

電子交換機

—主として時分割方式のものについて—

Electronic Automatic Telephone Exchange

— Especially, Time-Division Multiplex System —

藤岡 旭* 中野 浩行*
Asahi Fujioka Hiroyuki Nakano

内 容 梗 概

全電子交換における空間分割方式と時分割方式とは、ともに現在開発途上にあり、その優劣について結論を出すことは困難である。この中でも時分割方式は、有望な方式と考えられながらも、未検討の分野が多い。本報告は、主として時分割方式における諸問題を中心にまとめたものである。

1. 緒 言

一般に電子交換機は電子化の程度によって、その一部を電子化する部分電子式、通話路以外を電子化する半電子式および交換装置全体の電子化を行なう全電子式に分類される。そしてこの電子式通話路として現在一般に考えられているものに、空間分割、時分割、周波数分割の三方式がある。このうち周波数分割はいろいろ技術的な難点のあることから東京大学などで検討された程度である。

空間分割および時分割方式の電子交換機については、すでに1950年初頭より各国の文献で紹介され、各種各様の研究が行なわれてきたのであるが、全電子交換機の中で最も新しいと考えられるものはベル研究所で開発された空間分割の ESS 方式、また伝送系との融合を考えて開発された時分割の ESSEX 方式と、GPO 方式および AO 方式で代表されるイギリスおよび日本（東大）の時分割方式である。ESS 方式のものはイリノイ州のモリス (Morris) 局で1960年11月17日に開局し、また、GPO 方式のものは、一昨年11月設置されたドリスヒル (Dollis Hill) 研究所での経験に基づいて、北ロンドンのハイゲート・ウッド (Highgate Wood) 局で1962年までには600回線の実装で商用に供される予定である。また昨年末の電子交換に関する国際会議では、各国から多数の論文が呈出されたが、その中でも、イギリス、ベルギー、スウェーデンなどでは異色の研究が行なわれている。

全電子交換方式の研究に当って、空間分割と時分割のいずれが方式的にすぐれているかは興味ある問題であるが、現在開発途上にある関係上、決定的な結論は得られていない現状にある。筆者らはかねてから時分割方式の長所およびその特殊性に着目して時分割方式の可能性の検討、時分割方式の諸形式、大容量交換機の諸方式などについて研究してきたので二、三の問題について報告する。

2. 日立製作所における電子交換研究の経緯

日立製作所における電子交換の研究は、昭和31年よりはじめられ、試作1号機として、昭和32年に日立製作所中央研究所でパラメトロンによる半電子交換機が完成し、昭和33年には応交32号帯域時間登算装置（電子ZZZ）、応交32号電子交換装置（ β 交換機）が相次いで日本電信電話公社電気通信研究所のご指導によって戸塚工場で作られた。

また、部分電子交換方式の研究も、昭和34年ころからはじめられ、半導体を用いた電子式加入者識別装置も試作されている。

一方、全電子交換方式の研究も昭和33年末からはじめられ、半導体を用いた時分割式全電子交換機 HITEX-1、空間分割式全電子交換機 HITEX-2 が試作された。HITEX-1、HITEX-2 交換機はい

* 日立製作所戸塚工場

ずれも実験用の加入者線交換機であるが、これにつづくものとして実用機としての HITEX-3 システムの交換機を、今回、東京急行電鉄株式会社自由ヶ丘交換所に納入した。このシステムの実用試験によって多くの貴重な技術資料が得られるものと期待されている。

3. 時分割方式の検討

緒言にもふれたように、空間分割方式、時分割方式のいずれが方式的にすぐれているかは、方式上きわめて重要な問題であるが、決定的な結論は得られていない。ここで、時分割方式を空間分割方式と比較してみると、おおよそ次のようにいえるのではないかと考える。

- (1) 通話路では高周波特性が要求されるので、所要の通話品質をうるためには高度の技術を必要とする。
- (2) 通話路を含めて高度の多重化が行なわれるので、多重化された部分の素子数はかなり減少する。
- (3) したがって、各機能回路および素子に高度の信頼度が要求される。

このうちの(1)は、時分割通話路が各国で研究開発されてきている現在では、一応、実用の見通しが得られたと考えられる。(3)の信頼度の問題は、現状の交換機の性格から当然交換機に冗長回路を付加する必要があるもので、経済性とも関係する重要な問題である。

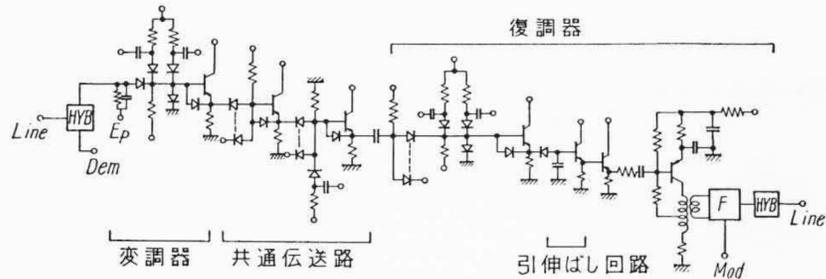
また、この問題は保守形態によっても左右されるもので、われわれとしても目下検討中ではあるが、ここでは触れないこととする。

(2)についていえば、従来、時分割方式の欠点として、変復調器の高価なことがあげられていたが、ハイウェイスイッチングの採用によって変復調器の使用個数を減少できるので、変復調器の素子を含めて比較的少ない素子で時分割交換機が構成できる。

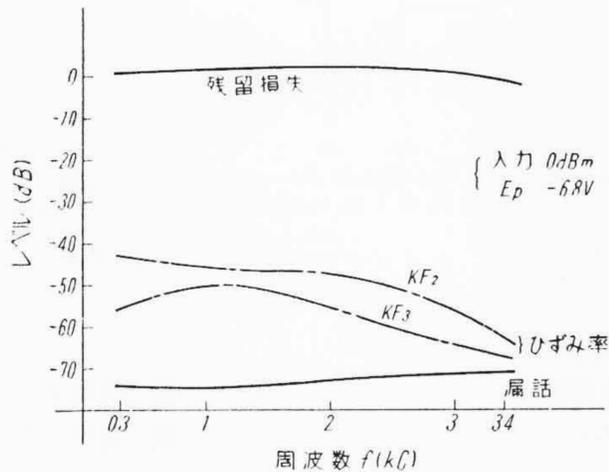
これに対し、空間分割方式では、クロスポイントに使う素子だけで相当膨大な数量となる。日本電信電話公社電気通信研究所の資料によれば10,000回線くらいの局で回線当り25、1,000回線くらいの局で回線当り20のクロスポイント数を必要とすることが報告されている。一方、時分割方式では4で述べるように、クロスポイント数は問題にならないくらいに減少するが、ハイブリッドトランス、復調増幅器、復調用ろ波器のような加入者対応の回路が複雑になってくる。

したがって、空間分割方式と時分割方式との素子数について比較するためには、空間分割方式ではクロスポイント数とそのメモリ数について、時分割方式では加入者対応の回路の素子数について主として検討すれば、おおよそ結論が得られることになる。

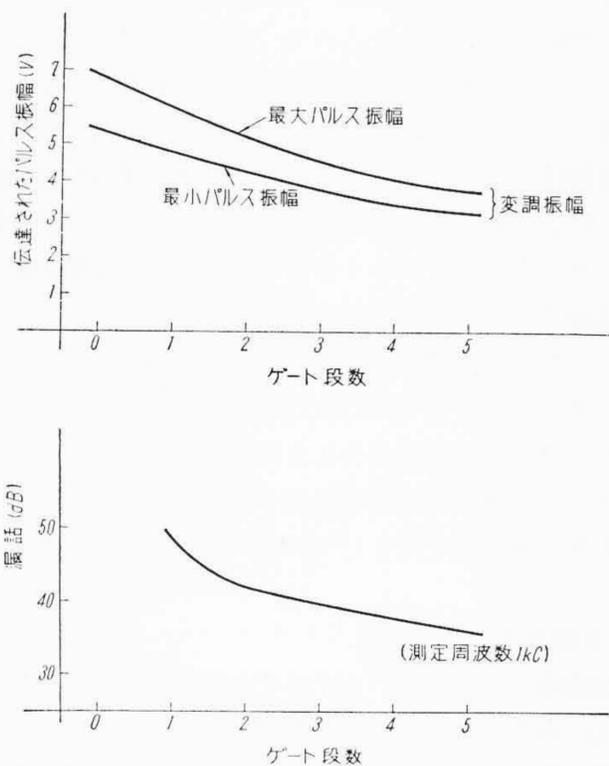
次に、時分割交換方式できわめて重要な役割をもつ、時分割スイッチの構成と通話路、加入者回路の構成についてその概略を述べる。



第1図 ダイオードによる通話回路の一例 (HITEX-3 TS-0)



第2図 HITEX-3 TS₀ 通話路特性



第3図 ダイオードゲートによる通話回路の特性

3.1 時分割通話回路

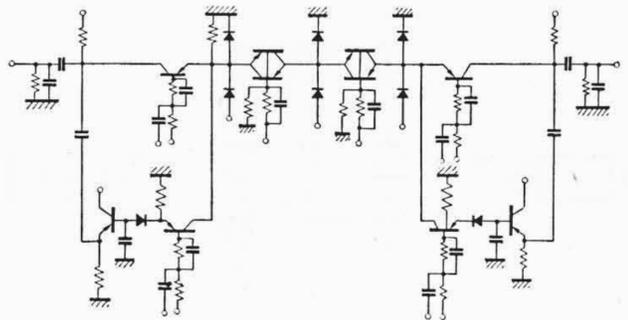
3.1.1 4線式時分割通話回路

4線式時分割通話回路の場合

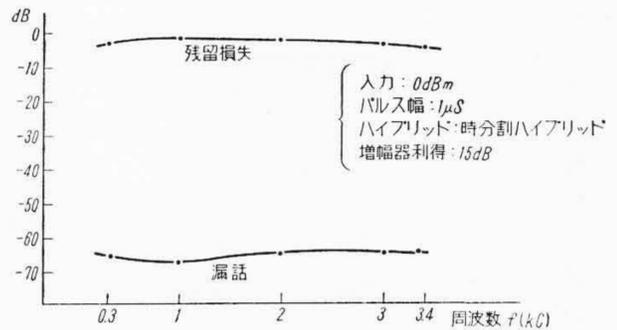
- (1) 通話回路内パルスゲートの多段接続をどうするか。
- (2) 2線と4線の変換を考えた場合、ハイブリッド回路をどうするか。
- (3) 変復調回路を経済的にするにはどうするか。

ということが重要な問題となってくる。まず(1)について考えてみる。

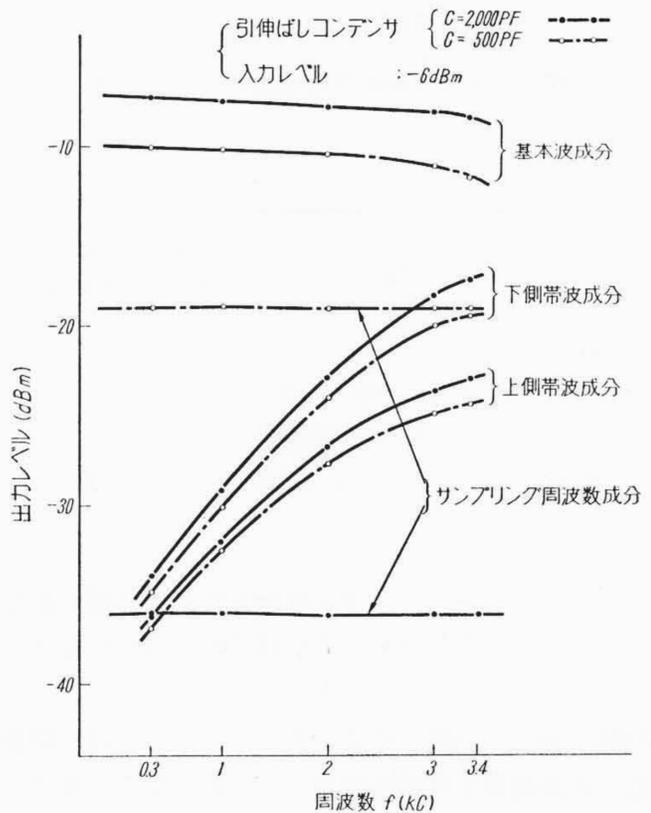
時分割通話回路では、共通伝送路あたりのチャンネル数に技術的な上限があるので、数千~数万端子の交換機を考える場合には、どうしても共通伝送路をいくつか組み合わせて使用することとなり、PAM波に対するパルスゲートが何段か必要となる。この多段接続のために、通話レベルの低下、漏話の累加、ひずみ率の累加などいろいろな問題が生じてくる。HITEX-3システムの中継



第4図 4段接続トランジスタゲートによる時分割通話回路



第5図 4段接続トランジスタゲートによる時分割通話回路の特性

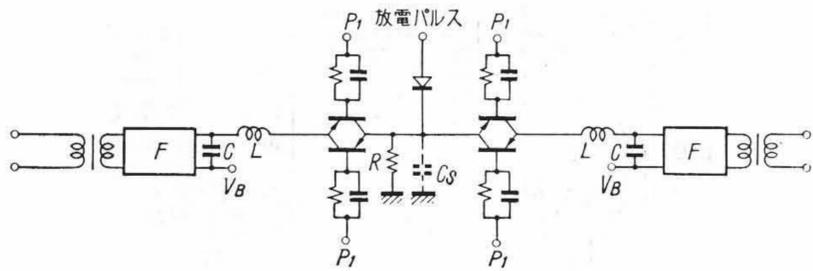


第6図 引伸ばしによる効果

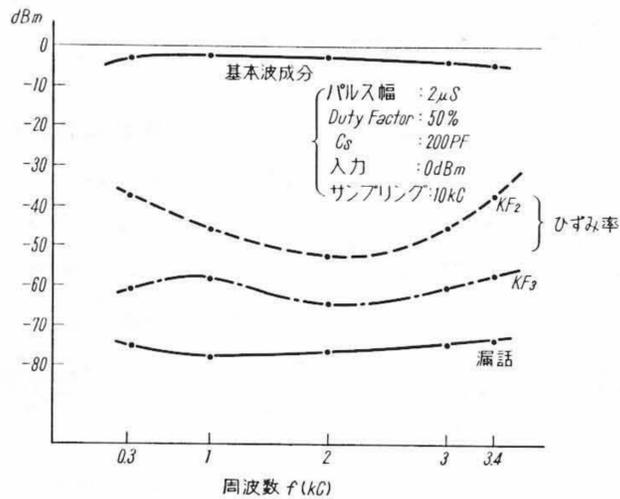
交換機 TS-0 に使用した時分割通話回路では、回線数が少なかったために、第1図に示すような1段のダイオードゲートを使用して第2図に示すような特性が得られたが、このダイオードゲートを多段接続すると第3図に示すようにダイオードの順方向抵抗による損失が増加し、経済的に通話回路を構成することがむずかしくなってくる。

一方、第4図のような4段接続のトランジスタゲートを使う場合は、第5図に示すように伝送特性上は満足できる時分割通話回路が構成できる。なおこのデータでは、時分割ハイブリッドを使用しているためその損失が大きく、16 dBの増幅器利得を必要としている。

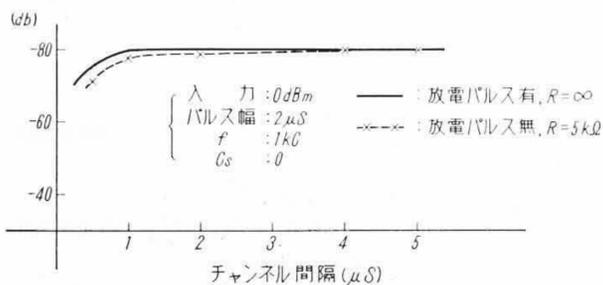
つぎに(2)について考える。2線と4線の変換は、加入者交換機、あるいは、2線と4線の間介在する中継交換機を考えると必要となる。このハイブリッドとしてはハイブリッド、トランス、抵抗ハイブリッドおよび時分割ハイブリッドが考えられるが、経済的にみると後の二つがすぐれていると考えられる。そのうち、時



第 7 図 Resonant Transfer を使用した 2 線式通話回路



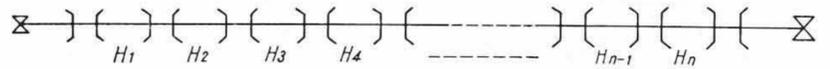
第 8 図 Resonant Transfer の伝送特性



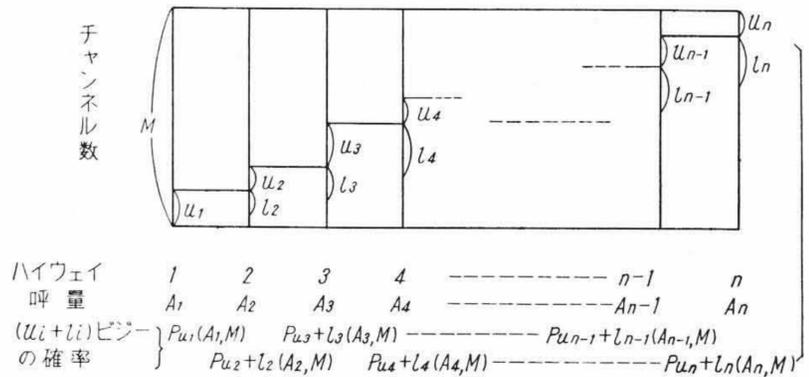
第 9 図 チャンネル間隔による漏話

分割ハイブリッドは漏話、ひずみ率などの点に問題があるので、抵抗ハイブリッドを使用する方式が経済性の点からもよいと考えられる。おわりに(3)について考えてみる。

変調回路は簡単な回路で構成できるので、それほど問題にはならず、むしろ復調器が経済性の点から問題になる。まずろ波器では特にサンプリング成分を抑圧しなければならないので、第 1 図に示すようなパルス引伸ばし回路を使用して、第 6 図に示すようにサンプリング成分を減らすことによって、その素子数を少なくすることができる。同時に引伸ばし回路のコンデンサの値を大きくすれば、基本波成分も増大するので復調能率の改善をはかることもできる。結局、4 線式の通話回路としては、多段ゲートの場合、トランジスタゲートを使用し、引伸ばしを行なってるろ波器を簡略化し、また、ハイブリッドとしては抵抗ハイブリッドを使用するのがもっとも経済的になるとと思われる。



第 10 図 n リンク式の接続図



第 11 図 n リンクオールビジーの模型図

3.1.2 2 線式時分割通話回路

時分割交換機においては共通伝送路を 2 線で構成することもできる。レゾナントランスファは加入者回路が簡単になるので現在最も有望な手段の一つと考えられる。これは第 7 図の回路で、左の C の電荷を LC の共振を利用して右の C に移す方法である。これによれば、変復調回路は、ろ波器とパルスゲートだけから構成され、増幅器は不要となるので、経済的である。この場合、パルスゲートは、両方向性が要求されるが、対称トランジスタがなくても図のように対で使用して目的を達成できる。第 8 図にこの回路の諸特性を示しておく。これによれば、系内に増幅器を含まないことによる若干の損失を除けば、十分満足できる特性である。このデータでは、チャンネル数は 25 となるが、実験の結果では、パルス幅を 1 μs としても、十分にレゾナントランスファを行なわせることができ、第 9 図のチャンネル間隔による漏話のデータからみてチャンネル数 50 程度は実現可能である。

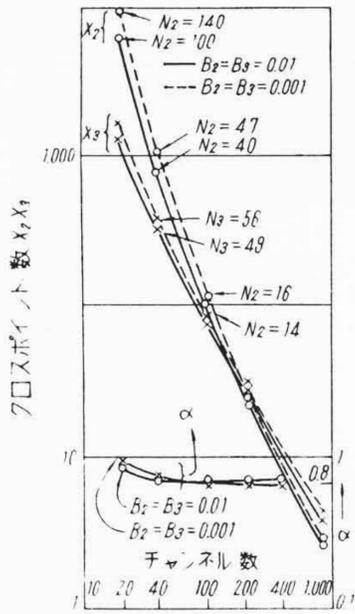
この方式は若干の残留損失をまぬがれないが、自局内呼のみに損失を許し、中継呼は損失を補償するようにすれば、その特長は十分に生き、通話系全体としての損失配分上支障がないと考えられる。

3.2 時分割スイッチの構成

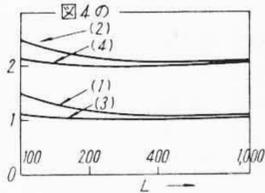
時分割交換機においても、スイッチの構成をどのようにするかということ、方式決定上きわめて重要な問題である。ここではハイウェイスイッチング、磁気ひずみ遅延線メモリを採用した場合のスイッチ構成について、主としてクロスポイント数、クロスポイント開閉のためのメモリ数について、交換機に許容されるトラフィック条件を考慮して検討する。いま任意の 2 加入者を接続する場合、一般には第 10 図のようにハイウェイ $H_1 \sim H_n$ の n 個のリンクが直列に使用されることになる。

第 10 図の接続の損失は第 11 図の模型によって与えられ、その値は次式によって与えられる。*

$$\begin{aligned}
 B_n &= \sum_{u_1=0}^M \sum_{u_2=0}^{M-u_1} \sum_{u_3=0}^{M-u_1-u_2} \dots \sum_{u_n=0}^{M-\sum_{i=1}^{n-1} u_i} \sum_{l_2=0}^{u_1} \sum_{l_3=0}^{u_1+u_2} \dots \sum_{l_n=0}^{u_1} \prod_{r=1}^n P_{u_r+l_r}(A_r, M) \frac{\binom{M-\sum_{i=1}^{r-1} u_i}{u_r} \binom{\sum_{i=1}^{r-1} u_i}{l_r}}{\binom{M}{u_r+l_r}} \\
 &= \sum_{u_1=0}^M \sum_{u_2=0}^{M-u_1} \dots \sum_{u_n=0}^{M-\sum_{i=1}^{n-1} u_i} \sum_{l_2=0}^{u_1} \sum_{l_3=0}^{u_1+u_2} \dots \sum_{l_n=0}^{u_1} \prod_{r=2}^n P_{u_r}(A_r, M) \prod_{r=2}^n \binom{M-\sum_{i=1}^{r-1} u_i}{u_r} \times \frac{P_{l_r}(A_r, M)}{P_{\sum_{i=1}^{r-1} u_i}(A_r, M)} \times \frac{P_{\sum_{i=1}^{r-1} u_i - l_r}(A_r, M)}{P_{M-u_r-l_r}(A_r, M)} \times E(A_r, M)
 \end{aligned}$$



第12図
\$L_T \times a = 1,000\$, \$B_2 = B_3\$ のときの2リンク式と3リンク式の比較



第13図
回線当りクロスポイント数

ただし

$$\begin{cases} E(A_r, M) = A_r M / M! \times \sum_{i=1}^M \frac{A_r^i}{i!} \\ \sum_{i=1}^n u_i = M \end{cases}$$

この式で、 $n=2, 3$ とおくと、それぞれ Harris, Adelaar & Hunter 氏の式となり、 $n=1$ とおくと、よく知られている Enlang の損失式となる。

いま、呼損率および線路側ハイウェイ数と、ハイウェイスイッチのクロスポイント数との間の関係を求めるために、一例として2リンク式、3リンク式の場合の線路側ハイウェイの数を N_2, N_3 , 総呼量を $L_T \times a$ (L_T : 加入者線総数, a : 加入者当り呼量), 2リンク式, 3リンク式での損失を B_2, B_3 , また N_2 と N_3 の比を α , 2リンク式, 3リンク式でのハイウェイスイッチのクロスポイント数を X_2, X_3 とすると、次式のような結果をうる。ここで $\beta_2, \gamma_2, \beta_3, \gamma_3$ は呼損率の値によって異なる定数であり、これは物理的にいえば、あるチャンネル数の範囲ではチャンネル数と呼ぶる呼量との間の関係はほぼ直線的な関係をもつことを示すものである。これによれば、3リンク式が有利である比較的チャンネル数の小さい所では、チャンネル数の2乗に反比例してクロスポイント数が減少し、また2リンク式が有利となる比較的チャンネル数の大きい所ではチャンネル数の $\frac{3}{2}$ 乗に反比例してクロスポイント数が減少することがわかる。

$$N_2 \doteq \frac{L_T \times a}{\beta_2 M - \gamma_2}, \quad X_2 \doteq \frac{1}{2} \left(\frac{L_T \times a}{\beta_2 M - \gamma_2} \right)^2 \doteq \frac{1}{2} \left(\frac{L_T \times a}{\beta_2} \right)^2 \frac{1}{M^2}$$

($\because \beta_2 M \gg \gamma_2$)

$$N_3 \doteq \frac{L_T \times a}{\beta_3 M - \gamma_3}, \quad X_3 \doteq \left(\frac{L_T \times a}{\beta_3} \right)^{\frac{3}{2}} \times M^{\frac{3}{2}} \quad (\because \beta_3 M \gg \gamma_3)$$

$$\alpha = N_2 / N_3 = 0.8 \sim 0.95 \quad (B_2 = B_3 = 0.01 \sim 0.001, M \geq 20 \text{で})$$

$$X_3 / X_2 = \frac{2\sqrt{N_3}}{\alpha(\alpha N_3 - 1)} \quad \begin{cases} B_2 = B_3 = 0.01 \text{ のとき, } \alpha \doteq 0.80 \sim 0.85 \\ B_2 = B_3 = 0.001 \text{ のとき, } \alpha \doteq 0.77 \sim 0.95 \end{cases}$$

第12図は $a=1/10$ とした10,000回線のときのハイウェイスイッチのクロスポイント数を求めたもので、このような条件のもとで実用できるチャンネル数の範囲では、3リンク式が有利となることを示している。次に、いま求めた X_2, X_3 の値に、加入者端のクロスポイントと一つのグループ内(一つのハイウェイに收容される加入者群をグループと呼ぶ)接続のためのクロスポイントを加えると第1表のような結果がえられる。一つのグループ内の線路数 L をパラメータとして示すと第13図のとおりとなる。これらによれば、全体のクロスポイント数のほとんどが加入者端でのクロスポイントであって、ハイウェイスイッチでのクロスポイント数は無視できること、したがって4リンク以上の形式でクロスポイント数をへらして

第1表 総クロスポイント数

別	項	総クロスポイント数
2リンク式	1	$N_2 L \left(1 + \frac{N_2 - 1}{2L} \right)$
	2	$N_2 L \left(2 + \frac{N_2}{L} \right)$
3リンク式	3	$N_3 L \left(1 + \frac{f + \sqrt{N_3}}{L} \right)$
	4	$N_3 L \left(2 + \frac{1 + 2f + 2\sqrt{N_3}}{L} \right)$

項 1,3 --- 2線式
項 2,4 --- 4線式
 f --- オーバフローリンク数

も全体からみればあまり意味がないこと、また加入者当り、2線式では1.5個以下、4線式では2.5個以下のクロスポイント数で構成でき、時分割交換機全体に占める割合はきわめて小さいことなどがわかる。

次に、クロスポイント開閉のためのメモリ数と展開用ゲートのダイオード数がどの程度のものになるか検討してみる。ここではクロスポイント開閉のためのメモリとして磁気ひずみ遅延線を使用し、複数個の磁気ひずみ遅延線を2進コードで組み合わせ使用する場合についてだけ考えることにする。1リンク式, 2リンク式, 3リンク式のおのおのについて2線式と4線式の場合に有利とみられるメモリ構成を考えると、そのときのメモリ数として、それぞれ下式で与えられる。

(1) 1リンク式

2線式

$$m_1 = \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} + \binom{L}{2} \right] \right\rceil$$

4線式

$$m'_1 = 2 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] \right\rceil$$

(2) 2リンク式

$$m_2 = N_2 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} + \binom{L}{2} \right] + \sum_{r=1}^{N_2-1} \left\lceil \log_2 \left[\binom{N_2-r}{0} + \binom{N_2-r}{1} \right] \right\rceil \right\rceil$$

$$m'_2 = 2N_2 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] + 2 \sum_{r=1}^{N_2-1} \left\lceil \log_2 \left[\binom{N_2-r}{0} + \binom{N_2-r}{1} \right] \right\rceil \right\rceil$$

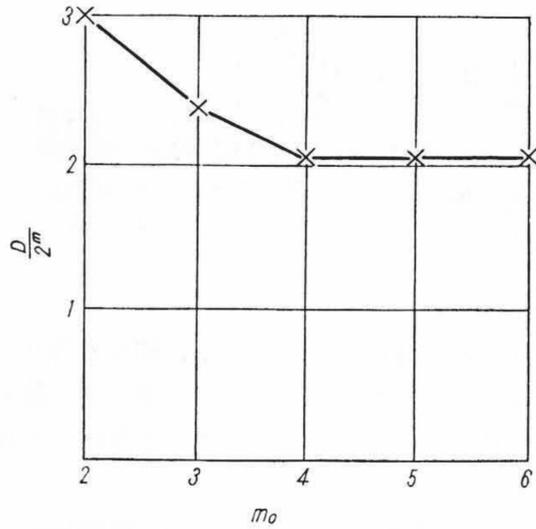
(3) 3リンク式

$$m_3 = N_3 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} + \binom{L}{2} \right] \left[\binom{S}{0} + \binom{S}{1} \right] \right\rceil$$

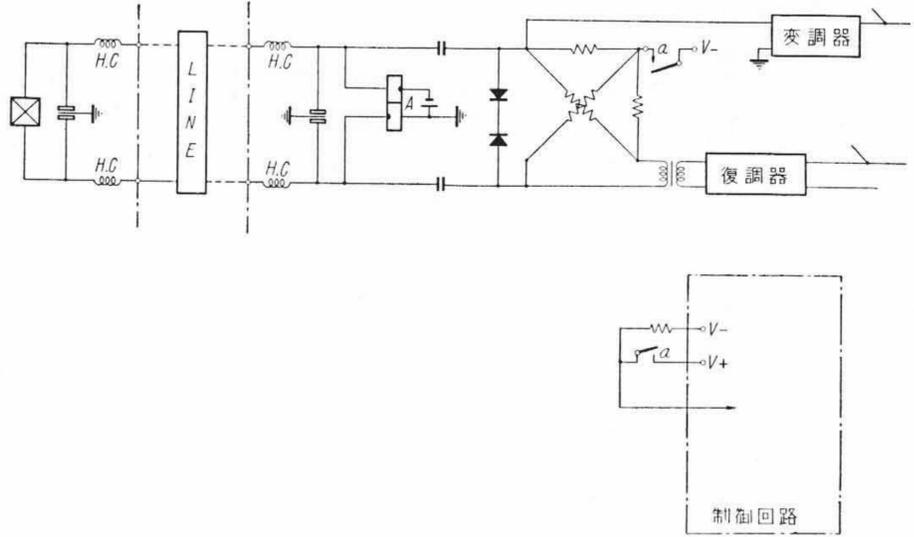
$$m'_3 = 2N_3 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] \left[\binom{S}{0} + \binom{S}{1} \right] \right\rceil$$

2線式で $\binom{L}{2}$ の項が出てくるのは、同じハイウェイに收容される加入者相互の通話を行なうために、同じチャンネルパルスと同時に2箇所使うことによるものである。メモリの書込読出回路が比較的簡単な場合には、メモリ数とダイオード数を総合して経済化するために $\left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} + \binom{L}{2} \right] \right\rceil$ の項を4線式の場合と同じ数の $2 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] \right\rceil$ にまで増したほうが良いことになる。同一ハイウェイに收容される加入者相互の通話数がトラヒック上少ないことを考えると、 $2 \left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] \right\rceil$ とするのは得策ではない。むしろ、 $\left\lceil \log_2 \left[\binom{L}{0} + \binom{L}{1} \right] \right\rceil$ だけのメモリを置いて $\binom{L}{2}$ に対応する同一ハイウェイ内加入者相互通話のためには、ベルギーで行なわれている蓄積回路のような別のメモリを設けるのが最良の方法と考えられる。

以上で求めた一般に m 個の遅延線メモリを、 $k=2m$ 個の行先に展開する場合、1段のゲートだけで構成するとすれば、 mk 個のダイオード、すなわち一つの行先当り m 個のダイオードを必要とする。行先がラインゲートのような場合には、きわめて膨大な数となっ



第 14 図 展開ゲートの一つの行先当りダイオード数



第 15 図 加 入 者 回 路

て不経済である。

また分岐数の点でも技術的に困難である。一般に使用ダイオード数を最少にする方法は 2 個ずつのグループに順次細分してゆき、各グループで展開したあと、この方法によって縦属的につないでゆく方法であることが証明できる。このとき必要とするダイオード数 D は

$$D = \sum_{i=1}^{m_0} \binom{m}{2} \times 2 \times 2^{2i} = \sum_{i=1}^{m_0} 2^{2i+m_0-i+1}$$

(ただし $m = 2^{m_0}$)

したがって一つの行先当り

$$\frac{D}{2^m} = \frac{D}{2^{2^{m_0}}}$$

個となる。この値を m_0 の関数として図示したのが第 14 図であって、 $m=3$ ビットのとき約 2.4 個、 $m>8$ ビットでは約 2 本のダイオードですむことになる。この結果は非常に重要であって結局 2 進コード化が進んでも、それほど大きなゲートにならないことを意味している。

3.3 加入者回路

ここであげる加入者回路はハイブリッド、変復調器を含めた加入者対応の各回路の総称である。3 の冒頭で述べたように、時分割スイッチ周辺の回路は交換機全体からみると、きわめて小さい部分であり、時分割方式を経済面からみた場合には、加入者対応の回路によって、そのほとんどを左右されることになる。近年、各メーカーによって研究されているレゾナント、トランスファ式の通話路も、そのための一つの手段であると考えられる。またハイウェイで増幅することによって加入者回路を安価にしようという試みや、復調回路の増幅器とインピーダンス変換器を共用して、少しでも加入者回路を安価にしようという試みもそれである。また 4 線式の場合にはハイブリッドトランスを避けて時分割ハイブリッドや抵抗ハイブリッドを採用するのもそれである。

加入者回路は、以上のような手段によって、より経済的にするこ

とが必要であるが、これとは別に次のような点を考慮しなければならない。すなわち、外部からの雑音を直接受けとる回路であるから雑音をなるべく拾わないよう注意し、また極端に大きい衝撃波を受けても、電子装置に危害を与えないようにする必要がある。また交換機全体に占める加入者回路の割合が比較的大きいことから、スタンド・バイをとりにくいので全加入者にわたる加入者回路の障害率は、保守方法とも関連して極力低くする必要がある。また、信頼度の面からも、できるだけ簡略化の必要がある。以上の諸点を考慮した 4 線式加入者回路の一例が第 15 図である。この図で、変復調器以外はすべて平衡形であって、しかも電子部品は使用していない。

送受器あげ表示を変調器経由で送らない場合には、通話電流供給回路からリレー接点または光を利用して、電気的には独立して、走査回路に表示される。ロックアウトメモリは中央の共通メモリにおき、話中音は加入者回路からは送らない。これは時分割方式ではビジートンクは全体で共用されるので不足するという心配のないこと、また時分割方式では多重化されたスイッチの故障はその被害の波及範囲の大きいことから絶無を期されるべきものであって、ビジートンク接続ルートの故障は考慮する必要がないためである。電話機内のトーン・リングは、時分割スイッチを経由して送られてくる呼出制御音によって鳴音する。メータリングも中央装置で行なうことによって交換装置全体を経済化している。

4. 結 言

以上、電子交換研究の外部情勢について述べ、日立製作所における研究の経緯について報告したあと、話を時分割方式に絞って検討した。はじめにも述べたとおり、時分割方式においては、通話品質を確保し、より経済的な方式を検討し、また、加入者に対応する多重化されていない回路素子をできるだけへらして経済化を図ることはもちろんであるが、特に高信頼度化の点にも留意する必要がある。

本報告を終わるに際し、ご指導をいただいた日立製作所本社渡辺技師長をはじめ中央研究所、戸塚工場の関係各位に深く感謝する。