

最近のデータ伝送*

砂 川 博**

1. はしがき

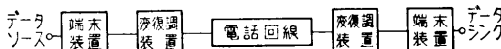
最近の計算機の発達は、ばく大な処理能力と蓄積能力の増大をうながし、これらの能力を単にユーザに提供するだけでなく、多数のユーザに利用されなければ、その効用がよりよく発揮されないところまで来ている。計算機の公共性がたとえば情報システムとして高まるにつれ、計算機と通信網との関係はますます密接不可分にならざるを得ないであろう。“データ伝送”という言葉より“データ通信”という言葉が、近頃よく使用されるのもこの辺の事情によるものと思われる。

データ通信—データ処理機能とデータ通信網が有機的に結合されたシステム—に関しては、すでにいくつかの議論が試みられ、なお一層の議論が期待され、その必要性が存在している。この点私自身の一大関心事ではあるが、まだ論ずる段階に到っていないので、本日は、標題に示すように、主題を伝送だけに絞り、伝送の基本的な考え方、最近のトピックスあるいは研究の動向などについてお話ししてみたい。計算機とは毛色の違った伝送の話が、計算機専門家の何らかの点で、お役に立てば幸であります。

2. ベース・バンド伝送系

2.1 データ伝送系

データ伝送系は、一般に第1図で示されるように、

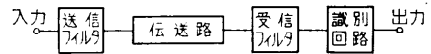


第1図 データ伝送系

端末装置、変復調装置、伝送路から成り立つ。いうまでもなく、端末装置は、リーダー、パンチャーなどのいわゆる入出力装置と直並列変換、相互の同期、誤り制御などの機能を果す伝送制御装置であり、変復調装置はモデム (MODEM) と呼ばれ、端末装置からの信号

を電話回線に適した交流信号に変換する装置である。

MODEM から MODEM までをデータ伝送回線と呼ぶ。一般に電話回線は直流信号を通すことができない帯域伝送系であるが、MODEM の入力から出力までは、直流信号を通すことができる一種のベース・バンド伝送系と考えてよい。ベース・バンド伝送系は、第2図のように、送信フィルタ、伝送路、受信フィルタ、識別回路の順に接続される。



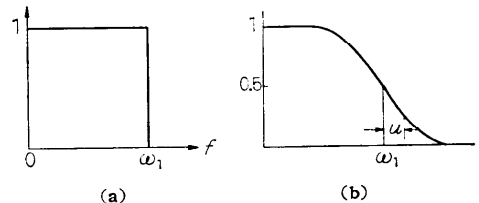
第2図 ベース・バンド系

識別回路からなる系で表わすことができる。デジタル情報の伝送は古くから、第2図の系を基本として論ぜられているので、これについて二、三紹介してみる。しかし、MODEM を含む系の置き換えとして考える場合、MODEM の方式によっては系が線形でなくなるので、ベース・バンド系の議論がそのままあてはまるとは限らない (周波数変調方式、位相変調遅延検波方式など)。

2.2 帯域制限と符号間干渉

ベース・バンド伝送系は、送受フィルタと伝送路を総合して一つの低域通過フィルタと考えられる。そして一定時間間隔で送られる2進情報 (0か1かの判定) に対し、いかなる伝送特性が最も適しているかが問題となる。つまり、インパルス応答が最適ような低域フィルタの特性を求めることになる。これには一般的にインパルス応答に符号間干渉のないことが理想的である。いま Nyquist の論じた議論の一つを紹介する。

第3図 (a) には $\omega_1 = 2\pi f_1$ の周波数で遮断される



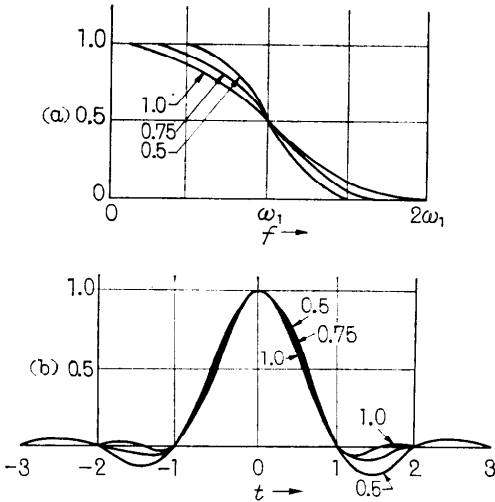
第3図 理想フィルタと点対称なし遮断特性

* On the Recent Development of Data Transmission, by Hiroshi Sunagawa (Electrical Communication Laboratory)

** 日本電信電話公社電気通信研究所

理想フィルタを示したが、この応答はいわゆるサンプル関数となり、主パルス以外は $1/2f_1$ の時間間隔で零を横切る。それゆえ2進信号を $1/2f_1$ のビット速度で伝送すれば、各ビットの間の相互干渉はなくてすむ。これが帯域制限された通信の速度限界とされている (Nyquist の速度)。しかし、この応答の過渡波形の減衰は遅く ($1/t$)、実際的でない。理由は ω_1 において周波数特性に不連続な点があるからで、連続的なシャ断特性をもたせれば、波形の減衰は早くなる。Nyquist は、第3図 (b) に示したように、 ω_1 において点対称なシャ断特性によって、零を横切る点は不変で、過渡応答波形が減少することを示した。

代表的な例として、正弦波によるシャ断特性、すなわち、 ω_1 を中心とした周波数 u 、 $|u| < \omega_x$ に対し、振幅特性を $A(u) = (1/2)[1 - \sin(\pi u/2\omega_x)]$ 、としたときの過渡応答を第4図 (b) に示した。図で示され



第4図 正弦 roll-off と過渡応答

た数字は ω_x/ω_1 の値である。この図から $\omega_x/\omega_1=1$ のとき、かなり良い特性を示すことがわかる (raised cosine 特性)。

2.3 最適フィルタ

ベース・バンド系の入力から出力までの総合特性として、符号間干渉のないことが望ましいことを述べたが、伝送路 (特性は平坦とする) に雑音がある場合、総合特性を第2図の送受フィルタにいかにか割りふるかは、最適フィルタの問題として議論されている。そして受信フィルタ出力すなわち、識別回路入力における

S/N を最小にするようにえらばれる。

いま、望ましい総合特性を $S(\omega)$ 、雑音スペクトルを $N(\omega)$ 、最適な受信フィルタ特性を $Y(\omega)$ とすると、

(1) ガウス雑音のとき、

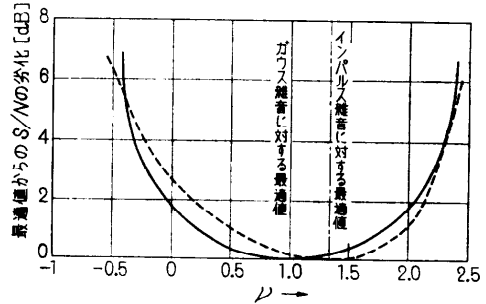
$$|Y(\omega)| = \alpha \left[\frac{|S(\omega)|^{1/2}}{N^{1/4}(\omega)} \right], \quad \alpha: \text{定数}$$

(2) インパルス雑音のとき

$$|Y(\omega)| = \beta \left[\frac{|S(\omega)|^{2/3}}{N^{1/6}(\omega)} \right], \quad \beta: \text{定数}$$

が計算される。総合特性として、raised cosine 特性 $R(\omega) = (1/2\pi\omega_x) \cos^2(\pi\omega/2\omega_x)$ とし、雑音は白色とすれば、 $|Y(\omega)|$ はそれぞれ、 $\alpha_1 \cos(\pi\omega/2\omega_x)$ 、 $\beta_1 \cos^{4/3}(\pi\omega/2\omega_x)$ となる。 ($\omega_x = 2\omega_1$)

第5図は、受信フィルタ特性が $a \cos^v(\pi\omega/\omega_x)$ で



第5図

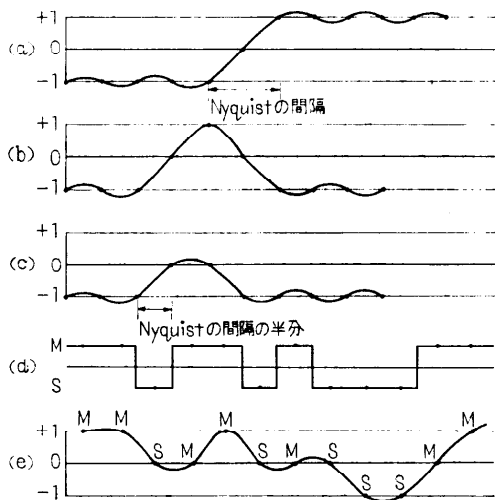
あるとき、最適フィルタからの S/N の劣化度を ν をパラメータとして表わしたものである。両雑音に対する妥協点は大体 $\nu=7/6$ である。

以上の議論は振幅特性のみに着目して、位相特性を無視している。

2.4 Nyquist 速度以上の伝送

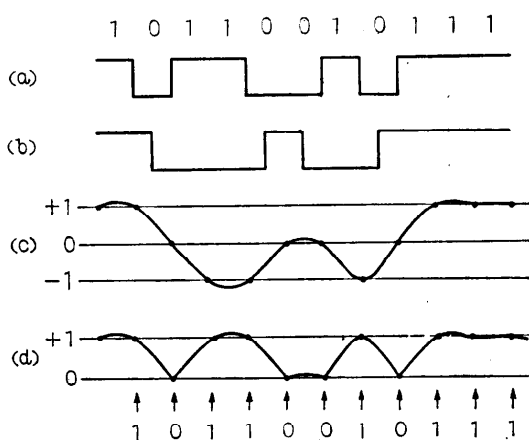
一定の帯域でより多くの情報を送ることは、いろいろ研究されているが、ここでは、Nyquist 速度以上の速度を達成しようとする試みを紹介する。第6図 (a) にベース・バンド系の単位応答を示す (複流)。帯域制限によって立ち上がり時間は有限となり、 -1 の値から $+1$ の値にまで達する時間が Nyquist の間隔になる。(b) および (c) は、それぞれ Nyquist の間隔およびその半分の時間間隔の矩形波パルスの応答を示した。(b) は正常な複流2進符号伝送であるが、(c) の場合はある工夫をしなければ、このままでは情報を送れない。

いまマーク (M) とスペース (S) からなる普通の



第6図

2進符号をつぎのように符号化してみる。すなわち、+1 をマークに、-1 をスペースに、0 は現在のビットが直前のビットと状態が違っているときにそれぞれ割当てると、2進情報が無理なく送れる〔第6図(e)参照〕。この方法は線形あるいは、それに近い系に適用できる。したがって、ベース・バンド伝送系のほかにも、AM, FM の各方式に適用できる。Lender は、この原理による符号化を複号に便利なように工夫し、FM-MODEN に適用した (duobinary system)。これを第7図に示した。まず2進符号をSのときのみ状態を変える、いわゆる差分符号化した新しい2進符号を、すでにのべた上の方法で +1, 0, -1 を割付ける。



第7図 Duo. binary coding

受信側では、受信したベース・バンド波形を全波整流することにより、もとの2進符号が簡単に再生される。

以上述べて来た速度向上の方法は、一種の3進符号化によるものであるが、第6図で示されたように、Nyquist 間隔の半分の時点で、±1 もしくは0を取ることが保証されているならば、完全に速度は2倍になり、かつ雑音余裕度は2進伝送に比して6dB劣化するだけである。一方 Nyquist の間隔を保ち多レベルによる4進伝送の場合は、雑音余裕度の劣化が9.5dBなので、上記の方法の方が優れているといえる。しかし、これまでの議論は理想的な場合であって、実際には、理論どおりにはいかない。系が raised cosine 特性としたとき、符号間干渉によって送れなくなる速度は $2.875 f_s$ [bits/s] である。これに対し Nyquist の間隔で、2進および3進伝送をすれば、伝送速度はそれぞれ、 $2 f_s$ および $3.170 f_s$ [bits/s] となり、上記方法では3進伝送による速度までは達成できないことが示される。

3. 帯域伝送系

3.1 変調方式

2.1 節で述べたように、搬送回線は直流信号を通さない帯域伝送路である。たとえば、電話回線の帯域は0.3~3.4 kc である。したがって端末機出力のベースバンド信号を、帯域信号に変換しなければならない。これが変調で、その逆変換が復調である。

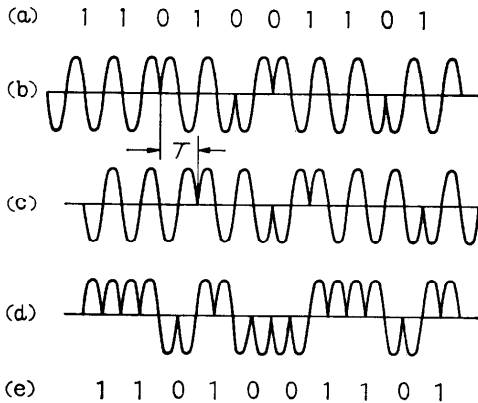
いうまでもなく、変調方式には、振幅変調 (AM) 方式、周波数変調 (FM) 方式および位相変調 (PM または PhM) 方式に大別されるが、与えられた帯域伝送路をいかに有効に用いるかは、2章で述べたベース・バンドでの工夫を含めて、どんな変調方式をえらび、いかに構成するかにかかっている。現在、公社が1,200 bits/s 以下のサービスに供している MODEM は FM 方式であるが、帯域の有効利用の観点からではなくて、使いやすさの点でえられたものである。本章では、主としてデータ伝送用 PhM 方式と残留側帯波方式に関連していくつか紹介する。

3.2 遅延検波方式

遅延検波方式は、差分変調されたデジタル位相変調信号を復調するために考案された検波方式である。わが国では、戦前すでに電信用として PhM 方式が研究されているが、実用化されなかった。この理由は復調に際して、被変調信号と比較さるべき絶対的位相は

一般に確定できないことによる。当時これを救う手だてがなかった。差分変調なる技術は、これを克服するためのものである。以下位相反転変調方式によって概要を説明する。

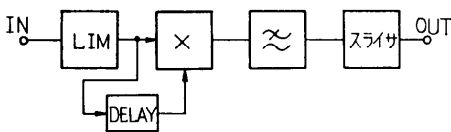
第8図において、送信しようとする2進符号(a)



第8図 差分変調と遅延検波

の、たとえば0なるビットに対してのみ搬送波の位相を反転させてやる[(b)]. つまり位相の変換点があれば0と判定し、変換点がなければ1と判定する。したがって、短点長Tすなわち通信速度はあらかじめ定めておかねばならない(同期伝送)。さて、遅延検波による復調法は、受信波(b)と、(b)をちょうどTだけ遅延させた波(c)とを乗算検波して達成される。図の(d)は乗算器の出力で、これを低域フィルタに通し0Vでスライスすればもとの2進符号が再生される。

遅延検波はまたデジタルなFM波の復調にも用いることができる。第9図にこのブロック図を示し



第9図 遅延検波によるFM復調器

た。入力信号を $A \cos(\omega_c + \omega)t$ とすれば、検波出力は

$$\begin{aligned} & A \cos(\omega_c + \omega)t \cdot A \cos[(\omega_c + \omega)(t - \tau)] \\ &= (A^2/2) \cos(\omega_c + \omega)\tau \\ & \quad + (A^2/2) \cos[2(\omega_c + \omega)t - (\omega_c + \omega)\tau] \end{aligned}$$

$\cos \omega_c \tau = 0$ となるよう $\omega_c \tau$ をえらぶと、直流成分は $\pm(A^2/2) \sin \omega \tau$

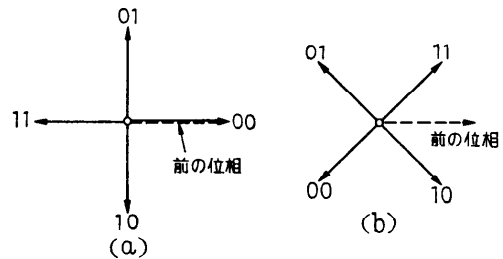
となり、偏移周波数 $\pm \omega$ に対し、反対符号の出力がえられる。計算機によるシミュレーションによって、 τ としてビット長の半分为最適で、雑音余裕度は周波数弁別器に比して、約1dB劣ることが報告されている。しかし、伝送路に遅延ひずみが存在しているときは、むしろ遅延検波の方が良くなる。なお τ を0に近づけると弁別器と同じ特性になる。

3.3 4相変調方式および残留側帯変調方式

4相変調方式にはいろいろのタイプがある。変調方法からみると

- (i) $\pi/2$ (の整数倍) シフト方式
- (ii) $\pi/4$ (の奇数倍) シフト方式

にわけられる。前者はオードックスな変調方式であるが、後者は8相方式の変形である。4相方式の場合は、もとの2進系列を2ビットずつ組にして(ダイビットと呼ぶ)、各位相に割り当てる。第10図には上記



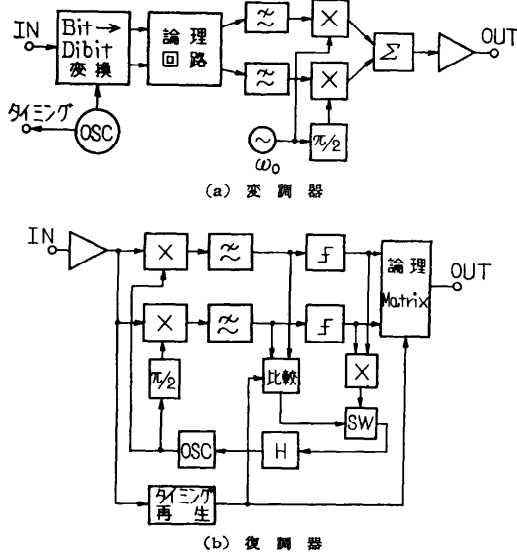
第10図 4相変調方式のベクトル図

二つの方式の位相割当をベクトル図で示した。差分変調であるから、割り当てるは直前のダイビットに対して行なわれる。

一方、復調方法は、3.2節の遅延検波方式と同期検波方式に大別されるが、この具体的実現方法には種類が多い。同期検波一つをとってみても、自動位相制御(APC)のやり方の違い、受信信号の搬送波とは同期してない搬送波(大体等しい周波数)によって乗算検波してえられた、準ベース・バンド信号の自己相関を求めたり、あるいはこの信号をあらためて遅延検波する方法などがある。

以上のように、変調および復調の方法には大きくわけてそれぞれ2種類ずつ存在するので、4相変調方式を構成するには、 $2 \times 2 = 4$ 通りの方式が考えられるわけである。このうち、同期検波による $\pi/4$ シフ

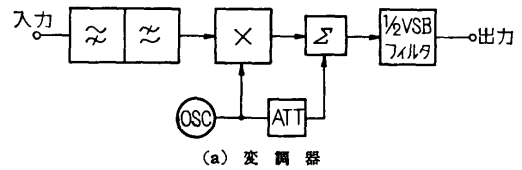
ト方式は、従来知られていなかったが、今回実用化した通研型方式で開発した APC を用いれば実現できる。ベル系で 2400 bits/s の速度および広帯域データ伝送に用いられている方式は、 $\pi/4$ シフト遅延検波方式によっている。また通研で開発した広帯域データ伝送用 MODEM は、 $\pi/2$ シフト同期検波方式を採用した。第 11 図は通研型 4 相方式のブロック図である。



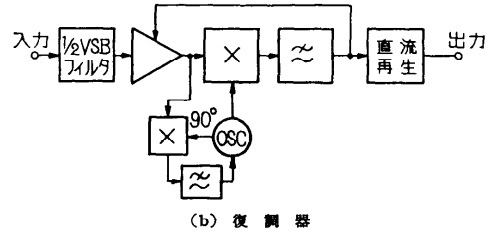
第 11 図 通研型 4 相変調装置

上記復調の方法で一般的にいえることは、同期検波方式は遅延検波方式に比べて、波形伝送的に、かつ雑音余裕度の点で優っており、また $\pi/4$ 方式と遅延検波方式は、搬送波と通信速度が一定の関係にないと経済的設計ができないことである。いずれの組み合わせをえらぶかは使用条件、伝送路条件など総合的な判断の下で決めるべきであろう。

位相変調方式は、いわゆる同期伝送による伝送しかできないから、伝送速度はあらかじめ定めておかねばならない。これでは実用上不都合が生ずるので、最高速度以外に制限のない（非同期伝送が可能な）変調方式も必要となる。残留側帯波方式はこの要求に適している。ここでは、最近広帯域データ伝送サービス (TELPACK) 用 (303 シリーズ) として発表された方式を紹介する。第 12 図 (a), (b) にそれぞれ変調器、復調器のブロック図を示した。変調は、まず入力信号の低周波分を取除き、適当に波形形成して振幅変調した



(a) 変調器



(b) 復調器

第 12 図 ATT 形 VSB 方式

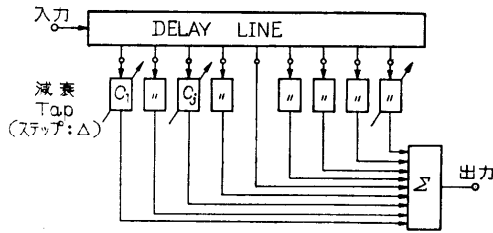
のち VSB フィルタを通して送出する。このさい搬送周波数を適当に減衰させて被変調波に挿入してやる。挿入した搬送波は、受信側において、一つは増幅器の AGC に、一つは復調用搬送波の周波数制御に用いられる。周波数制御は、復調用搬送波を 90° ずらして受信波を乗算検波し、その出力の直流成分が 0 となるように行なわれる。検波出力は直流再生されたのち、もとの信号に復元される。

303 シリーズにおいては、この VSB MODEM は搬送端局におかれており、局と加入者間の伝送は符号の変換点情報のみを送るベース・バンド伝送によっている点に大きな特徴がある。伝送速度は、半群、群、超群の各帯域に対して、それぞれ 19.2, 50, 230.4 Kb/s (同期伝送) あるいは、おおよそ、それ以下で用いられる。なお、この方式は高速ファクシミリにも利用される。

3.4 自動等化の問題

電話回線において、データ伝送速度を制限する要因は、主としてその周波数特性（振幅および位相）のひずみである。いわゆる point to point の伝送ならば回線に合った補償ができるが、交換回線を利用する場合、接続ごとに特性が異なり毎回人手で調整することは実際的にできないので、自動等化の必要性が生ずる。まだ実験室での段階であるが、たとえば VSB 方式に適用された報告などがなされている。

自動等化の原理は、伝送路の単一パルス応答の前後の過渡波形を除去し、符号間干渉を 0 に近づけることにある。概念図を第 13 図に示した。等化はベース・バンド帯域で行なわれる。タップのついた遅延線の各



第13図 自動等化器

出力にはデジタルに制御できる減衰器（ステップ： Δ ）がついており、適当に減衰されたのち Σ 回路で代数的に加えられる。受信信号 $y(t)$ は

$$y(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_n h(t - n\tau)$$

で表わせるが、サンプル時点 t_0 に対し、 $h_n = h(t_0 + n\tau)$ とすれば、 $h_n (n \neq 0)$ が他の符号から t_0 時点への干渉となる。ひずみ D を

$$D = \frac{1}{h_0} \sum_{-\infty}^{\infty} |h_n|$$

と定義し、 D を最小にするようにタップ C_j が（実際は j は有限）自動調整される。プライムは $n=0$ を和から除いたことを示す。始めに $D < 1$ であれば、 D の最小値が存在し、 $h_n = 0 (n \neq 0)$ となることが証明される。そして Δ を減衰調整の最小ステップとする時、各テストパルスごとに C_j を $-\Delta \operatorname{sgn} h_n$ だけませば最適値に収斂することが示される。手順は h_n の符号だけによってきまるので、デジタルな制御が可能となるわけである。

4. 雑音に関する問題

ベース・バンド系、変調系をとわず、システムの雑音余裕度の理論計算は、古くから行なわれている。雑音をガウス雑音と仮定しても、非線形の系に対する計算は面倒で、たとえばデジタル FM に対する満足な解析はなかった。最近 Mazo および Salz は、厳密な解析を行なっている。

一方、パルス性雑音の影響については過去における考察の例は少ないが、最近 Engel は電話回線で発生するパルス性雑音の統計をもとに、簡単な雑音のモデル化を行ない、各種変調方式の雑音余裕度を計算し比較している。紙面の関係で詳しい報告は避けるが、各方式の順序づけは、ガウス雑音による順序と変わらない。すなわち、(1) 同期検波による SSB AM 方

式、(2) 同期検波による DSB AM 方式、(3) 遅延検波による位相反転方式、(4) FM 方式、(5) 包絡検波による AM 方式の順序である。

雑音と間接的に関係する問題として、データ伝送のエレメント誤りの発生に関する研究もされている。Gilbert はバースト雑音の発生する回線における誤りの発生を再起事象として取り扱い、この回線のチャンネル、キャパシタを計算し、さらに、さきえられた Alexander 他の誤りエレメントの統計に近似するモデルを作っている。Elliott は誤り検出符号の誤りの見逃し率を n ビットのブロック中 m 個誤る確率、 $P(m, n)$ を仲介に計算しているが、 $P(m, n)$ はやはり再起事象を仮定して求めている。

5. むすび

データ伝送は、システムとして広く考えると、電信、電話、伝送、交換、情報処理にわたる総合技術といえる。この意味で従来かなり広義に解釈されているが、伝送に限った狭い意味でも用いられている。因みにベル研究所の W.R. Bennett および J. Davey による名著“Data Transmission” (1965年) は、狭義の意味でかかっている。ここでも狭い意味で話を来たが、伝送の技術のテンポは、最近の計算機のそれに較べると遅く、それほどはなやかではないが、まだまだ解決しなければならない問題が多く存在しているので、各方面でのじみちな研究と長期にわたる努力が要望されている。

参考文献

- 1) Bennett, W.R. et al; Data Transmission, McGraw. Hill
- 2) 砂川 他: 広帯域データ伝送用位相変調方式, 通信学会, 通信方式研究会資料 '67-3-29
- 3) Elliott: Estimates of Error Rate for Codes on Burst-Noise Chanel, BSTJ, 42 (2) p. 1977
- 4) Lucky, R.W.: Automatic Equalization for Digital communication, BSTJ, 44 (4) p. 547
- 5) Engel, J.S.: Digital Transmission in the Presence of Impulsive Noise, BSTJ, 44 (8) p. 1699
- 6) Mazo, J.E. et al: Theory of Error Rates for Digital FM, BSTJ, 45 (9) p. 1511
- 7) その他

(昭和42年5月24日受付)