpha\beta}{2(\alpha-\beta)}\left[\frac{e^{\frac{\alpha t_0}{2}}\left(e^{(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}\right)}{\alpha-j\omega}-\frac{e^{\frac{\beta t_0}{2}}\left(e^{(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}\right)}{\beta-j\omega}\right]\times e^{j\left(\phi\pm\frac{qt_0}{2}\right)}$$

ここで，

$$\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}e^{-jKT(\omega\pm q)}=\begin{cases}\dfrac{1}{T}: \omega=n\,\omega_0\pm q \text{ のとき}\\ 0: \omega\neq n\,\omega_0\pm q \text{ のとき}\end{cases}$$

$$\omega_0=\frac{2\pi}{T}$$

(付録4参照)

したがって，$A(j\omega)$は，$\omega=n\,\omega_0\pm q$のときだけ値をもち，それ以外の周波数では0となる。すなわち，$A(j\omega)$は輝線スペクトルをもっていることがわかる。このことは電流波形が概周期関数であることから当然である。

以上より

$$A\{j(n\omega_0\pm q)\}=\frac{a\{j(n\omega_0\pm q)\}}{T}=\frac{Q_0}{T}\cdot b\{j(n\omega_0\pm q)\}$$

ただし

$$b(j\omega)=\frac{a(j\omega)}{Q_0}$$

となる。

したがって，電流波形の時間関数$f(t)$は

$$f(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{Q_0}{T}\cdot b\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot e^{j(n\omega_0\pm q)t} \quad\cdots\cdots(9)$$

となる。

つぎに，あとの計算を容易にするために，基本波成分がどうなるかを求めておく。この場合は$n=0$で，qが音声周波数のため，近似が有効に使えて$b(j\omega)$が簡単になる。

4.1の(4)式より

$$\begin{cases}\alpha=-a+jb=-\dfrac{r}{2L}+j\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}\\ \beta=-a-jb=-\dfrac{r}{2L}-j\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}\end{cases}$$

上に述べた条件により，$\dfrac{\omega}{b}\ll 1$，$e^{j\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\omega}{b}}\doteqdot 1$ となるので，

$$b(j\omega)\doteqdot\frac{(a^2+b^2)}{4b^2}\cdot\frac{e^{j\phi}}{j}\cdot\left[-\frac{e^{-\frac{a}{b}\pi}+1}{-\frac{a}{b}+j}+\frac{e^{-\frac{a}{b}\pi}+1}{-\frac{a}{b}-j}\right]$$

$$=\frac{1}{2}\cdot(1+e^{-\frac{a}{b}\pi})\cdot e^{j\varphi}$$

近似を行なったため，$b(j\omega)$ は音声周波数 (0.3～3.4 kc) で考える限り，周波数によらずに一定値をもっているが，実際には若干の周波数特性をもつものである。なお，この近似式は標本化周波数の上下側帯波以上の周波数成分を求める場合には使用できない。

a，b を書きかえると

$$b(j\omega)=\frac{1}{2}\cdot\left\{1+\exp\left(-\frac{\pi r}{L\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}\right)\right\}\cdot e^{j\phi}\ldots(10)$$

となる。

5. 受信側ろ波器の伝送

第1図の受信側ろ波器 F_2 の伝送特性を求める。

まず，受信側ろ波器の出力を影像インピーダンスで終端したときの伝達インピーダンスを求め，次に，入力として前節(9)式で表現されるような電流が加えられたときの応答を伝達インピーダンスのインパルス応答から求める。

5.1 受信側ろ波器の伝達インピーダンス

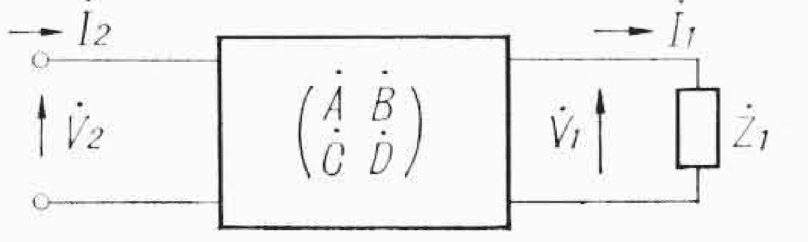
受信側ろ波器は送信側ろ波器と同じものであって，回路に接続される向きが異なるだけである。したがって伝達インピーダンスは次の第5図から求めることができる。

第5図の回路は4端子回路であるから，

$$\begin{cases}\dot{V}_1=\dot{A}\,\dot{V}_2-\dot{B}\,\dot{I}_2\\ -\dot{I}_1=\dot{C}\,\dot{V}_2-\dot{D}\,\dot{I}_2\\ \dot{V}_2=\dot{I}_2\cdot\dot{Z}_2\end{cases}$$

したがって，伝達インピーダンス $Z(j\omega)$ は

$$Z(j\omega)=\dot{A}\,\dot{Z}_2-\dot{B}=\sqrt{\frac{\dot{B}}{\dot{C}}}\cdot(\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}})\quad\ldots\ldots(11)$$



第5図　受信側ろ波器

5.2 受信側ろ波器の出力電圧[7]

前節で，受信側ろ波器の伝達インピーダンス $Z(j\omega)$ が求まったので，入力の時間関数を与えることによって出力電圧の時間関数を求めることができる。すなわち，伝達インピーダンス $Z(j\omega)$ のインパルス応答を $B(t)$，入力の時間関数を $f(t)$ とすれば，出力 $g(t)$ は，

$$g(t)=\int_0^\infty f(t-\tau)\cdot B(\tau)\cdot d\tau\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(12)$$

ただし，

$$\begin{cases}B(t)=\dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{-\infty}^{\infty}Z(j\omega)\cdot e^{j\omega t}\cdot d\omega\\ f(t)=\displaystyle\sum_{n=-\infty}^{\infty}\dfrac{Q_0}{T}\cdot b\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot e^{j(n\omega_0\pm q)t}\end{cases}$$

(12)式は簡単な積分計算により(付録2参照)

$$g(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot\frac{Q_0}{T}\cdot b\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot e^{j(n\omega_0\pm q)t}$$

$$=\frac{Q_0}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot b\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot e^{j(n\omega_0\pm q)t}$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(13)$$

(13)式は，出力 $g(t)$ が輝線スペクトルをもち，その各周波数成分が入力 $f(t)$ の周波数成分とろ波器の伝達インピーダンスのその周波数における値との積であることを示している。

6. 総合の伝送損失

これまでの検討で各部の伝送特性がわかったので，ここではそれらの総合の伝送特性を求めてみる。第1図で電源角周波数が q であるものとすると，送信側ろ波器の出力電圧 $\dot{V}$ は，(1)式より

$$\dot{V}=\left[\sqrt{\frac{\dot{D}}{\dot{A}}}\cdot\frac{1}{\sqrt{\dot{A}\dot{D}}+\sqrt{\dot{B}\dot{C}}}\right]_{\omega=q}\cdot 2E_0\cdot e^{jqt}$$

$2E_0$：電源のせん頭電圧

一方，(9)式の $a\{j(n\omega_0\pm q)\}$ の中に含まれる Q_0 は，(3)式を求めるときの初期条件，および(6)式のおき方から明らかなように，送信側ろ波器の出力電圧のせん頭値であるから

$$Q_0=2CE_0\cdot\left[\sqrt{\frac{\dot{D}}{\dot{A}}}\cdot\frac{1}{\sqrt{\dot{A}\dot{D}}+\sqrt{\dot{B}\dot{C}}}\right]_{\omega=q}$$

したがって，受信側ろ波器の出力 $g(t)$ は，

$$g(t)=\frac{2CE_0}{T}\cdot\left[\sqrt{\frac{\dot{D}}{\dot{A}}}\cdot\frac{1}{\sqrt{\dot{A}\dot{D}}+\sqrt{\dot{B}\dot{C}}}\right]_{\omega=q}$$

$$\times\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left[\sqrt{\frac{\dot{B}}{\dot{C}}}\cdot(\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}})\right]_{\omega=n\omega_0\pm q}$$

$$\times b\{j(n\omega_0\pm q)\}\cdot e^{j(n\omega_0\pm q)t}\quad\ldots\ldots\ldots\ldots(14)$$

ここで，

$$b(j\omega)=\frac{\alpha\beta}{2(\alpha-\beta)}\left[\frac{e^{\frac{\alpha t_0}{2}}\{e^{(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\alpha-j\omega)\frac{t_0}{2}}\}}{\alpha-j\omega}-\frac{e^{\frac{\beta t_0}{2}}\{e^{(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}-e^{-(\beta-j\omega)\frac{t_0}{2}}\}}{\beta-j\omega}\right]\cdot e^{j\left(\phi\pm\frac{qt_0}{2}\right)}$$

ここで，$n=1$ のときの値は，標本化周波数の上下側帯波成分を示し，$n=2$ のときは，標本化周波数の2次高調波の上下側帯波成分を示す。基本波成分は $n=0$ のときの値で表わされる。

$n=0$ の場合には(10)式により $b(j\omega)$ が簡単になるので，基本波成分 $F\{g(t)\}$ は

$$F\{g(t)\}=\frac{2CE_0}{T}\cdot\frac{1}{2}\cdot\left\{1+\exp\left(-\frac{\pi r}{L\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}\right)\right\}$$

$$\times\left[\sqrt{\frac{\dot{B}\dot{D}}{\dot{A}\dot{C}}}\cdot(\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}})^2\right]_{\omega=q}\cdot e^{j\phi}\ldots(15)$$

基本波成分の総合伝達関数 $K(j\omega)$ は

$$K(j\omega)=\frac{F\{g(t)\}}{E_0}=\frac{C}{T}\left\{1+\exp\left(1-\frac{\pi r}{L\sqrt{\frac{4}{LC}-\left(\frac{r}{L}\right)^2}}\right)\right\}$$

$$\times\left[\sqrt{\frac{\dot{B}\dot{D}}{\dot{A}\dot{C}}}\cdot(\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}})^2\right]_{\omega=q}\cdot e^{j\phi}\quad\ldots\ldots(16)$$

伝送損失を dB で表わすと

$$L=-20\log\frac{1}{2}\left\{1+\exp\left(-\frac{\pi r}{L\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}\right)\right\}$$
$$-20\log\frac{2C}{T}\left[\left|\sqrt{\frac{\dot{B}\dot{D}}{\dot{A}\dot{C}}}\right|\cdot\left|\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}}\right|^2\right]_{\omega=q}\qquad\cdots\cdots(17)$$

(17)式の第1項は，**第1図**の時分割スイッチSの導通時の抵抗 r に起因する損失であり，第2項は送受ろ波器に起因する損失である。

第2項についてその意味を説明する。ろ波器の影像インピーダンス Z_1，Z_2 が理想的な状態では，電源インピーダンス R に等しいこと，およびレゾナント・トランスファ回路では $2CR=T$ (後述)であることから，

$$\frac{2C}{T}\cdot\left|\sqrt{\frac{\dot{B}\dot{C}}{\dot{A}\dot{C}}}\right|=\frac{2C}{T}\cdot R=1$$

となる。一方4端子回路においては，

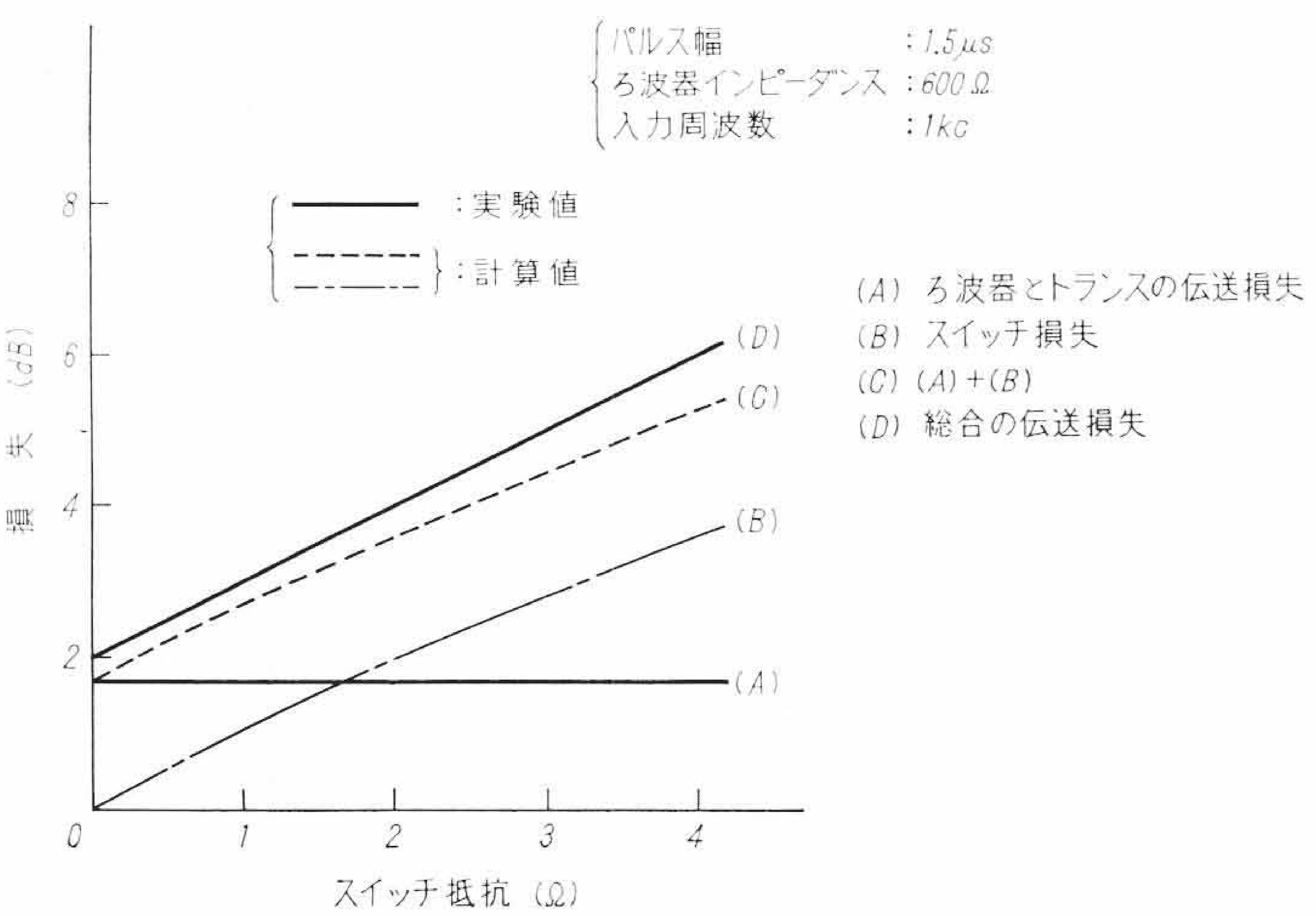
$$\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}}=e^{-\theta}\qquad(\text{ただし}\quad\theta=\alpha+j\beta)$$

したがって，

$$\left|\sqrt{\dot{A}\dot{D}}-\sqrt{\dot{B}\dot{C}}\right|^2=e^{-2\alpha}$$

となる。α は4端子回路の影像減衰量であるから，(17)式の2項はろ波器の影像減衰量に比例することになる。

(17)式の関係を実験結果と比較してみると，つぎの**第6図**のようになる。**第6図**で(A)は**第1図**の回路で端子2，3および2′，3′を短絡して伝送損失を測定したものでろ波器の損失を示している。(B)は(17)式の1項を計算したもので，(C)は(A)と(B)を加えたものである。(D)は**第1図**の回路で，実際にレゾナント・トランスファを行なわせたときの伝送損失である。横軸のスイッチ抵抗は**第1図**の共振回路に直列に入れた純抵抗をスイッチ抵抗に換算したものである。**第6図**から明らかなように計算値と実験値はよく一致している。すなわち，レゾナント・トランスファ回路の損失は，若干の近似の上に成りたっているけれども，(17)式を用いて考えられることが実験的にも確認できたと考えられる。この結果は参考文献(4)，(5)に論じられている結論ともよく一致している。



第6図　スイッチ抵抗による伝送損失
(実験値と計算値の比較)

7. 時分割スイッチの損失の検討

6.の(17)式よりレゾナント・トランスファ回路の損失は時分割スイッチに起因する損失とろ波器の損失に分割される。他にインピーダンス不整合による損失が考えられるが，送信側ろ波器の出力電圧を求める場合と受信側ろ波器の伝達インピーダンスを求める場合に考慮すれば，この損失は式の上ではろ波器の損失の中に含まれてくることになる。ここでは，レゾナント・トランスファ回路においてその損失の重要な部分をしめる時分割スイッチの損失をとりあげて検討する。時分割スイッチはトランジスタの両方向スイッチによって構成されるが，損失について重要なのは，スイッチ導通時の抵抗，すなわちトランジスタの飽和抵抗である。ろ波器の影像インピーダンスが高くなれば電流値が減少するので，損失は少なくなる。同時に，時分割チャンネル数が増加すれば，1標本化時点におけるパルス幅 t_0 が小さくなり，電流値が増加して損失が大きくなる。これらの関係を(17)式を使用して定量的に求める。

7.1 最大電力伝送条件

ここでは，最大電力伝送条件について求めておく。

第1図の回路で，最大電力伝送条件がみたされているものとする。この場合，入力側の R と出力側の R で消費される電力は等しくなる。そのとき端子1-1′からみた入力インピーダンスは R である。標本化の1周期に着目するならば，入力，出力の R で消費されるエネルギーは

$$\int_0^T\frac{E^2}{R}dt=\frac{E^2}{R}T\qquad\cdots\cdots(18)$$

つぎに，標本化1周期の間に，送信側ろ波器のコンデンサから受信側ろ波器のコンデンサに移動するエネルギーは，送信側ろ波器に充電される電圧が $2E$ であることを考慮して

$$\frac{1}{2}CV^2=\frac{1}{2}C(2E)^2=2CE^2\qquad\cdots\cdots(19)$$

(18)式と(19)式は全く等しいはずであるから

$$\frac{E^2}{R}\cdot T=2CE^2$$
$$2RC=T\qquad\cdots\cdots(20)$$

レゾナント・トランスファ回路で，電力をもっとも効率よく送るためには，少なくとも(20)式が満足されていなければならない。この式は導びき方は異なるが参考文献(6)の式と一致する。これからレゾナント・トランスファ回路用ろ波器のもつインピーダンスが決定される。

7.2 時分割スイッチの損失

(17)式より，時分割スイッチSの損失 L_S(dB) は

$$L_S=-20\log\frac{1}{2}\left\{1+\exp\left(-\frac{\pi r}{L\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}\right)\right\}$$

4.1節より

$$t_0=\frac{2\pi}{\sqrt{\dfrac{4}{LC}-\left(\dfrac{r}{L}\right)^2}}$$

であるから

$$L_S=-20\log\frac{1}{2}\left\{1+\exp\left(-\frac{rt_0}{2L}\right)\right\}$$

7.1節(20)式の関係を利用すると

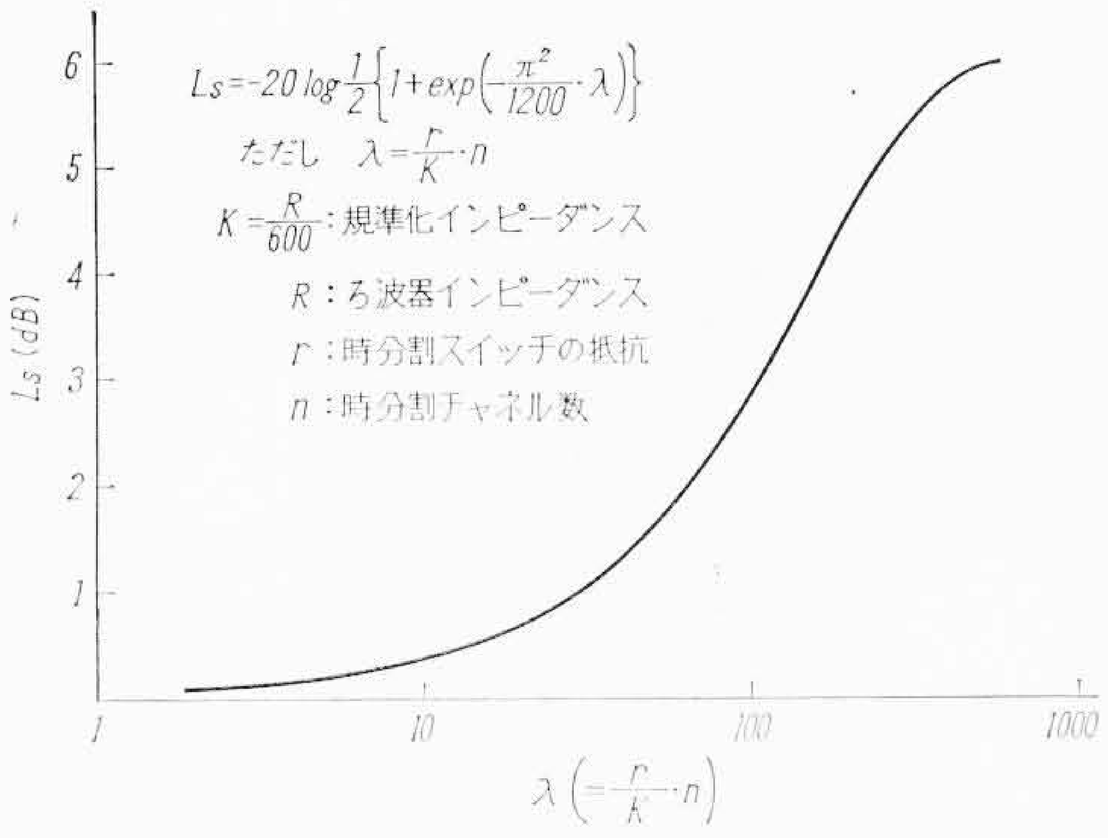
$$\frac{rt_0}{2L}=\frac{\pi^2}{1{,}200}\cdot\frac{r}{K}\cdot n$$

ここで，

$K=\dfrac{R}{600}$：規準化インピーダンス

$n=\dfrac{T}{2t_0}$：時分割チャンネル数

r：時分割スイッチの抵抗



第7図 時分割スイッチ損失 L_S の変化

R: ろ波器インピーダンス

T: 標本化周期

$$\therefore\quad L_S=-20\log\frac{1}{2}\left\{1+\exp\left(-\frac{\pi^2}{1,200}\cdot\frac{r}{K}\cdot n\right)\right\} \quad\cdots\cdots(21)$$

(21)式で, $\dfrac{r}{K}\cdot n=\lambda$ とおいて, λ と L_S の関係を**第7図**に示す。実際に使用する場合には, r, K, n が与えられるから, λ が求まり, そのときのスイッチ損失 L_S が**第7図**から求められる。**第7図**から一つの例として, 影像インピーダンス5 kΩ のろ波器を使用し, 時分割チャンネル数を100とした場合, 時分割スイッチの抵抗を1Ω とすれば, $\lambda=12$ であるから, 時分割スイッチの損夫 L_S は約0.45 dBとなる。同様にろ波器インピーダンスを3 kΩ, 時分割チャンネル数を50, 時分割スイッチの抵抗を2Ω とすれば, $\lambda=20$ で, L_S は約0.75 dBとなる。このように, **第7図**のグラフを使用して, ろ波器のインピーダンス R と時分割スイッチの損失との関係, 時分割スイッチの導通時の抵抗や時分割チャンネル数と時分割スイッチの損失との関係は, 定量的に, ただちに求めることができる。定性的にいえば, ろ波器インピーダンスの増加, 時分割チャンネル数の減少, 時分割スイッチの抵抗の減少が, 時分割スイッチの損失 L_S を減少させることになる。

なお, (21)式で,

$$\lim_{\lambda\to\infty} L_S=6 \quad \left(\lambda=\frac{r}{K}\cdot n\right)$$

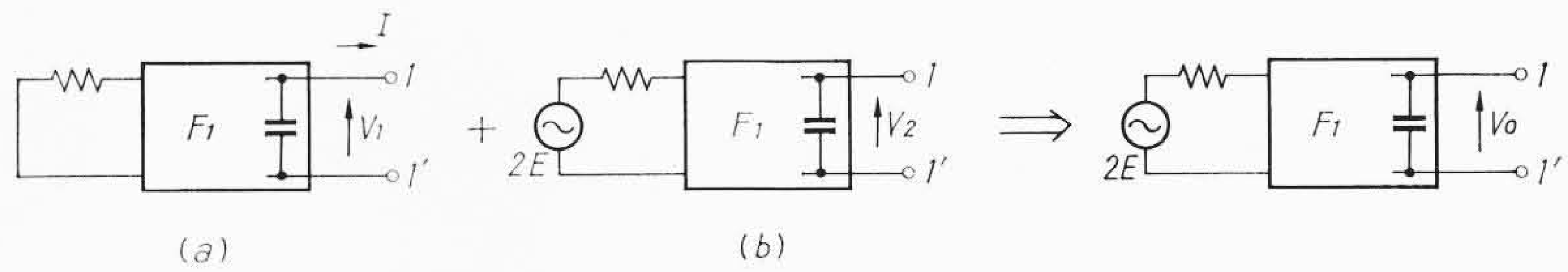
となるので, 時分割スイッチに起因する損失は, どんなに大きくても6 dBをこえないことがわかる。

8. 結　　言

以上, 時分割全電子交換機の2線式時分割通話回路に使用されるレゾナント・トランスファ回路について, その伝送損失を解析し, 若干の検討結果について述べた。解析の結果, この伝送損失は, 時分割スイッチに起因するものとろ波器によるものとに分離して考えられることがわかった。このうち, 時分割スイッチに起因する損失は, 条件の選び方により1 dB以下に押えることができる。またろ波器の損失はここでは詳細に触れなかったが, 影像減衰量に比例しているのでろ波器だけの問題として論じることができる。

ここで行なった解析結果から明らかなように, レゾナント・トランスファ回路は, 理想的には無損失伝送ができるが, 実際には若干の損失が避けられない回路であり, 従来の交換機の通話路に要求される伝送特性をみたすことはできない。しかし, 時分割全電子交換機の経済性を考えたとき, レゾナント・トランスファ回路は有望なもので, さらにその損失もわずかであることから, 全電子交換機には, これが適用される分野が考えられる。

終わりに, 終始ご指導いただいた日立製作所戸塚工場の関係各位に厚く感謝する次第である。



第8図 送信側ろ波器の出力電圧の重畳

参　考　文　献

(1) K. W. Cattermole: P. I. E. E., 105, 449 (Sept. 1958)
(2) 喜安, 戸田: 可変定数回路論 53 (昭35, 共立出版株式会社)
(3) 滝保夫: 伝送回路 94 (昭35, 共立出版株式会社)
(4) 豊田, 中条, 津田: 電通学会論文集 (昭36–11)
(5) 国広, 島崎, 小橋: 電通学会論文集 (昭36–11)
(6) P. J. May: A. I. E. E., 79, 615 (Nov. 1960)
(7) 中野, 塚田: 電通学会論文集 (昭36–11)

付録1 送信側ろ波器の出力電圧

レゾナント・トランスファ回路の送信側ろ波器の電圧波形を求める。このろ波器の出力側は, コンデンサで終端されていて, 標本化周期ごとに, その電荷は0になる。したがって, 本文**第2図**に示した回路は, 次の**第8図**に示したような二つの回路の重畳と考えることができる。すなわち, **第8図(a)**で, 電源を接続しない状態で端子1-1′から周期 T (μs) で, 音声周波数で変調された δ 関数の電流 I をとりだしたときの端子1-1′の電圧 V_1 と, **第8図(b)**で, 電源だけを接続し, 端子1-1′は単に開放状態として端子1-1′に現われる電圧 V_2 の重畳として V_0 が与えられる。いま, **第8図(a)**の回路において, 端子1-1′からみた入力インピーダンスのインパルス応答を $A(t)$ とすると, V_1 は,

$$V_1(t)=\sum_{K=-\infty}^{0} e^{j\omega_0 Kt}A(t-KT)$$

ω_0: 音声周波数

T: 標本化周期

K: 整数 0

$$\therefore\quad V_0=V_1(t)+V_2 \quad\cdots\cdots(22)$$

レゾナント・トランスファ回路の送信側ろ波器の出力電圧が問題になるのは標本化時点の直前である。したがって(22)より

$$V_0(KT)=V_1(KT)+V_2 \quad\cdots\cdots(23)$$

一方, レゾナント・トランスファ回路では, 送信側も受信側も全く同じろ波器が対向して使用され, 無損失の伝送が行なわれるための受信側ろ波器の条件として, $V_1(KT)=0$ (付録3参照) となる。

したがって, (23)より, $V_0(KT)=V_2$ となる。

すなわち, 標本化時点の直前の端子1-1′の電圧は, V_2 に等しく, これは, ろ波器の入力に電源を接続し, 出力を開放状態としたときの出力電圧に等しい。

付録2 周波数の関数 $F(j\omega)$ をもつ回路の応答

ここでは正実関数であるような周波数関数 $F(j\omega)$ をもつ回路に, 輝線スペクトルをもつ概周期関数 $f(t)$ が加えられたときの出力 $g(t)$ を求める。一般に, 周波数関数 $F(j\omega)$ が正実関数であり, 受動回路を対象に考えるならば

$$F(j\omega)=\frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}$$

$$=\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(j\omega-\alpha_{iK})^i} \quad\cdots\cdots(24)$$

(α_{iK} は $Q(j\omega)=0$ の根である)

と展開される。m, n_i は回路によってきまる適当な正の整数である。したがって, この関数 $F(j\omega)$ のインパルスレスポンス $B(t)$ は

$$B(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}F(j\omega)\cdot e^{j\omega t}\cdot d\omega$$

$$=\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{A_{iK}}{(j\omega-\alpha_{iK})^i}e^{j\omega t}\cdot d\omega$$

$$\therefore\quad B(t)=\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(i-1)!}\cdot t^{i-1}\cdot e^{\alpha_{iK}t}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots(25)$$

いま，回路に次に示されるような関数$f(t)$が加えられたとすると出力$g(t)$は，

$$g(t)=\int_0^{\infty}f(t-\tau)\cdot B(\tau)\cdot d\tau$$

ただし，

$$f(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_n\cdot e^{j\phi(\omega_n)}\cdot e^{j\omega_n t}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(26)$$

で与えられる。$B(t)$と$f(t)$に，それぞれ(25)，(26)式を代入して計算する。

$$g(t)=\int_0^{\infty}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_n e^{j\phi(\omega_n)}\cdot e^{j\omega_n(t-\tau)}\right]$$

$$\times\left[\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(i-1)!}\cdot\tau^{i-1}\cdot e^{\alpha_{iK}\tau}\right]d\tau$$

$$=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}A_n\cdot e^{j\phi(\omega_n)}\cdot e^{j\omega_n t}\cdot\frac{A_{iK}}{(i-1)!}$$

$$\times\int_0^{\infty}\cdot\tau^{i-1}\cdot e^{-(j\omega_n-\alpha_{iK})\tau}\cdot d\tau\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(27)$$

ここで，部分積分を利用して，

$$I=\int_0^{\infty}\tau^{i-1}\cdot e^{-(j\omega_n-\alpha_{iK})\tau}\cdot d\tau$$

を計算すると，

$$I=\frac{(i-1)!}{(j\omega_n-\alpha_{iK})^i}$$

(27)式より，

$$g(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}A_n\cdot e^{j\omega_n t}\cdot e^{j\phi(\omega_n)}\cdot\frac{A_{iK}}{(i-1)!}\cdot I$$

$$=\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_n\cdot e^{j\omega_n t}\cdot e^{j\phi(\omega_n)}\cdot\left[\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(j\omega_n-\alpha_{iK})^i}\right]$$

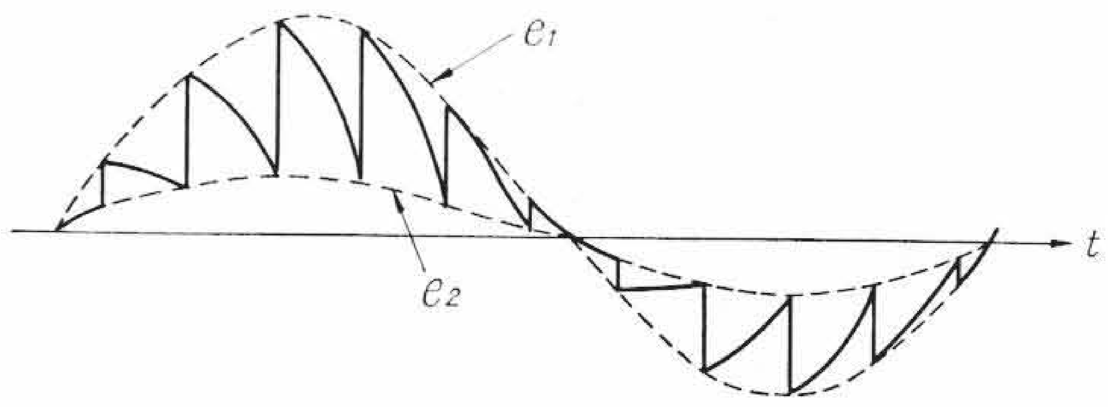
(24)式より，

$$g(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_n\cdot F(j\omega_n)\cdot e^{j\omega_n t}\cdot e^{j\phi(\omega_n)}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots(28)$$

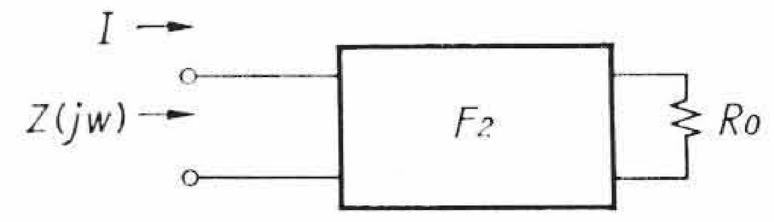
(28)式からわかるように，回路の応答$g(t)$の周波数成分は，$f(t)$がなんであっても，一般に周波数成分A_nと正弦波を表わす項$e^{j\omega_n t}$の積の形で表わされさえすれば，回路の関数$F(j\omega)$の周波数成分を表わす量$F(j\omega_n)$とA_nの積で表わされる。

付録3　受信側ろ波器の入力端子の残留電圧

これまでに述べてきた解析は，受信側の共振用コンデンサがサンプリングの直前に十分放電して，電荷がなくなっていることを前提としている。ところで，実際には，この電荷は負荷を通して放電するのであるから，入力の周波数によって放電の状況は変わり，サンプリング周期の間に，どんな場合にも完全に放電するとはいえない。したがって，サンプリング周期の直前に残留電圧が現われ，これによって伝送される電圧レベルが減少することになる。この分は，全体としてみると，伝送損失となって現われる。この模様を第9図に示す。包絡線e_1は信号成分を表わし，包絡線e_2が残留電圧を表わしている。ここでは，この残留電圧がどのような特性をもつものになるかを解析する。まず，第10図に示すように，ろ波器の出力を抵抗R_0で終端したときろ波器の駆動点インピーダンスを$Z(j\omega)$とする。このろ波器は繰返し周期として，サンプリング周期をもつδ関数が信号によって変調されているような電流Iで駆動されているものとする。サンプリング周期にくらべて信号を伝送するパルス幅は十分に小さいから，実際には半波の正弦波であるが，これをδ関数とみなす。



第9図　受信側ろ波器の入力端子の電圧波形



第10図　受　信　側　ろ　波　器

はじめに$Z(j\omega)$のインパルス応答を求める。一般に$Z(j\omega)$は付録2に示したように，

$$Z(j\omega)=\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(j\omega-\alpha_{iK})^i}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(29)$$

と展開できる。したがって，インパルス応答$A(t)$は，付録2 (24)式をそのまま使って

$$A(t)=\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(i-1)!}\cdot t^{i-1}\cdot e^{\alpha_{iK}t}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots(30)$$

インパルス応答の定義により，$t=KT$に単位δ関数が加えられたとき，それ以後の時間でのろ波器の入力端子の電圧$v(t)$は

$$v(t)=A(t-KT)$$

ここで必要なのは，サンプリングの直前の電圧であるから，その時間を，$t=NT$とすれば，$(-\infty<N<+\infty)$

$$v(NT)=A(NT-KT)$$

この電圧に影響をもつのは，$-\infty<K\leqq N-1$となるようなKT時間に加えられたインパルスであり，そのインパルスは信号$e^{j\omega_0 t}$で変調されているものと仮定したから，すべてのインパルスの影響を考慮したとき，残留電圧$V(NT)$は

$$V(NT)=\sum_{K=-\infty}^{N-1}e^{j\omega_0 KT}\cdot v(NT)$$

$$=\sum_{K=-\infty}^{N-1}e^{j\omega_0 KT}\cdot A(NT-KT)$$

$K=N-M$とすると

$$=\sum_{M=\infty}^{1}\cdot e^{j\omega_0(N-M)T}\cdot A(MT)$$

$$\therefore\quad V(NT)=e^{j\omega_0 NT}\sum_{M=1}^{\infty}e^{-j\omega_0 MT}\cdot A(MT)\quad\cdots\cdots(31)$$

(30)式を代入すると，

$$V(NT)=e^{j\omega_0 NT}\sum_{M=1}^{\infty}\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(i-1)!}$$

$$\times(MT)^{i-1}\cdot e^{(\alpha_{iK}-j\omega_0)MT}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(32)$$

任意の時間$t=NT$における残留電圧は(32)式で与えられる。共振伝送が理想的に行なわれるためには，(32)式で示される$V(NT)$が，N，ω_0に無関係に0でなければならない。このための条件は，

$$\sum_{M=1}^{\infty}\sum_{i=1}^{m}\sum_{K=1}^{n_i}\frac{A_{iK}}{(i-1)!}(MT)^{i-1}\cdot e^{(\alpha_{iK}-j\omega_0)MT}=0$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(33)$$

(33)式で示された条件が満たされているか否かは，α_{iK}の値を求めなければわからない。α_{iK}は(29)式で示されているように，駆動

点インピーダンス$Z(j\omega)$の極であり，これを求めるには，一般にn次方程式のすべての根を求めなければならない。

α_{iK}が解ければ，(33)式を満足しないまでも，(32)式を計算することはできるから，残留電圧はどれほどになるかがわかる。

付録 4

$$\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}e^{-jKT(\omega\pm q)}$$

$$=\begin{cases}\dfrac{1}{T}: & \omega=n\omega_0\pm q \text{ のとき}\\ 0: & n\neq n\omega_0\pm q \text{ のとき}\end{cases}$$

$$\text{ただし}\quad \frac{2\pi}{T}=\omega_0$$

〔証明〕

まず，

$$\sum_{K=-N}^{N}e^{-jKT(\omega\pm q)}=\sum_{K=-N}^{N}\cos KT(\omega\pm q)$$

$$\therefore\quad \lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}e^{-jKT(\omega\pm q)}$$

$$=\lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}\cos KT(\omega\pm q)$$

さて，

(i) $\omega=n\omega_0\pm q$ のとき

$\omega\pm q=n\omega_0 \quad \therefore\quad T(\omega\pm q)=2\pi n$

$\therefore\quad \cos KT(\omega\pm q)=\cos 2\pi nK=1$

$$\therefore\quad \lim_{N\to\infty}\frac{1}{2NT+t_0}\sum_{K=-N}^{N}\cos KT(\omega\pm q)$$

$$=\lim_{N\to\infty}\frac{2N+1}{2NT+t_0}=\frac{1}{T}$$

(ii) $\omega\neq n\omega_0\pm q$ のとき

$T(\omega\pm q)\neq 2\pi n$

したがって，$\cos KT(\omega\pm q)$の値は，$-\infty<K<\infty$の間に-1と$+1$の値を交互にとるか，または，その間の値をくり返しながらとるかのいずれかである。いずれにしても全部加えて平均をとれば0になる。

新案の紹介

登録新案第580898号

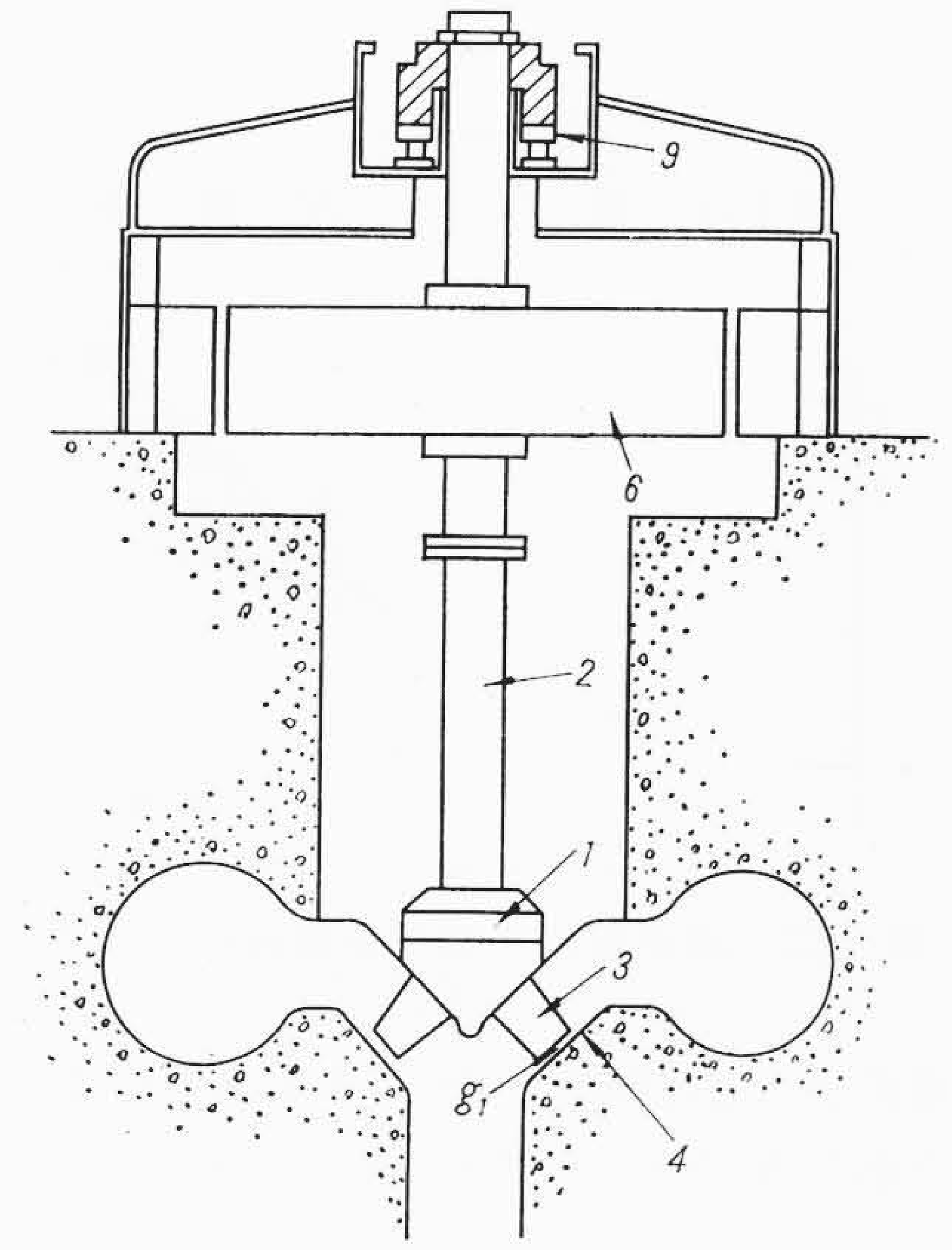
田附 修・森 昌夫
高橋 昭吉

斜流型竪軸水車発電機保護装置

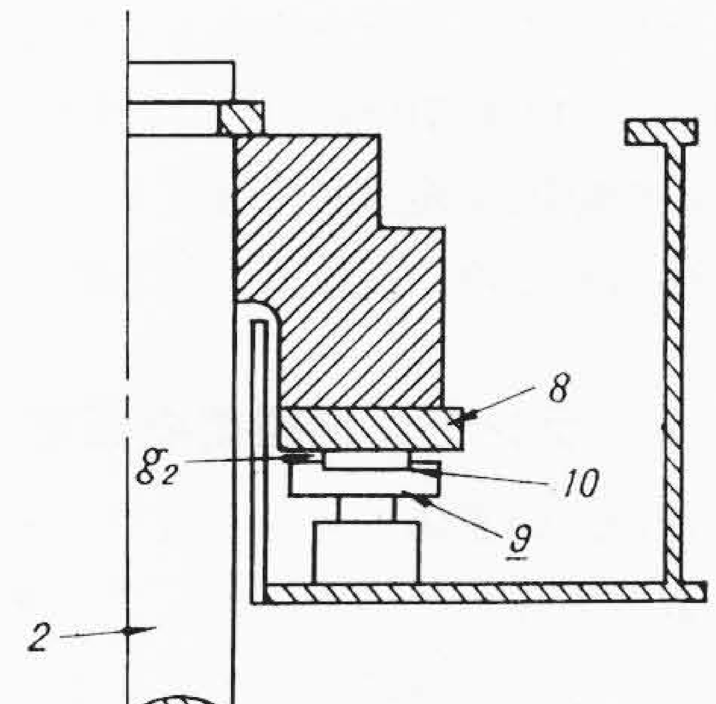
斜流型水車においてはランナーブレード3の外縁と静止部4との間の間隙g_1が大であれば水車効率が低下するので，これを極力小とする必要がある。しかし間隙g_1を小さくすると，水車1と発電機6を連結した主軸2の推力軸受のホワイトメタルが摩耗した場合，主軸2が下降してブレード3の外縁が静止部4と接触してブレードを破損する危険がある。

本考案はこの危険を防止する保護装置に係り，**第2図**および**第3**図に示すようにスラストランナー8を支承するセグメントメタル9にホワイトメタル10を鋳込むに当り，ホワイトメタル10の高さをセグメントメタル9の上面よりg_2だけ高くし，しかも高さg_2は前記間隙g_1よりも小なるようにしたことを特長とするものである。

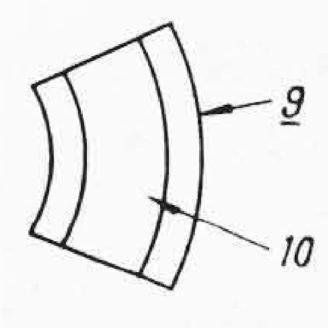
この構造によればホワイトメタル10が摩耗して主軸2が下降する場合はスラストランナー8の下面をセグメントメタル9の上面で支承し得るからブレード3の外縁が静止部4に接触してブレード3を破損する危険を完全に防止することができる。 (岩田)



第 1 図



第 2 図



第 3 図