

## 新聞紙面電送用広帯域ファクシミリの高速度伝送方式

A High Speed Transmission System of Wideband Newspaper Facsimile

野 村 民 也\*・安 田 靖 彦\*\*・村 田 悠 紀 夫\*\*\*・野 辺 田 繁\*\*

Tamiya NOMURA, Yasuhiko YASUDA, Yukio MURATA and Shigeru NOBETA

新聞紙面電送用広帯域ファクシミリは、従来も残留側波帯伝送方式によって伝送帯域をぎりぎりまで利用しているが、回線コストが高いので、その一層の高速化が強く要望されている。筆者等は今年 2 値原信号を時間軸を量子化することなく 3 値化して伝送することにより、伝送速度を従来の 2 倍程度まで向上させる方式を開発した。本文はこの方式の理論的側面に重点をおいて述べたものである。

## 1. は じ め に

現在わが国の全国紙と称される新聞社の大半は、日々の紙面の大部分を中央の本社で作製し、これを音声 12 チャンネルに相当する 48 kHz の群帯域を占有する広帯域ファクシミリ専用回線によって地方の支局へ伝送している。一方迅速な報道活動と紙数の増大に対する要求が年々高まり、現在でも伝送方式に残留側波帯方式 (VSB) を用いて、周波数帯域の有効利用をはかると共にドラムの回転数を分解能の限界ぎりぎりまであげて伝送時間の短縮をはかっている。しかし、現状以上の高速化はもはや伝送方式を変更することが必要である。伝送路の伝送能力を定めるのは帯域と信号対雑音比であり、ファクシミリ専用回線の SNR は相当に高い。現用の方式では帯域は有効に利用しているが SNR の利用は十分でない。高い SNR を有効に利用して伝送速度を向上させるために、デジタル信号に対しては、従来から種々の多元符号化伝送方式が考案されているが、ファクシミリ信号はアナログ信号であるので、特殊な工夫が必要となる。

## 2. 紙面電送用ファクシミリの構成

新聞用ファクシミリ装置の主な構成は図 1 のようになる。普通の新聞の紙面 1 ページを、ドラムに巻きつけて回転させる。これに光をあてながら水平にゆっくり走査して、白黒による光量の変化を、光電管で電気信号に変換する。この出力で 100 kHz の搬送波を振幅変調し、60~108 kHz の VSB (vestigial sideband) フィルタで帯域を制限し、電々公社の回線に送る。ここで群変換、超

群変換、主群変換等数段の周波数変換を行なってマイクロ回線に乗せる。受信側では同様の逆変換を行なって受信端局に送る。受信端局側では、信号を等化器に通して、FAX 受信機に送る。ここで画信号を 100 kHz 搬送波にのせたまま光変調管に送り、送信側と同期して回転するフィルムに光をあてる。このフィルムを現像すれば、ネガができてくる。なお送受信間の位相は初めに位相同期信号を送って調整し、以後は送らない。以上の装置の機械的、電気的特性をまとめて表 1 に示す。現用の回転数は 700 rpm で、これを 1,200 rpm 以上に高めるのが目的である。ドラムの回転速度と紙面との関係は、表 2 のようになる。

表 1

ドラム寸法: $D=188.5 \text{ mm}$ , $L=420 \text{ mm}$ 以上
ドラム回転数(rpm): 300, 500, 600, 700, 750, 1,000, 1,200, 1,500, 3,000
走査線密度 (line/inch): 300, 400, 800
ジッタ: $1/1,000 \text{ inch}$ 以下
有効画面: $541 \times 392 \text{ mm}$
入出力インピーダンス: $75 \Omega$
変調方式: 両側波帯振幅変調
検波方式: 包絡線検波
搬送周波数: 100 kHz (受信側に 200 kHz にビートアップする装置がある。)
伝送方式: VSB
信号出力: $75 \Omega$ で 1 Vpp
同期方式: 独立同期
最高画周波数:

	300 l/in	400 l/in
600 rpm	35.1 kHz	46.9 kHz
700	41.0	54.7
1,000	58.6	78.1
1,200	70.3	93.8
1,500	87.9	117.2

表 2

項 目	回 転 数 (rpm)	600	700	1,000	1,200	1,500
1 本の走査線が走査しおわる時間 (sec/line)		0.1	0.086	0.06	0.05	0.04
$1 \mu\text{sec}$ の間に紙面を走査する距離 ( $\mu\text{m}/\mu\text{sec}$ )		5.92	6.90	9.86	11.84	14.8

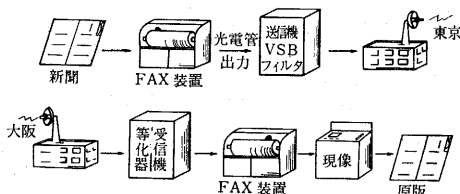


図 1

\* 東京大学宇宙航空研究所 本所第 3 部併任教授

\*\* 同生産技術研究所 第 3 部

\*\*\* 日本電気株式会社 元本所技官

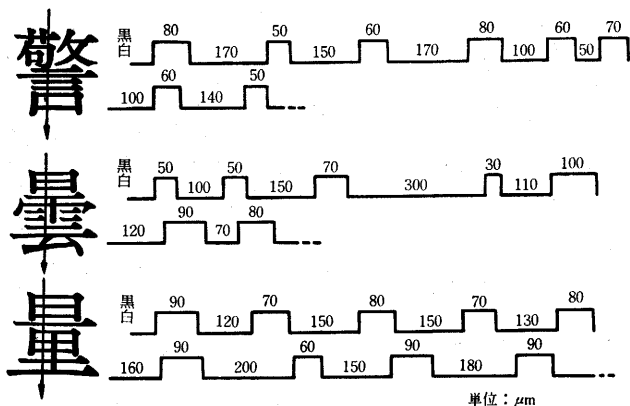


図 2

### 3. 高速度伝送の諸方式

#### (1) 紙面電送用ファクシミリ信号の性質<sup>1)</sup>

新聞用ファクシミリ信号は白黒の2レベルからなる振幅的には量子化された信号であるが、時間軸はアナログ量であって情報は時間軸になっていると考えられる。ここで実例として、「警」、「曇」、「量」の3文字を実際の新聞紙面の大きさで縦に走査するとき生ずる2値信号パターンを図2に示す。これから黒、白の平均値を求め、ドラム回転数をおおの600 rpm, 700 rpm, 1000 rpm, 1200 rpm および 1500 rpm としたとき発生する電気信号パルスの幅に換算した結果を表3に示す。この種の信号を現用の2値アナログ伝送より質を落さずに同一伝送帯域でより高速に伝送するためにいくつかの方式が考えられる。この種の信号の伝送における評価の規準には次の二つの criterion をとる必要がある。すなわちジッタおよび分解能である。まず分解能を向上させるためには、いずれにせよ何らかの多元符号化伝送方式を用いる必要がある。残る問題はどの方式がジッタに対して強いかということである。ジッタの発生原因は時間軸を量子化する場合には量子化誤差が、アナログ伝送の場合には伝送路の SNR が第一の原因であり、その他伝送路の直線ひずみが関係するが、ここではひずみは十分に等化して伝送特性は  $0 \sim f_0$  Hz の理想低域特性を仮定する(搬送波帯の特性をベースバンドに変換する)。

#### (2) 2 値アナログ方式

表 3

文字	パルス幅 (μm)	パルス幅 (μsec)				
		600rpm	700rpm	1000rpm	1200rpm	1500rpm
警	黒	63.75	10.78	9.24	6.47	5.39
	白	125.71	21.26	18.22	12.75	10.63
曇	黒	67.14	11.36	9.73	6.81	5.68
	白	140.0	23.68	20.29	14.20	11.84
量	黒	80.0	13.52	11.59	8.11	6.76
	白	155.0	26.20	22.46	15.72	13.10

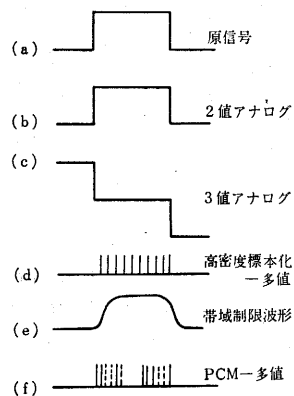


図 3

現用の方式であり原信号をそのまま伝送路に通すので、帯域制限効果により波形の立上りがなまる。これに雑音に加わってジッタを生ずる。信号電力を  $S$ , 雑音電力を  $N$  とするとジッタの標準偏差  $t_{js}$  をカットオフ周波数  $f_0$  の逆数で規格化した値は、

$$t_{js} f_0 = 1/4\sqrt{N/S} \quad (1)$$

となる。

#### (3) 時間軸量子化—多値方式

i) 高密度標本化—多値方式: この方式は原信号を濾波器に通す前に一定繰返し  $f_r$  のサンプリングパルスで標本化し、図3(d)に示すような2値パルス列を作る。これにより原信号は振幅的にも時間的にも量子化される。次いでこれを  $M$  レベルの伝送路多値符号に変換して伝送するものであって、多値符号の繰返し周波数  $f_M$  は、

$$f_M = f_r / \log_2 M \quad (2)$$

となり  $M$  を大きくとれば一定  $f_M$  に対し  $f_r$  を大きくできる。一方標本化の過程で生ずるジッタの量は伝送路でのパルスの最大伝送速度が  $2f_0 = f_M$  であることを考慮して、

$$t_{js} f_0 = 1/(2\sqrt{3} \log_2 M) \quad (3)$$

で表わされる。

ii) PCM—多値方式: 原信号をカットオフ周波数  $f_0$  の低域濾波器に通した後、 $2f_0$  繰返しの標本化を行なって PAM 信号とした後、各標本を  $b$  ビットの PCM 信号としてから、 $2^b = M$  レベルの多値符号化を行なって伝送するものである。標本化によってはジッタを生じないが振幅軸の量子化雑音が波形の有限な立上り時間のために時間軸に変換されてジッタとなる。この値は次式のとおりでである。

$$t_{js} f_0 = 1/[4\sqrt{3} (M-1)] \quad (4)$$

#### (4) 3 値アナログ方式

この方式の1例は図3(c)に示すように原信号の一方のレベルを3値レベルの真中のレベルに対応づけ、他のレベルを3値の上および下のレベルに交互に対応づけ

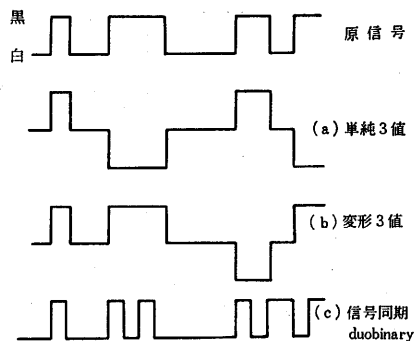


図 4

て、受信側では全波整流して原信号波形を再生するものであり、時間的な量子化を行わない。したがってジッタの原因は伝送路の SNR であって

$$t_{js} f_0 = 1/2\sqrt{N/S} \quad (5)$$

で与えられる。

時間軸を量子化しないで 3 値化する手法として次の三つが考えられる。

i) 単純 3 値方式: この方式は先に例にあげたものであって、図 4 (a) に示すとおりである。白黒の間隔が等しく周期的なパターンに対してこの方式は 2 値方式の 2 倍の分解能を有する。

ii) 変形 3 値方式: この方式は、図 4 (b) に示すように白レベルに常に中間のレベルを与え白レベルの時間幅を適当な単位時間で数え、その数が  $2n$  と  $2n+1$  の間にあるときは、次の黒レベルをその前の黒レベルと反対極性に出し、 $2n+1$  と  $2n+2$  の間にあるときは同極性に出す。白黒の時間幅が単位時間より小さな一定繰返しパターンにおいては単純 3 値とまったく同一波形となって分解能は 2 値方式の 2 倍となる。考え方はデジタル信号に対する duobinary 方式<sup>2)</sup>を時間的に量子化しない信号に拡張したものである<sup>3)</sup>。

iii) 信号同期 duobinary: この方式は一定繰返しのクロックパルス発生器(たとえば pulsed Hartley oscillator)を黒レベルの前縁でスタートさせ黒パルスの時間幅をカウントし、黒パルスの後縁でストップする。このとき発生するクロックパルスでフリップフロップを作動させ図 4 (c) に示すとき 2 値信号列を得る。これを帯域制限のある伝送路におし込めば黒レベルに相当する部分は真中のレベルに、白レベルに相当する部分は上又は下のレベルになる。この方式では黒レベルの前縁は確かに元の位置に一致するが、後縁は量子化誤差が入る。しかし、新聞の活字のような場合にはこの誤差は字の横線の太さを多少変化させることになっても見苦しいジッタとなることはない。

#### (5) 諸方式の比較

前述の諸方式をジッタに関して比較するために、横軸に伝送路 SNR、縦軸に規格化したジッタをとって描い

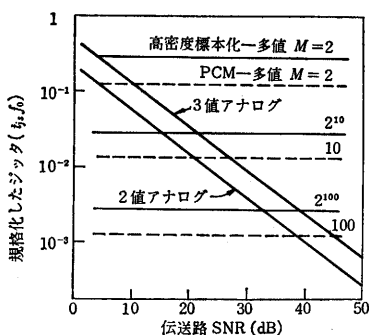


図 5

たのが図 5 である。この図からわかるようにファクシミリ回線のように伝送路 SNR が 40 dB 近くある状態においては、振幅軸、時間軸ともに量子化するデジタル方式では比較的高レベルの多

値符号化を行なわないと現用の 2 値アナログ方式と同程度の品質を保ち得ない。デジタル方式では、高密度標本化-多値方式より、PCM-多値方式の方がはるかに効果的であるが、それでも必要なレベル数が大きいので装置が複雑になりすぎる。一方 3 値アナログ方式は、現用の 2 値アナログ方式より、約 6 dB の SNR 劣化をきたすだけであって、SNR に余裕のある現状では回路の簡単さからいって最適である。

#### 4. 単純 3 値アナログ伝送方式

##### (1) ファクシミリの情報伝送速度

帯域 WHz, 信号対雑音比  $S/N$  の回線の通信路容量は、

$$C = W \log_2(1 + S/N) \text{ b/s} \quad (6)$$

で与えられる。FAX 回線で使用できる帯域は  $W = 40$  kHz であるから、 $S/N$  と  $C$  との関係は次のとおりである。

$S/N$	$C$
20 dB	260 kb/s
30	400
40	540

これに対し現用の 2 値アナログ方式では分解能が約 80 kdigits/s で各ディジットに許容されるジッタは約 20 ミクロン  $= 3 \mu\text{s}$  (700 rpm のとき) であるから、ディジット当りの情報量は、

$$\log_2 12.5/3 \approx 2 \text{ bits}$$

したがって、情報伝送速度  $R$  は次のとおりとなる。

$$R(2 \text{ 値アナログ}) = 80 \times 2 = 160 \text{ kb/s}$$

この値は普通に想像されるより相当大きいものである。デジタル方式では、4 値にして、繰返しを理論的限界 (80 kdigits/s) まで高め得たとしても、情報伝送速度は 160 kb/s にしか達しない。したがってスピードアップはおろか、現状維持すら困難である。一方 3 値アナログ方式においては分解能を 120 kdigits/s と低くめに見積っても、情報伝送速度は、

$$R(3 \text{ 値アナログ}) = 120 \times 2 = 240 \text{ kb/s}$$

となり、現用の 2 値方式より高めることができる。

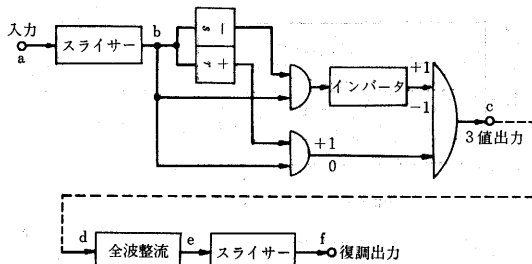


図6 ベースバンドにおける3値変復調ブロック図

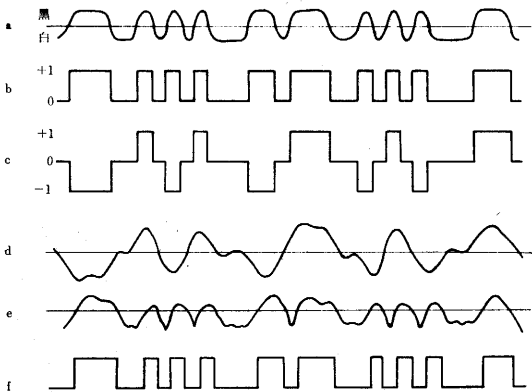


図7 ベースバンドにおける各部波形

### (2) 3値アナログ方式の原理

前章で3値化の方法について三つの例をあげたが、そのうちで回路的に最も簡単に構成できる単純3値アナログ伝送方式を用いる。その方法を図6に、その信号波形を図7に示す。入力信号を中心のレベルでスライスし、0レベルを置いて、1のレベルを交互に+1, -1にふりわけて送り出す。受信側では、まず差動増幅器を用いて中心のレベルで全波整流し、さらにその中心でスライスすれば原波形が得られる。

### (3) 電力スペクトル

信号帯域の広がりを知るために、電力スペクトルを求め、2値と3値方式の比較をする。電力スペクトルは信号の統計的性質のいかんによって変わってくるので、ここでは代表的な次の三つの場合を考える。

i) 原信号が周期的な場合: 2値方式の場合、振幅±1, 周期  $T$ , デューティ 50% の方形波となるから、その電力スペクトルは、

$$\begin{aligned} \text{2値方式 } W(f) = & \sum_{n=0}^{\infty} 4/(2n+1)^2 \pi^2 \\ & \cdot \delta\{2\pi(f \pm (2n+1)/T)\} \quad (7) \end{aligned}$$

となる。ただし、 $\delta\{\}$  はデルタ関数を表す。

一方3値方式の場合は、尖頭振幅を同じとすると、

$$\begin{aligned} \text{3値方式 } W(f) = & \sum_{n=0}^{\infty} 2/(2n+1)^2 \pi^2 \\ & \cdot \delta\{2\pi(f \pm (2n+1)/2T)\} \quad (8) \end{aligned}$$

となる。 $f_0=1/T$  で周波数を規格化して両者を描くと図

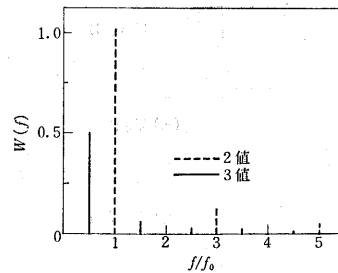


図8 原信号が周期的な場合の電力スペクトル

8のようになる。したがってこの場合3値方式のスペクトルは2値方式のちょうど半分に圧縮されていることがわかる。

ii) 原信号の変換点がポアソン分布に従う場合: 原信号として一方の値から他方の値へ移る際に生ずるゼロ交叉点の分布がポアソン分布に従う場合を考える。時間間隔  $t$  の間に生ずるゼロ交叉点の回数が  $k$  ケである確率  $P(k, t)$  は

$$P(k, t) = 1/k! (t/t_0)^k e^{-t/t_0} \quad (9)$$

で与えられる。ただし  $t_0$  はゼロ交叉点間の平均間隔。

このとき2値信号系列の自己相関関数  $R(\tau)$  は

$$R(\tau) = e^{-2|\tau|/t_0} \quad (10)$$

となるので、電力スペクトル  $W(f)$  は Wiener-Khinchine の定理により、

$$\begin{aligned} W(f) = & \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ = & t_0 / (1 + \pi^2 f^2 t_0^2) \quad (11) \end{aligned}$$

で与えられる。

一方3値方式の場合は、

$$\begin{aligned} R(\tau) = & P_{\text{rob}}(x_1=1, x_2=1) \\ & - P_{\text{rob}}(x_1=1, x_2=-1) \\ & - P_{\text{rob}}(x_1=-1, x_2=1) \\ & + P_{\text{rob}}(x_1=-1, x_2=-1) \\ = & \sum_{n=0}^{\infty} P(4n, \tau) - \sum_{n=0}^{\infty} P(4n+2, \tau) \\ = & e^{-|\tau|/t_0} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k / (2k)! |\tau/t_0|^{2k} \\ = & e^{-|\tau|/t_0} \cos(\tau/t_0) \quad (12) \end{aligned}$$

ただし、 $x_1, x_2$  はそれぞれ3値信号系列の  $\tau$  だけ隔った任意の2点の振幅を表す。上式から、

$$\begin{aligned} W(f) = & \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ = & \int_{-\infty}^{\infty} e^{-|\tau|/t_0} \cos(\tau/t_0) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ = & t_0 / \{(2\pi f t_0 + 1)^2 + 1\} \\ & + t_0 / \{(2\pi f t_0 - 1)^2 + 1\} \quad (13) \end{aligned}$$

となる。 $t_0=1$  として (11) 式および (13) 式を描けば図9に示すようになる。

iii) 原信号が時間軸も量子化されたランダムな2値系列の場合: 一般に単位時間  $T$ , 単位パルス波形  $\Delta(t)$ , 情報系列  $\{a_k\}$  からなる信号系列、

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \Delta(t - kT) \quad (14)$$

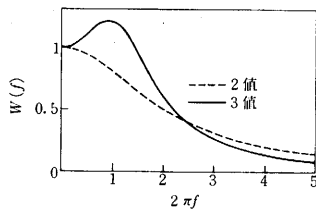


図 9 原信号の変換点がポアソン分布に従う場合の電力スペクトル

を考える。情報系列  $\{a_k\}$  の平均値および相関関数をそれぞれ、

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= \text{ave}\{a_k\} \\ R(n) &= \text{ave}(a_k a_{k+n}) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

で定義すると、信号系列  $x(t)$  の集合平均は次式のように周期関数となることがわかる。

$$\begin{aligned} \text{ave}\{x(t)\} &= m_1 f_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} D(m f_0) \\ &\quad \cdot \exp(2\pi m j f_0 t) \end{aligned} \quad (16)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} D(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Delta(t) \exp(-2\pi j f t) dt, \\ f_0 &= 1/T \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

また  $x(t)$  の電力スペクトルは、(16)式で表わされる輝線スペクトルと、次式で表わされる連続スペクトルからなることが知られている<sup>4)</sup>。

$$\begin{aligned} W(f) &= f_0 |D(f)|^2 [R(0) - m_1^2] \\ &\quad + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \{R(n) - m_1^2\} \cos 2\pi n f T \end{aligned} \quad (18)$$

2 値方式の場合、 $a_k = \pm 1$  で、 $+1$ 、 $-1$  の生起確率を共に  $1/2$ 、 $\Delta(t)$  を方形波とすると、 $m_1 = 0$  であるから周期成分はない。また、

$$\begin{aligned} R(0) &= 1, \quad R(n) = 0 \quad n \geq 1 \\ D(f) &= T^2 \{\sin(\pi f T) / \pi f T\}^2 \end{aligned} \quad (19)$$

であるから、電力スペクトルは、

$$2 \text{ 値方式 } W(f) = T \{\sin(\pi f T) / \pi f T\}^2 \quad (20)$$

となる。

一方 3 値方式の場合、付録に示す手法により次のように決まる。

3 値方式

$$\begin{aligned} W(f) &= 1/2 T (\sin \pi f T / \pi f T)^2 (3 - 2 \cos 2\pi f T) \\ &\quad / (9 - 12 \cos 2\pi f T + 4 \cos 4\pi f T) \end{aligned} \quad (21)$$

これらの結果を横軸に  $f/f_0$ 、縦軸に電力スペクトルをとって描けば図 10 に示すとおりであり、3 値方式の電力スペクトルは 2 値方式の  $1/3$  近くに圧縮されることが分る。i) ~ iii) の結果から 3 値方式の電力スペクトルの 2 値方式のそれに対する圧縮率は原信号の統計的性質によって大幅に変るが、その範囲は約 3 割 ~ 7 割の間にあり、いずれにせよかなり帯域は狭ばまる。現実にとどの程度の圧縮率が得られるかは、実際の紙面を多数伝送して

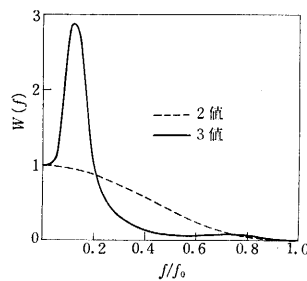


図 10 原信号がランダムなデジタル信号の電力スペクトル

みて、実験的に判定する必要がある。

## 5. VSB 信号の復調方式

紙面電送用ファクシミリは高価な広帯域回線を使用しているので、従来も残留側波帯 (Vestigial Sideband VSB) 方式を用いて周波数帯域の有効利用を

はかっている。本高速度伝送においても当然搬送波変調方式として VSB 方式を用いるが、波形が従来の 2 値方式より複雑であるので、復調は同期検波とする。

### (1) VSB 信号

帯域が  $\omega_c$  以内に制限された信号を  $s(t)$ 、搬送波を  $\cos \omega_c t$  とすると、搬送波抑圧両側波帯振幅変調波  $g(t)$  およびそのフーリエ変換  $G(\omega)$  は

$$\left. \begin{aligned} g(t) &= s(t) \cos \omega_c t \\ G(\omega) &= 1/2 \{S(\omega + \omega_c) + S(\omega - \omega_c)\} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

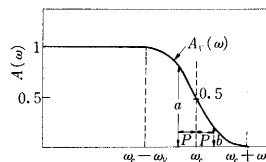


図 11 VSB 濾波器の振幅特性

で表わされる。ただし、 $S(\omega)$  は  $s(t)$  のフーリエ変換を表す。この変調波を次式と図 11 で定義する伝送特性  $H(\omega)$  をもつ VSB 濾波器に通した出力を  $g_v(t)$ 、 $G_v(\omega)$

とする。

$$\left. \begin{aligned} H(\omega) &= A(\omega) e^{-j\omega\tau} \\ A(\omega) &= \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_c - \omega_v \\ A_v(\omega), \omega_c - \omega_v \leq |\omega| < \omega_c + \omega_v \\ A_v(\omega_c) = 1/2 \\ A_v(\omega_c + p) + A_v(\omega_c - p) = 1 \\ |p| \leq \omega_v \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$$G_v(\omega) = H(\omega) G(\omega) \quad (24)$$

上式を逆フーリエ変換すれば

$$\begin{aligned} g_v(t) &= 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) G(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= 1/4\pi \left[ \int_{-\omega_c - \omega_v}^{-\omega_c + \omega_v} S(\omega + \omega_c) \cdot A_v(\omega) e^{-j\omega\tau} e^{j\omega t} d\omega \right. \\ &\quad + \int_{-\omega_c + \omega_v}^0 S(\omega + \omega_c) e^{-j\omega\tau} e^{j\omega t} d\omega \\ &\quad + \int_0^{\omega_c - \omega_v} S(\omega - \omega_c) e^{-j\omega\tau} e^{j\omega t} d\omega \\ &\quad + \left. \int_{\omega_c - \omega_v}^{\omega_c + \omega_v} S(\omega - \omega_c) \cdot A_v(\omega) e^{-j\omega\tau} e^{j\omega t} d\omega \right] \end{aligned} \quad (25)$$

上式に (23) 式の条件を入れて整理すると結局、

$$q_v(t') = 1/2[s(t')\cos\omega_c t' + s_q(t')\sin\omega_c t'] \quad (26)$$

ただし、 $t' = t - \tau$

$$s_q(t) = 1/2 \int_{-\omega_c}^{\omega_c} U_q(\omega) S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (27)$$

$$U_q(\omega) = \begin{cases} j\{1 - 2A_v(\omega_c - \omega)\} & |\omega| < \omega_v \\ -j \operatorname{sgn}(\omega) & |\omega| > \omega_v \end{cases} \quad (28)$$

となる。

(27) 式で、 $\omega_v \rightarrow 0$  ならば

$$\begin{aligned} s_q(t) &= 1/2\pi \int_{-\omega_c}^{\omega_c} \{-j \operatorname{sgn}(\omega) S(\omega)\} e^{j\omega t} d\omega \\ &= 1/2\pi \int_{-\omega_c}^{\omega_c} \hat{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \hat{s}(t) \end{aligned} \quad (29)$$

ここで、

$$\hat{s}(t) = 1/\pi \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)/(t-\tau) d\tau$$

は  $s(t)$  のヒルベルト変換を表わし、 $\hat{S}(\omega)$  はそのフーリエ変換である。したがって (26) 式は、

$$q_v(t') = 1/2[s(t')\cos\omega_c t' + \hat{s}(t')\sin\omega_c t'] \quad (30)$$

となり、SSB 波を表わす。

## (2) 同期検波

(26) 式の第 1 項は搬送波と同相成分で包絡線は原信号と同一である。一方第 2 項は搬送波と直角な成分で、その包絡線は原信号に (27) 式の変換を行なったものであり一般に原信号と異なる。したがって  $q_v(t')$  を包絡線検波すると本質的に直角成分によるひずみを生ずる。もっとも搬送波  $\cos\omega_c t'$  を十分に残留させれば、包絡線検波においてもひずみがある程度小さくすることが可能で、現用の FAX 受信方式においては、回路の簡単化のためこの方式を用いている。一方、完全な同期検波方式を用いれば、 $q_v(t')$  の第 1 項のみを取出すことができるから、無ひずみ信号を再生できる。それに加えて、SNR および伝送系から生ずるひずみに対して包絡線検波より 3 dB の改善効果がある。しかし受信側の局部搬送波と受信信号の搬送波との間に位相差があると、直角成分の影響を受ける。すなわち局部搬送波  $\cos(\omega_c t' + \theta)$  で (26) 式の  $q_v(t')$  を同期検波し 1 波器で高調波成分を除いた出力  $o(t')$  は、 $t' \rightarrow t$  と書き改めて

$$\begin{aligned} o(t) &= s(t)\cos\theta - s_q(t)\sin\theta \\ &= \cos\theta\{s(t) - s_q(t)\tan\theta\} \end{aligned} \quad (31)$$

となる。 $s(t)$  と  $s_q(t)$  のもつ電力は同一程度であるから局部搬送波の位相ずれによるひずみの大きさは  $\tan\theta$  に比例すると考えてよい。ひずみの影響をより詳細に知るために、信号として単一正弦波をとり  $s(t) = \cos pt$  とすれば

$$S(\omega) = \pi\{\delta(\omega - p) + \delta(\omega + p)\} \quad (32)$$

$$\therefore s_q(t) = 1/2[U_q(p)e^{jpt} + U_q(-p)e^{-jpt}] \quad (33)$$

したがって、 $\omega_v \leq p < \omega_c$  のとき

$$s_q(t) = \sin pt$$

$$o(t) = \cos pt \cos\theta - \sin pt \sin\theta$$

$$= A_0 \cos(pt + \varphi) \quad (34)$$

ただし、 $A_0 = 1$ ,  $\varphi = \theta$

また、 $0 \leq p \leq \omega_v$  のとき

$$s_q(t) = \{A_v(\omega_c - p) - A_v(\omega_c + p)\} \sin pt$$

$$o(t) = \cos pt \cos\theta - \sin pt$$

$$\cdot \{A_v(\omega_c - p) - A_v(\omega_c + p)\} \sin\theta$$

$$= A_0 \cos(pt + \varphi)$$

ただし、 $A_0 = A_0(p, \theta) = \sqrt{1 - 4b(1-b)\sin^2\theta}$  (35)

$$\varphi = \varphi(p, \theta) = \tan^{-1}\{(a-b)\tan\theta\} \quad (36)$$

$$a = A_v(\omega_c - p)$$

$$b = A_v(\omega_c + p)$$

(35) 式と (36) 式から局部搬送波の位相ずれ  $\theta$  の復調信号に対する影響が明らかになる。すなわち、SSB 領域で

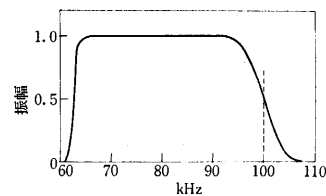


図 12 FAX 用 VSB 1 波器振幅特性

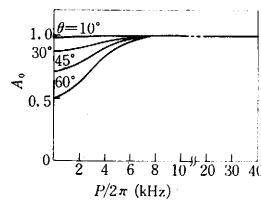


図 13  $\theta$  と  $A_0$  の関係

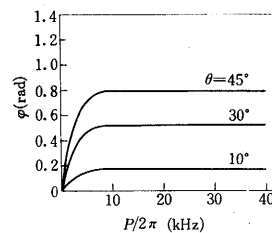


図 14  $\theta$  と  $\varphi$  の関係

は  $\theta$  は復調信号の振幅には関係しないが、位相にはそのまま現われる。また VSB 領域では、振幅と位相の双方に関係し、 $\theta$  が小さければ主として位相に影

響する。

図 12 は現用 FAX 回線用 VSB 1 波器の振幅特性であり、これを基にして、 $\theta$  と  $A_0$ 、および  $\varphi$  の関係を求めるとそれぞれ図 13、および図 14 に示ようになる。この結果は VSB 信号の同期検波における局部搬送波の位相ずれによって復調信号に生ずるひずみを表わすものであるが、後述するように逆用すれば回線のひずみを等化することができる。

## 6. 伝送系から生ずる直線ひずみとその補償法

波形伝送における伝送妨害は、雑音、非直線ひずみ、および直線ひずみの 3 つである。FAX 回線の SNR は 40 dB 以上あるので雑音は問題にならない。また、非直線ひずみの生ずる場所は主として変復調器であるが、これも注意して製作することにより避け得る。したがって最も問題となるのは直線ひずみである。直線ひずみの発生場所は主として VSB 1 波器、群通過 1 波器等の 1 波器およびそれに附随した等化器であり、特に群通過 1 波器は 1 リンクで 2 コ、2 リンクでは 4 コ入るので影響が

大きい。

### (1) 現用回線の特性

図 15 は公社の FAX 専用回線の 1 例 (東京-福岡) の周波数-振幅特性であり、同じく図 16 は周波数-群遅延特性である。この回線は 2 リンクであって 4 コの群通過濾波器が入っているの特性はこれらの総合特性を表わすとみてよい。

次項で述べるように帯域全体を使った波形伝送に対するひずみに直接関係するのは周波数-位相特性であって、群遅延特性ではない。しかし位相特性を直接測定するのは困難であるので通常群遅延特性をとっている。したがって、これから位相特性  $\beta(\omega)$  を求めるには、次式を用いて、群遅延特性  $\tau(\omega)$

$$\beta(\omega) = \int_{\omega_c}^{\omega} \tau(\omega) d\omega \quad (37)$$

を積分すればよい<sup>5)</sup>。図 17 は搬送波周波数 100 kHz を

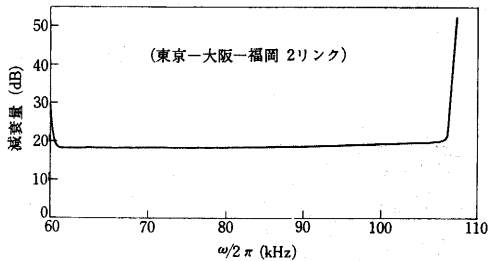


図 15 回線の振幅特性

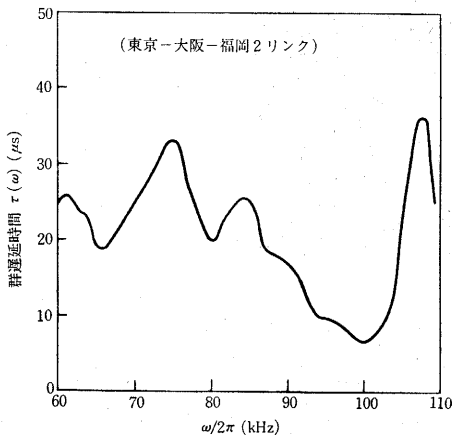


図 16 回線の群遅延特性

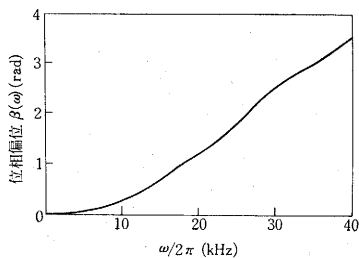


図 17 回線の位相特性

積分の下限として図 16 を図式積分して得た結果を示す。

### (2) 伝播定数と直線ひずみの関係

回線の伝送関数  $H(\omega)$  を伝播定数  $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$  を用いて

$$H(\omega) = e^{-\gamma} \quad (38)$$

と表わす。今、搬送波における特性をベースバンドに換算してあるものとする、帯域が  $2\pi W$  に制限された信号  $s(t)$ ,  $S(\omega)$  をこの回線を通したとき出力信号の無ひずみ条件は周知のように  $|\omega| \leq 2\pi W$  で

$$\alpha(\omega) = \alpha_0(\omega) = \text{const}, \quad \beta(\omega) = \beta_0(\omega) = \tau\omega$$

となることである。ここで現実の回線特性の理想特性からのずれを伝播定数で表わして

$$\gamma = \gamma_0 + \Delta\gamma, \quad \Delta\gamma = \Delta\alpha(\omega) + j\Delta\beta(\omega)$$

とすると、 $|\Delta\gamma|$  がそれほど大きくないとき、この回線を通すことによって生ずる直線ひずみの第 1 次近似  $s_1(t)$  は次式で与えられる<sup>6)</sup>。

$$s_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau) \varepsilon(\tau) d\tau \quad (39)$$

ただし、

$$\varepsilon(t) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \Delta\gamma(\omega) \varepsilon^{j\omega t} d\omega \quad (40)$$

ここで例をあげれば

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha(\omega) &= \Delta\alpha \cos(n/4W)\omega \\ \Delta\beta(\omega) &= 0 \quad n=1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \text{偶対称振幅ひずみ}$$

の場合は、

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= -\Delta\alpha/2 s_0(t-n/4W) \\ &\quad -\Delta\alpha/2 s_0(t+n/4W) \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

となる。また

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha(\omega) &= 0 \\ \Delta\beta(\omega) &= \Delta\beta \sin(n/4W)\omega \end{aligned} \right\} \text{奇対称位相ひずみ}$$

の場合は

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= \Delta\beta/2 s_0(t-n/4W) \\ &\quad -\Delta\beta/2 s_0(t+n/4W) \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

となる。したがって、正弦波状の特性偏差の場合ひずみ成分は無ひずみ信号の前後  $\pm n/4W$  sec 離れた時点に、無ひずみ信号と同じ形で、振幅が  $\Delta\alpha/2$  ないし  $\Delta\beta/2$  倍された波形として現われる。この結果を用いて現用回線のひずみ成分を求めると、

$$\Delta\alpha = 0.115 \text{ ネーパ} \quad \text{振幅ひずみ} = \Delta\alpha/2 = 0.05 \quad n=2$$

$$\Delta\beta = 0.50 \text{ ラジアン} \quad \text{位相ひずみ} = \Delta\beta/2 = 0.25 \quad n=3$$

となり、位相ひずみが 25% に達し、振幅ひずみよりはるかに大きいことがわかる。又同様に VSB 濾波器について求めると、

$$\left. \begin{aligned} \text{振幅ひずみ} &= \Delta\alpha/2 = 0.01 \quad 1\% \quad n=2 \\ \text{位相ひずみ} &= \Delta\beta/2 = 0.05 \quad 5\% \quad n=3 \end{aligned} \right\}$$

となり、同じく位相ひずみが大きい、絶対量が回線のそれより十分小さいので問題はない。

### (3) 位相ひずみの補償法

上に述べたように現用のファクシミリ伝送系において

は、回線の位相ひずみが最も大きい。現用の2値アナログ方式では、波形が簡単であるのでとくに問題とはなっていないが、本方式は3値波形を用いるのでそのままでは問題である。そこで何等かのひずみ補償法を用いる必要がある。ひずみの補償法には、反響補償法またより高度の方法に transversal filter を用いる方法等もある<sup>7)</sup>。

しかし、これらの方法はいずれにせよ、かなり複雑で装置のコスト上問題があるばかりでなく、最初のセッティングに相当な労力と時間を要し、スイッチング等による回線特性の変化に迅速に対応できない欠点がある。このため本方式においては、以下に述べるように、VSB

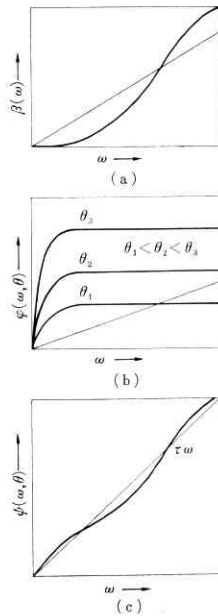


図 18

信号の同期検波に固有の現象を巧みに利用した位相ひずみ補償法を考案した。すなわち VSB 信号の搬送波と位相のずれた局部搬送波で乗積検波することによって生ずる位相ひずみと、回線から生ずる位相ひずみとを相殺させる手法である。一般に回線の周波数-位相特性をベースバンドに置き換えた特性  $\beta(\omega)$  は、回路網の実現可能性から常に原点に関して奇対称であって、たとえば図 18(a) に示すようになる。一方すでに 5. (2) で述べたように、VSB 信号を搬送波と  $\theta$  だけ位相のずれた局部搬送波で乗積検波すると、信号に対するその効果は (35) 式および (36) 式にそれぞれ示した振幅特性および位相特性をもつ回路網を通過させたことと等価である。ここで位相特性  $\varphi(\omega, \theta)$  に着目すると、 $\theta$  をパラメータにして図 18(b) に示すようになる。したがって VSB 信号を上述の位相特性  $\beta(\omega)$  をもつ回線を通し、故意に  $\theta$  だけ位相のずれた局部搬送波で乗積検波したときの総合位相特性  $\phi(\omega)$  は、

$$\phi(\omega, \theta) = \varphi(\omega, \theta) + \beta(\omega) \quad (43)$$

となる。したがって、極性も含めて適当な  $\theta$  の値を選べば、図 18(c) に示すように  $\phi(\omega, \theta)$  を  $\omega$  に関して直線に近づけることができ、前節の説明から明らかなように位相ひずみを軽減できる。

最適な  $\theta$  の値を定めるのは、数学的には次のようにすればよいであろう。位相特性の直線からのずれの評価規準として二乗積分最小という条件をとると、

$$F(\theta, \tau) = \int_0^{\omega_0} \{\phi(\omega, \theta) - \tau\omega\}^2 d\omega \quad (44)$$

で定義される  $F(\theta, \tau)$  を最小にする  $\theta, \tau$  を求めればよい。すなわち、次の連立方程式

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \theta} F(\theta, \tau) &= \int_0^{\omega_0} \{\phi(\omega, \theta) - \tau\omega\} \frac{\partial \phi}{\partial \theta} d\omega = 0 \\ \frac{\partial}{\partial \tau} F(\theta, \tau) &= \int_0^{\omega_0} \tau \{\tau\omega - \phi(\omega, \theta)\} \omega d\omega = 0 \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

を満足する  $\tau, \theta$  をそれぞれ  $\tau_m, \theta_m$  とすれば、これらが求めるものである。ただ実際にはこの方程式が簡単に解けるとはかぎらないし、回線の位相特性  $\beta(\omega)$  があらかじめ明らかでない場合も多い。しかし、現実には送信側から既知のテストパルスを加え、受信波形を観測しつつひずみが最も小さくなるよう移相器を調節する操作によって、きわめて簡単に  $\theta$  を設定することが可能である。写真 1 は現用の FAX 回線にこの方法を適用した結果を示すもので (a) は原テストパルス、(b) は位相ひずみの補償前、また (c) は補償後の受信パルスである。

## 7. 試作装置の概要

### (1) 試作装置の構成

試作装置の主要部の構成は図 19 に示すとおりである。2 値原信号 (テストパターンとして写真 2 上の波形を用

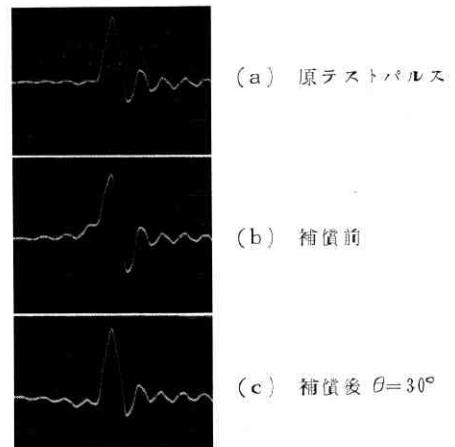


写真 1 各図共 0.2 V/div, 50 μs/div

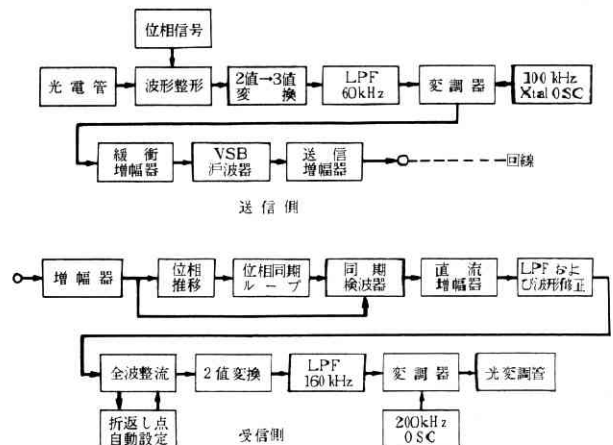
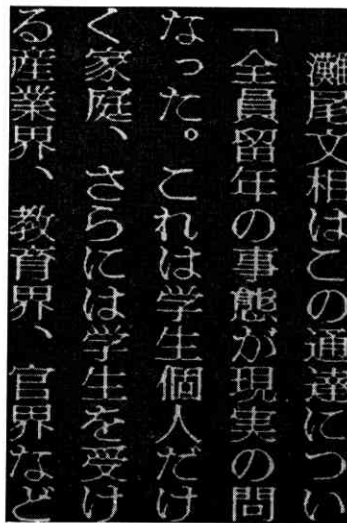


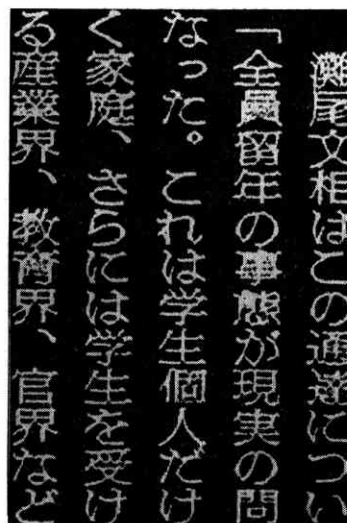
図 19 試作装置の構成



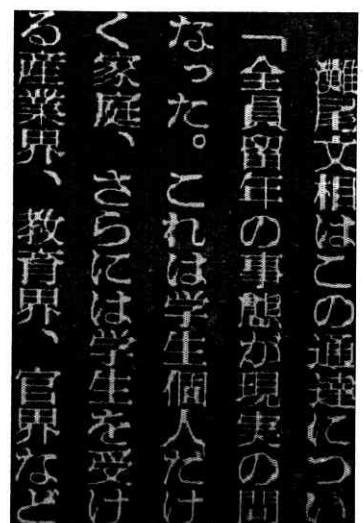




(a) 現方式 700rpm



(b) 現方式 1200rpm



(c) 本方式 1200rpm

写真 10

同期検波方式の採用とあいまって、伝送速度を従来の 2 倍近く向上させた試作装置の開発に成功した。

この研究は単に広帯域ファクシミリ回線のみならず音声帯域内ファクシミリ、超広帯域ファクシミリあるいは一般のデータ伝送等にも適用の可能性をもつものである。

最後に、本研究を行なうに当たって種々御教示いただいた尾上教授に厚くお礼申し上げる。また本研究は日本経済新聞社との共同研究によるものであり、全面的にご援助、ご協力をいただいた同社堀畑技師長、宮田ファクシミリ課長、樋口、小木曾両氏他の方々に謝意を表したい。さらに実回線実験には日本電信電話公社の関係各位にご配慮をいただいた。ここに記して謝意を表する。また開発にご協力いただいた、日本電気データ通信事業部松崎技師長、同ファックス事業部、奥村技師長、多賀技術部長、中川技術課長他、ならびに位相ひずみの問題について有益なご討議をいただいた日本電気中央研究所渡部部長、同伝送通信事業部石崎主任他の方々に礼申し上げる次第である。

(1969 年 1 月 25 日受理)

#### 付録：(21) 式の導出法

原信号で“1”の生起確率を  $p$ ，“-1”の生起確率を  $q=1-p$  とする。これを 3 値化した系列においては直ちに

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= \text{ave}(a_k) = p/2 - p/2 = 0 \\ R(0) &= \text{ave}(a_k^2) = p/2 + p/2 = p \end{aligned} \right\} \quad (\text{A-1})$$

が得られる。次に一般の  $R(n)$ , ( $n \geq 1$ ) を求める必要がある。原 2 値信号の変換点の生起確率を  $p_t = 1 - q_t$  とおけば

$$p_t = 2pq, \quad q_t = p^2 + q^2 \quad (\text{A-2})$$

となり、 $n$  タイムスロットにおける変換点の分布は 2 項分布に従う。ある時点における系列の値  $a_k$  と、それから  $n$  タイムスロット離れた系列の値  $a_{k+n}$  には、その間に入る変換点の数によって次の性質があることが容易に分る、すなわち、 $a_k \neq 0$ ,  $m$  を整数として、 $n = 4m$  なら、 $a_k a_{k+n} = 1$ ,  $n = 4m+1$ , または  $4m+3$  なら  $a_k a_{k+n} = 0$ ,  $n = 4m+2$  なら、 $a_k a_{k+n} = -1$ 。したがって、

$$R(n) = p \left\{ \sum_{r=0}^m \binom{n}{4r} p_t^{4r} q_t^{n-4r} - \sum_{r=0}^{m'} \binom{n}{4r+2} \right\}$$

$$\cdot p_t^{4r+2} q_t^{n-4r-2} \} \quad (\text{A-3})$$

ただし、 $m = [n/4]$   $m' = [(n-2)/4]$

上式の  $\{ \}$  内の級数の和は、 $(jp_t + q_t)^n$  の実数部に等しい

$$\therefore R(n) = p R_e[(jp_t + q_t)^n] = p R_e[(p_t^2 + q_t^2)^{n/2} \exp(jn\theta)] \\ = p(p_t^2 + q_t^2)^{n/2} \cos(n\theta) \quad (\text{A-4})$$

ただし、 $\theta = \tan^{-1}(p_t/q_t)$

次に、 $W(f)$  を得るために、まず次の級数の和を求める。

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} R(n) \cos 2\pi n f T \\ = p \sum_{n=1}^{\infty} (p_t^2 + q_t^2)^{n/2} \cos(n\theta) \cos(2\pi n f T) \end{aligned}$$

$$= p/2 R_e \left[ \sum_{n=1}^{\infty} (ae^{j\psi_n})^n + \sum_{n=1}^{\infty} (ae^{j\psi_n})^* \right]$$

ただし、 $a = (p_t^2 + q_t^2)^{1/2} < 1$ ,  $\psi_n = 2\pi f T + \theta$ ,  $\psi_n^* = 2\pi f T - \theta$

$$\begin{aligned} \therefore \sum_{n=1}^{\infty} R(n) \cos 2\pi n f T \\ = p/2 R_e \{ (ae^{j\psi_n}) / (1 - ae^{j\psi_n}) + ae^{j\psi_n^*} / (1 - ae^{j\psi_n^*}) \} \\ = pa \{ -a^2 - 2a \cos \theta \\ + (3a^2 + 1) \cos \theta \cos 2\pi f T - a \cos 4\pi f T \} \\ / \{ 1 + 4a^2 \cos^2 \theta + a^4 - 4a(a^2 + 1) \cos \theta \cos 2\pi f T \\ + 2a^2 \cos 4\pi f T \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{したがって } W(f) = p f_0 |D(f)|^2 \{ 1 - a^4 + 2a(a^2 - 1) \cos \theta \cos 2\pi f T \} \\ / \{ 1 + 4a^2 \cos^2 \theta + a^4 - 4a(a^2 + 1) \cos \theta \cos 2\pi f T \\ + 2a^2 \cos 4\pi f T \} \quad (\text{A-5}) \end{aligned}$$

となる。特に  $p = q = 1/2$  のときは、 $p_t = q_t = 1/2$ ,  $a = (1/2)^{1/2}$ ,  $\theta = \pi/4$  となるので、上式は次式のように簡単化される。

$$W(f) = 1/2 f_0 |D(f)|^2 (3 - 2 \cos 2\pi f T) \\ / (9 - 12 \cos 2\pi f T + 4 \cos 4\pi f T) \quad (\text{A-6})$$

この式の  $|D(f)|^2$  に具体的関数形を代入すると本文の (21) 式が得られる。

#### 参考文献

- 1) 安田他、時間的に量子化されない二値信号の高速伝送について、昭和 43 年度電気四学会連大 No. 2031
- 2) A. Lender, Correlative Level Coding for Binary Data Transmission, IEEE Spectrum Feb. 1966
- 3) 安田他、新聞用広帯域ファクシミリの三値高速度伝送方式、昭和 43 年度電気四学会連大 No. 2063
- 4) W. R. Bennett "Statistics of Regenerative Digital Transmission" BSTJ Vol. 37 No. 6 p. 1501 (Nov. 1958)
- 5) 例えば W. R. Bennett et al, Data Transmission, McGraw-Hill
- 6) 例えば、渡部「線形受動回路網」、パルス技術便覧、日刊工業
- 7) R. W. Lucky et al, Principles of Data Communication, McGraw-Hill 9168