

音声帯域位相連続 FSK- 遅延検波装置 の試作とその誤り率特性

—— P S K-同期検波との比較——

岩 崎 憲*

(昭和53年8月14日受理)

A CONFIGURING OF AUDIOBAND CPFSK-DIFFERENTIAL DETECTOR AND THEIR ERROR RATE CHARACTERISTICS COMPARING WITH PSK-COHERENT DETECTION

By

Ken IWASAKI

An audioband CPFSK-differential detector has been made by assembling a VCO, a BBD, a multiplier, and an active filter.

Three kinds of bandpass filter have been prepared which filter has BT product of 1.34, 0.97, and 0.65, respectively.

As compared with these error rate characteristics, CPFSK with modulation index 0.7 has been about 1 dB superior to that with the index 0.5, but about 2 dB inferior to PSK-coherent detection.

1. ま え が き

2値FSK (Binary Frequency Shift Keying) 信号は、その位相が連続である場合には、位相面での識別により検波できる。検波方法には遅延検波と同期検波 (Coherent detection) の二通りが考えられ、遅延検波による方法は既に1965年に文献(1)で検討され、PSK信号の検波との類似性により、differential (FM) detection と呼ばれている。

その後、2値の位相連続FSK (Continuous Phase FSK; CPFSK) 信号そのものの性質が研究され、次の様なことが知られている。

- (1) 変調指数 h が0.5のCPFSK信号 (これは Minimum (Frequency) Shift Keying; MSK ある

- いは Fast FSK とも呼ばれる) は、離散的周波数成分を持たず、bit rate ($1/T_b$) の1.5倍の帯域幅に99.5%の電力が集中している^{(2)~(4)} (電力スペクトラムの主ローブの帯域幅が $1.5/T_b$ であり、その帯域幅に含まれる電力が全電力の99.5%である)。
(2) CPFSK信号の信号空間上の性質として、マーク、スペースとして周波数がそれぞれ f_m , f_s である二つの波形 u_m , u_s を送信するとすると、両信号間のヒルベルト空間上での距離の自乗

$$D^2 = \int_0^{T_b} |u_s - u_m|^2 dt$$

は、変調指数 (modulation index, 又は、偏移比 deviation ratio)

$$h = |f_s - f_m| \cdot T_b$$

が0.715のとき最大になる⁽⁵⁾。

* 通信機器部 通信系研究室

しかしながら、位相連続の条件がある場合には観測区間を $[0, T_b]$ に限ることは必ずしも最適ではない。数ビット長にわたって観測してマーク、スペースの判定を行う方が、より有効な動作が期待され、このときの h の値は 0.5 が最適である。ただし、このような最適受信機の構成はかなり複雑なものになる^{(5)~(8)}。

- (3) 変調指数が 0.5 の CPFSK すなわち MSK 信号は、それぞれが $2T_b$ の bit duration を持つ二つの信号 (in-phase channel; I チャンネルと quadrature channel; Q チャンネル信号) の合成として表される。このことは offset QPSK 信号と同様であるが、symbol weighting が正弦状であることが異なる⁽⁴⁾。

また、CPFSK 方式の符号誤り率 (Bit Error Rate; BER)^{(4), (5), (8)} や最適の BT 積⁽⁹⁾ について数多く研究され、帯域制限や電力制限の条件の厳しい衛星通信や移動通信の分野でこの方式は注目されている。

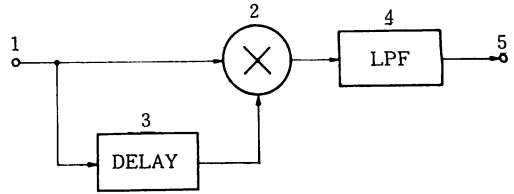
本論文は、VCO (Voltage-Controlled Oscillator) のかかる音声帯域の発振器 (Y 社製 FUNCTION GENERATOR) の出力が VCO の入力レベルにより変調指数を容易に変えられる CPFSK 信号になっていることを利用して、 $h=0.7$ と 0.5 の CPFSK 信号を発生させ、BT 積 (3 dB 低下帯域幅と T_b との積) が 1.34, 0.97, 0.65 の 3 種類の濾波器を通したときのランダム雑音に対する符号誤り率を測定し、合わせて同一条件での PSK-Coherent 検波の誤り率と比較検討したものである。ただし、検波方法は、文献(1)と同様、遅延回路 (Bucket Brigade Device; BBD を利用) と乗算器とで簡単に製作できる遅延検波方式とし、ビット同期及び比較のために製作した PSK-Coherent 検波の搬送波同期は送信側から直接受けることとした。

同一条件での上記 3 者の誤り率の測定結果を比較すると、 $h=0.7$ の CPFSK の方が $h=0.5$ よりも約 1 dB 優れている、また、 $h=0.7$ の CPFSK と PSK を比較すると、 $BER=10^{-3}$ において、約 2 dB 後者が優れている結果が得られた。

2. CPFSK 一遅延検波方式の簡単な考察

CPFSK 信号については、既に多くの解析がなされているので、ここでは実験に必要なごく簡単な考察をするにとどめる。

マーク、スペースに対してそれぞれ $f_m, f_s (f_m < f_s)$ の周波数を時間長 T_b の間送信するとし、



第 1 図 CPFSK 一遅延検波器

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= (f_s + f_m) / 2 \\ \Delta f &= (f_s - f_m) / 2 \end{aligned} \right\} \dots\dots(1)$$

とおくと、

$$\left. \begin{aligned} f_m &= f_0 - \Delta f \\ f_s &= f_0 + \Delta f \end{aligned} \right\} \dots\dots(2)$$

であるから、変調指数 h は、

$$\begin{aligned} h &= (f_s - f_m) \cdot T_b \\ &= 2 \cdot \Delta f \cdot T_b \end{aligned} \dots\dots(3)$$

となる。

さて、マーク又は、スペースが連続して送信されているとき、送信波形はそれぞれ、

$$\begin{aligned} \frac{\sin[2\pi f_m t]}{\sin[2\pi f_s t]} &= \sin[2\pi(f_0 \mp \Delta f)t] \\ &= \sin\left[2\pi f_0 t \mp \frac{\pi h}{T_b} t\right] \end{aligned} \dots\dots(4)$$

と書ける。すなわち搬送波の位相を基準に考えると、マークが送信されるとき 1 ビットの間搬送波の位相を πh だけ減少させ、スペースが送信されると πh だけ増加させる。

ここで、第 1 図のような遅延検波器を考えると、連続マーク又は、連続スペース送信に対して、出力端子 5 に -1 又は、 $+1$ が出力されなければならない。換言すれば、乗算器 2 の二つの入力、遅延回路 3 の遅延量を τ_D とすると、連続マーク送信に対して、

$$\sin[2\pi f_0 t - 2\pi \Delta f t] \dots\dots(5)$$

及び、

$$\sin[2\pi f_0(t - \tau_D) - 2\pi \Delta f(t - \tau_D)] \dots\dots(6)$$

となり、出力が -1 であるためには両者の位相差 Φ_m は $\pi \pmod{2\pi}$ 、

$$\Phi_m = 2\pi(f_0 - \Delta f)\tau_D = \pi \pmod{2\pi} \dots\dots(7)$$

とならなければならない。同様に連続スペース送信に対して、両者の位相差 Φ_s は $0 \pmod{2\pi}$ 、

$$\Phi_s = 2\pi(f_0 + \Delta f)\tau_D = 0 \pmod{2\pi} \dots\dots(8)$$

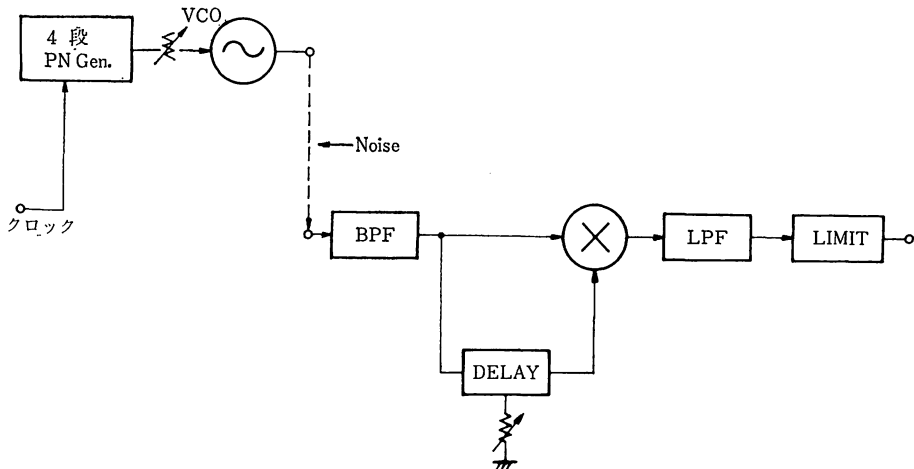
とならなければならない。

式(7)と(8)との差を取ることで、

$$\tau_D = \frac{1}{4 \cdot \Delta f} \dots\dots(9)$$

更に式(3)を用いて、

$$\tau_D = \frac{T_b}{2h} \dots\dots(10)$$



第2図 送受信系のブロック図

でなければならない。すなわち h が 0.5 のときは、ちょうど1ビット分の遅延が必要であるが、 h が 0.7 のときは約 0.7 ビット分の遅延でよい。

また、遅延量が式(10)で与えられとき、式(7)、(8)の位相差は、

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} \left(\frac{f_0}{\Delta f} - 1 \right) = \pi \pmod{2\pi} \quad \dots\dots(11)$$

$$\phi_s = \frac{\pi}{2} \left(\frac{f_0}{\Delta f} + 1 \right) = 0 \pmod{2\pi} \quad \dots\dots(12)$$

となるから、

$$\frac{f_0}{\Delta f} = 4k - 1 \quad (k=1, 2, 3, \dots\dots) \quad \dots\dots(13)$$

したがって、式(9)より、

$$\tau_D = \left(k - \frac{1}{4} \right) / f_0 \quad (k=1, 2, 3, \dots\dots) \quad \dots\dots(14)$$

という関係も導かれる⁽¹⁰⁾。

なお、第1図のような検波方法では、

$$\tau_D \leq T_b \quad \dots\dots(15)$$

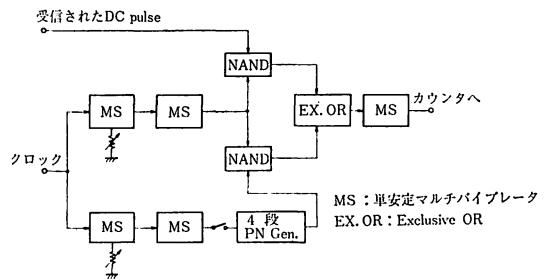
でなければならないから、式(9)より、

$$h \geq 0.5 \quad \dots\dots(16)$$

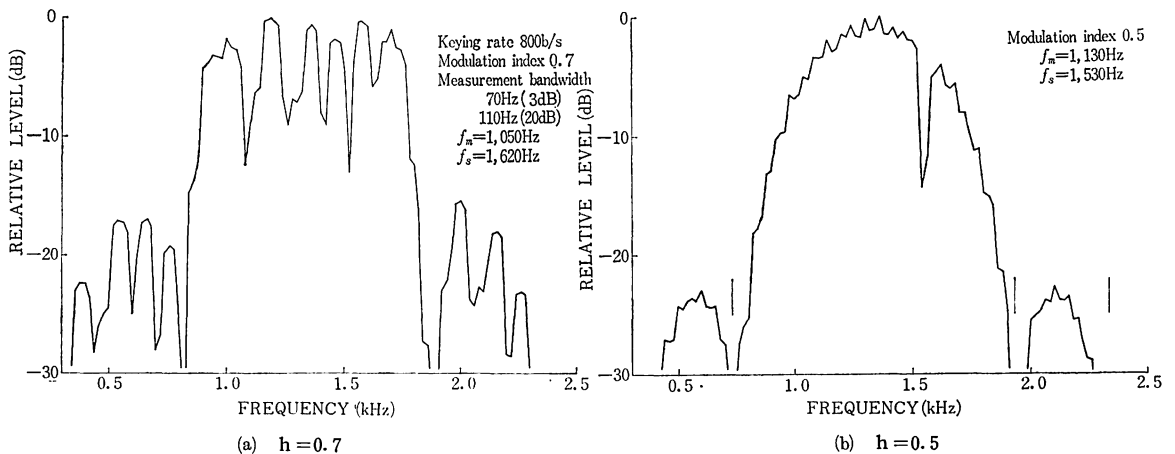
でなければならない。

3. 送受信系の構成と符号誤り率測定結果及び考察

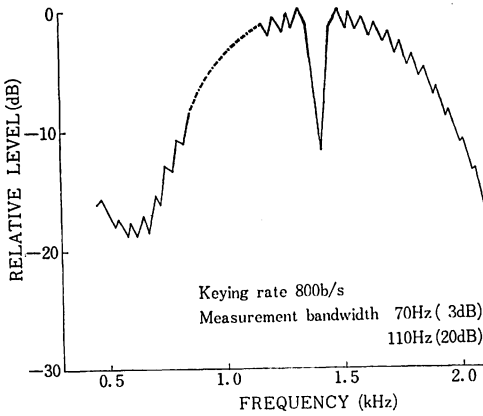
試作した CPFSK-遅延検波器の送受信系のブロッ



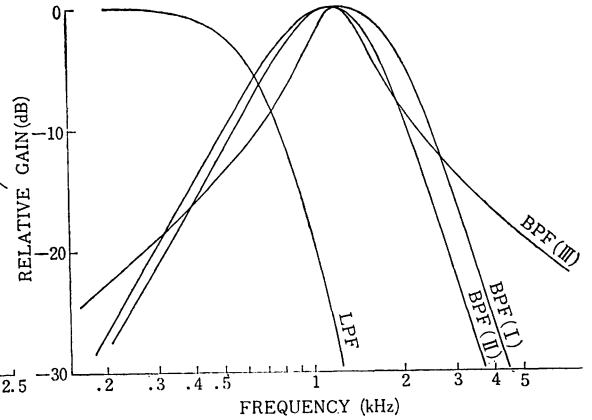
第3図 符号誤り率測定回路



第4図 CPFSK信号のスペクトラム分布



第5図 PSK信号のスペクトラム分布



第6図 帯域濾波器 (I, II, III) と低域濾波器の周波数一振幅特性

ク図を第2図に、符号誤り率測定回路を第3図に示す。前述のように受信側のクロックは送信側から直接受けることとした。

また、VCOを平衡変調器で置き換え、その変調器に入れる搬送波の一部を受信側のBBDに入力する様に改造するだけで、PSK-Coherent 検波の誤り率の測定が可能である。

まず、 $h=0.7$ と 0.5 の CPFSK 信号及び PSK 信号のスペクトラム分布の測定結果を、第4図(a), (b)と第5図に示す。Bit rate (2値の場合は keying rate に等しい) はいずれも 800 b/s である。第4図(b)の主ローブ

及び副ローブの帯域幅はそれぞれ 1,200 Hz, 400 Hz であり、 $h=0.5$ の CPFSK 信号の特徴をよく表している。また、第5図の主ローブの帯域幅は 1,600 Hz であり、確かに PSK 信号が発生させられていることが了解される。なお、1.5 kHz 付近のスペクトルの凹みは、変調信号の基本周波数が 53.3 Hz (15 ビットの PN 系列) であることによる偶然の結果と思われる。

次に、第2図の帯域濾波器 (BPF) と低域濾波器 (LPF) の周波数一振幅特性を、第6図に示す。これらの濾波器はいずれも演算増幅器を用いて製作したものであり、BPF (I) は $Q=0.89$ の LPF 2段と HPF 1段から、BPF (II) は $Q=0.86$ の LPF 2段と $Q=0.89$ の HPF 1段から成り、BPF (III) は中心周波数の利得 17 dB, $Q=2.4$ の1段帯域通過回路で構成されている。また、低域濾波器 (LPF) は $Q=0.73$ の LPF 3段から成る。

$T_b=1.25$ ms としたときの BPF (I), (II), (III) の BT 積は、帯域幅 B を 3 dB 低下の帯域幅とすると、それぞれ 1.34, 0.97, 0.65 である。

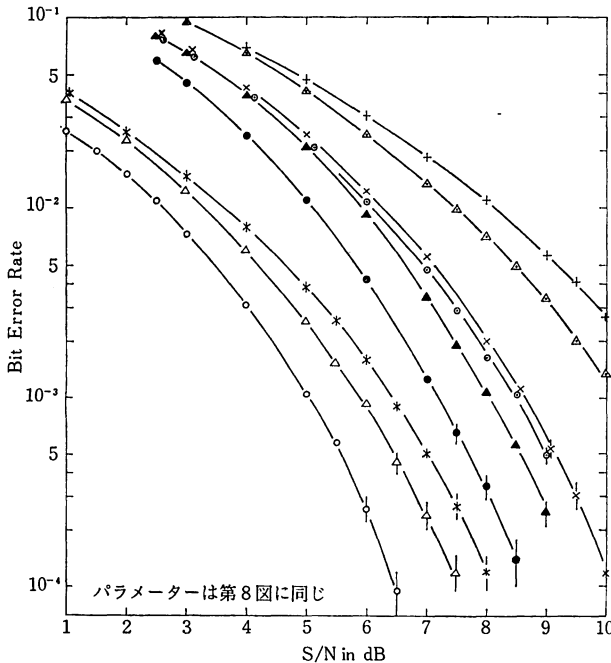
以上のような構成の下に、音声帯域の白色ランダム雑音を加えて、誤り率を測定した結果を、第7図に示す。横軸は帯域濾波器出力における信号対雑音電力比 (S/N) であり、縦軸は符号誤り率 (BER) である。

3種の BPF はそれぞれ帯域幅が異なるので、横軸を1ビットあたりの信号エネルギーと雑音電力密度との比 (E_b/N_0) に書き換える。

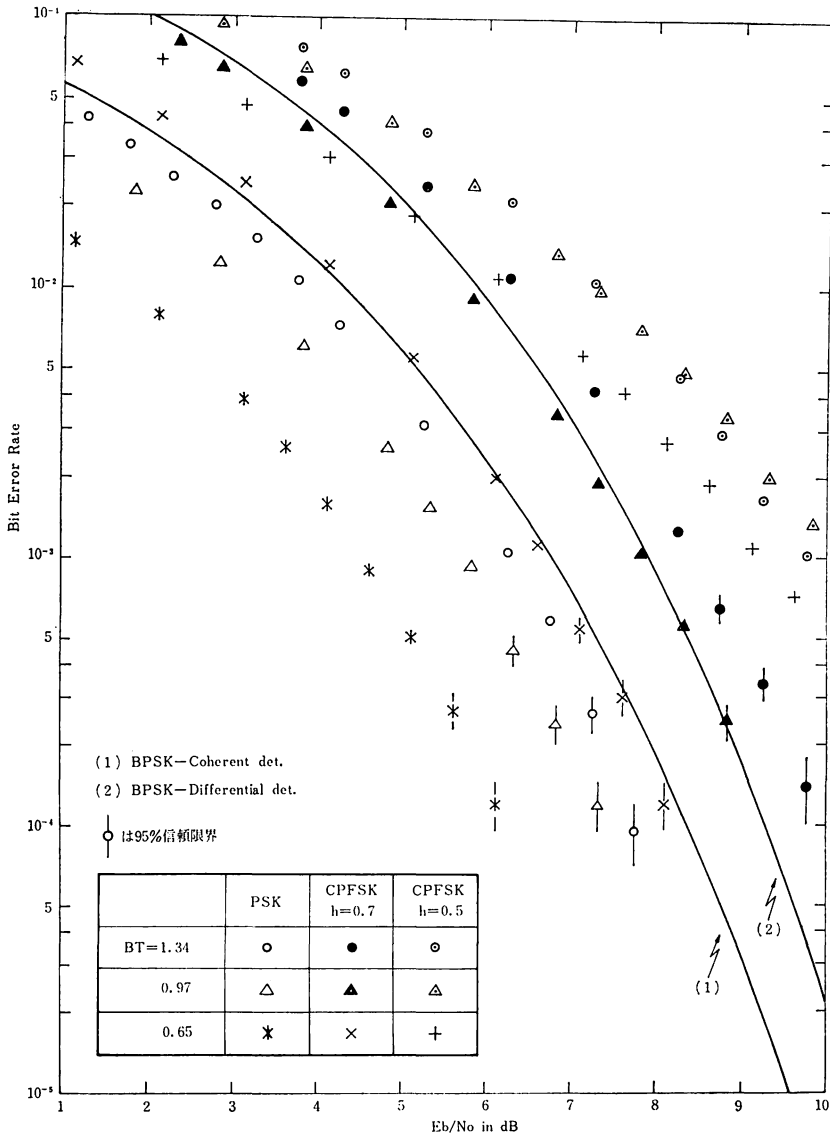
$$\frac{E_b}{N_0} = (BT_b) \frac{S}{N} \quad \dots\dots(17)$$

の関係を用いて、第7図を書き直したものが第8図である。

図中の実線 (1) は、通常与えられている 2 値



第7図 符号誤り率の測定結果



第8図 E_b/N_0 対 符号 誤り 率

PSK-Coherent 検波の誤り率の理論式

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}, \quad \dots\dots(18)$$

ここで、

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$$

を示し、実線(2)は、2値PSK—遅延検波の理論式

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\rho), \quad \dots\dots(19)$$

ここで、

$$\rho = S/N$$

を示している。

まず、3種のPSK (○, △, *) を比較すると、S/N一定では当然ながら帯域幅の広いBPF (I) の誤り率が最も小さいが、 E_b/N_0 で比較すると、BT積0.65の場合の誤り率が最も小さくなっている。ただし、ここで注意しなければならないことは、信号電力SはBPFの出力で測られていることである。変調によるスペクトルの拡がりのために、VCO出力の信号電力の一部はBPFによって遮断されている。この信号電力の減少量

第1表 変調によるスペクトルの拡大とBPFとによる信号電力の減少量

	PSK	CPFSK		BT prod.
		h=0.7	h=0.5	
BPF(I)	1.0	0.7	0.3	1.34
BPF(II)	1.7	1.3	0.6	0.97
BPF(III)	2.2	2.2	1.2	0.65

単位: dB

を、第1表に示す。したがって、この分だけの補正を考慮すると、3者の差は0.7 dB以内となり、また、理論式(9)ともほとんど一致する。BT積が0.65の場合にはかなりの符号間干渉が生じ、包絡線のくびれも大きいが、BT積の減少を考慮するとほとんど変わらないと言える。

以上のことは、 $h=0.7$ のCPFSKについても当てはまるが、理論式(9)よりの劣化が若干(約1 dB)大きくなっている。 $h=0.7$ と0.5のCPFSKを比較すると、本論文で示した様な1ビットごとの検波方式では、前者の方が約1 dB 優れている。

次に、 $h=0.7$ のCPFSKとPSKとを比較すると、BERが 10^{-3} のところで、約2 dB 後者が優れている。

4. む す び

音声帯域のCPFSK-遅延検波装置を試作し、白色ランダム雑音に対する符号誤り率を、BT積が1.34, 0.97及び0.65の3種の伝送路について測定し、PSK-Coherent 検波との比較を行った。

その結果、1ビットごとの判定を行う限り、 $h=0.7$ のCPFSKの方が、 $h=0.5$ よりも約1 dB 優れている。しかしながら、これはMSKではないので、帯域の広がりも若干大きくなる。また、 $h=0.7$ のCPFSKとPSKとを比較すると、BERが 10^{-3} において、約2 dB 後者が優れている。これらの差を縮めるには文献(11)の方法等が考えられるが、装置の複雑化は避けられない。

謝 辞

日ごろ御指導頂く通信系研究室角川靖夫室長、文献を御教示して頂いた鹿島支所横山光雄主任研究官に深く感謝する。

参 考 文 献

- (1) Anderson, R.R., Bennett, W.R., Davey, J.R. and Salz, J.; "Differential Detection of Binary FM", B.S.T.J., **XLIV**, 1, pp. 111—159, Jan. 1965.
- (2) Van der Elzen, H.C. and Van der Wurff, P.; "A Simple Method of Calculating the Characteristics of FSK Signals with Modulation Index 0.5", IEEE Trans., **COM-20**, 2, pp. 139—147, Apr. 1972.
- (3) Mathwich, H.R., Balcewicz, J.F. and Hecht, M.; "The Effect of Tandem Band and Amplitude Limiting on the E_b/N_0 Performance of Minimum (Frequency) Shift Keying (MSK)", IEEE Trans., **COM-22**, 10, pp. 1525—1539, Oct. 1974.
- (4) Gronemeyer, S.A. and McBride, A.L.; "MSK and Offset QPSK Modulation", IEEE Trans., **COM-24**, 8, pp. 809—819, Aug. 1976.
- (5) De Buda, R.; "Coherent Demodulation of Frequency-Shift Keying with Low Deviation Ratio", IEEE Trans., **COM-20**, pp. 429—435, June 1972.
- (6) Tou, F. and Simpson, R.S.; "Optimum Deviation Ratio and Observation Interval for Continuous-Phase Binary Frequency-Shift Keying", IEEE Trans., **COM-21**, 9, pp. 1067—1069, Sept. 1973.
- (7) De Buda, R.; "About Optimum Properties of Fast Frequency-Shift Keying", IEEE Trans., **COM-22**, 10, pp. 1726—1727, Oct. 1974.
- (8) Osborne, W.P. and Luntz, M.B.; "Coherent and Noncoherent Detection of CPFSK", IEEE Trans., **COM-22**, 8, pp. 1023—1036, Aug. 1974.
- (9) 石塚満, 平出賢吉; "位相連続FSK同期検波の最適ガウス・フィルタと偏移周波数ロック方式", 電通学会技術研究報告, **C S 78-1**, 1978年4月28日.
- (10) 平出賢吉, 石塚満ほか; "マルチパス・フェージング・チャンネルにおける位相連続FSK遅延検波方式の符号誤り率特性", 電通学会技術研究報告, **C S 77-123**, 1977年10月.
- (11) 正村達郎, 古屋紀雄ほか; "誤り訂正機能を付加したCPFSK遅延検波方式", 電通学会技術研究報告, **C S 77-5**, 1977年4月.

