

研 究

Ⅲ-3 線形 2 乗推定法を用いた陸上移動通信用
QPSK 同期検波方式

三 瓶 政 一*

(1990年 7 月20日受理)

Ⅲ-3 COHERENT DETECTION METHOD FOR LAND MOBILE
RADIO COMMUNICATIONS USING LINEAR
MEAN SQUARE ESTIMATION

By

Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

ディジタル陸上移動通信においては、移動局が多重波で構成される電磁界中を走行するため、包絡線及び位相の確率密度関数が、それぞれ、レイリー分布及び一様分布で、その変動速度の速い、レイリーフェージング（以下フェージングと呼ぶ）が発生する⁽¹⁾。

従来、陸上移動通信への適用が検討された、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) などの同期検波の場合、AGC (Automatic Gain Controller) あるいはリミタにより包絡線変動を除去した後、搬送波再生回路においてフェージングによる位相変動を再生し、同期検波を行っている。したがって、同期検波特性は、フェージングによる位相変動の推定精度によって決定される。

フェージングによる位相変動の推定精度を決定する最大のパラメータは、搬送波再生回路の等価雑音帯域幅 B_L である。すなわち、フェージングによる位相変動への追随性を向上させるためには、 B_L を広くする必要があるが、再生搬送波の C/N を高くするためには、 B_L を狭くする必要がある。したがって、 B_L は、フェージングによる位相変動の推定誤差と雑音の和が最小となるように設定される⁽²⁾。

しかし、陸上移動通信で多くの検討がなされている伝送速度 (16~32 kbps 程度) の場合、 B_L を最適に設定

しても、フェージングによる位相変動を完全に再生することができないので、ある確率で同期はずれが発生し、軽減困難な誤りと呼ばれるものが発生する。また、その確率は遅延検波の場合と比べて大きいことから、従来、フェージング下では、同期検波方式は遅延検波方式に劣ると言われてきた⁽³⁾。

しかし、同期検波は、小型・軽量・低消費電力化に向くなどの長所を持つことから、フェージング変動に強い同期検波方式が望まれるようになった。

ここで、従来の同期検波方式における特性劣化の原因を考えてみると、次のことが言える。

搬送波再生回路は、ループフィルタとして、積分型のものを用いている。積分器の周波数特性は、周波数が低いほど利得が大きいことから、搬送波再生回路は、本来、比較的安定した伝送路を通過した信号から、長い時定数で搬送波の位相変動を推定し、搬送波再生を行うことに向いている。

一方、フェージングによる位相変動には、最大ドップラー周波数 f_d の10~数10倍の周波数成分が含まれるので、フェージングによる位相変動の推定は非常に速い。したがって、このように速い位相変動の推定のためには、できるだけ短い時定数で、かつ精度良く推定する必要がある。そのような意味からは、搬送波再生回路でフェージングによる位相変動まで推定するのは、限界があると考えられる。

そこで、上記の欠点を補う方式として、フェージングによる位相変動が速い場合にのみ、等価的に時定数を短

* 通信技術部 通信方式研究室

くする機能を付加した搬送波再生回路が提案された。その例として、位相誤差を常に監視し、その誤差が大きい場合に、強制的に位相シフトを行い、同期はずれを防ぐ方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾がある。

これらの方式を用いると、軽減困難な誤りの発生確率を従来の同期検波方式と比べて小さくすることが可能となるが、 E_b/N_0 (1ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比)の小さい領域で、従来の方式より特性が劣化するという欠点をもつ。陸上移動通信では、特に移動局の電力が限られているという状況を考えると、これはあまり望ましいことではない。したがって、あらゆる E_b/N_0 の領域で、従来の同期検波方式より特性が向上し、しかも、軽減困難な誤りの確率は遅延検波方式と同等である同期検波方式を開発する必要がある。

そこで本論文では、短い時定数でフェージングによる位相変動を精度良く推定することが可能な方式として、線形自乗推定法⁽⁶⁾を用いて、受信複素ベースバンド信号からフェージングによる位相変動を推定し、位相同期をとる同期検波方式を提案する。また、提案方式を、伝送速度 32 kbps の QPSK に適用した場合の特性を、計算機シミュレーションによって検討した。その結果提案方式は、静特性・フェージング両条件下、また、あらゆる E_b/N_0 及び f_d において、従来方式より特性が向上し、しかも軽減困難な誤りの確率は、遅延検波方式とほぼ同等となり、有効な方式であることがわかった。

2. 提案方式の原理と構成

2.1 従来の同期検波方式の構成

レイリーフェージング下で QPSK 波を伝送すると、受信信号 $s(t)$ は

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}[c(t)z(t)\exp(j2\pi f_c t)] \\ &= \text{Re}[r(t)\exp(j2\pi f_c t + j\theta(t))z(t)] \end{aligned} \quad \dots\dots(1-1)$$

$$c(t) = c_I(t) + j \cdot c_Q(t) \quad \dots\dots(1-2)$$

$$z(t) = z_I(t) + j \cdot z_Q(t) \quad \dots\dots(1-3)$$

となる。ただし、

f_c : 搬送周波数

$c(t)$: 複素フェージング変動で、確率密度関数は、複素ガウス過程。なお後述するように、 $c(t)$ には、AFC(Automatic Frequency Controller)によって補償しきれない微小のオフセット周波数による変動も含む。

$r(t)$: $c(t)$ の包絡線成分で、確率密度関数はレイリー分布。

$\theta(t)$: $c(t)$ の位相成分で、確率密度関数は $[-\pi, \pi]$ で一様分布。

$z(t)$: 送信複素ベースバンド信号で、送受信フィルタによる波形ひずみを含む。

である。ここで、 $\text{Re}[\cdot]$ は、 $[\cdot]$ の実部を示す。また、説明の簡単化のため、雑音の影響は無視するものとする。

第1図(a)に、従来の同期検波方式(以下従来方式と記す)を含む受信機構成を示す。

受信波を、BPF(Band Pass Filter)において帯域制限し、AGC(説明の簡単化のためリミタの場合は省略する)でフェージングによる包絡線変動を除去する。この信号を

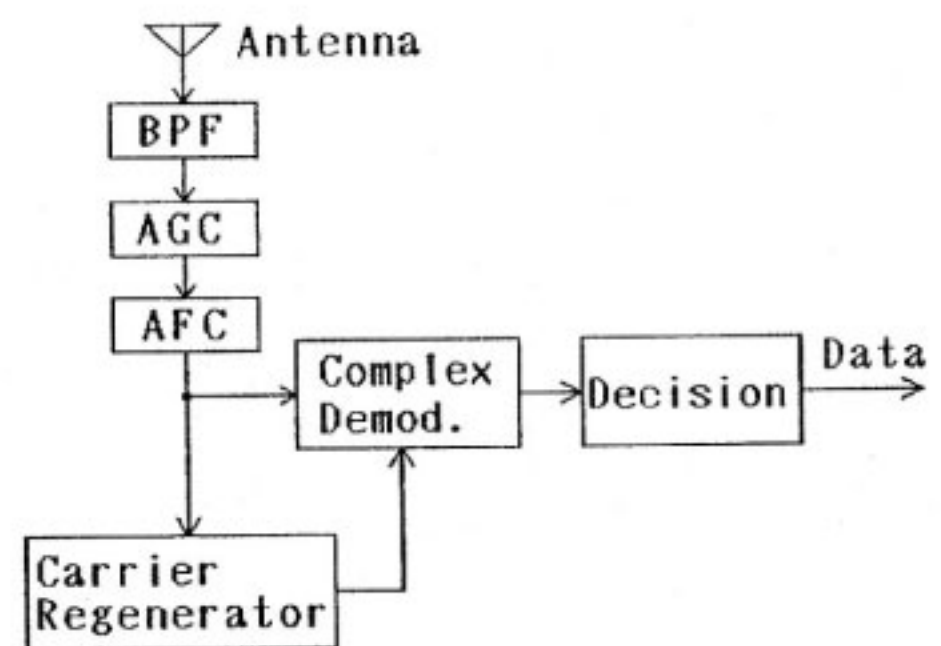
$$v(t) = \text{Re}[z(t)\exp(j2\pi f_c t + j\theta(t))] \quad \dots\dots(2)$$

とする。

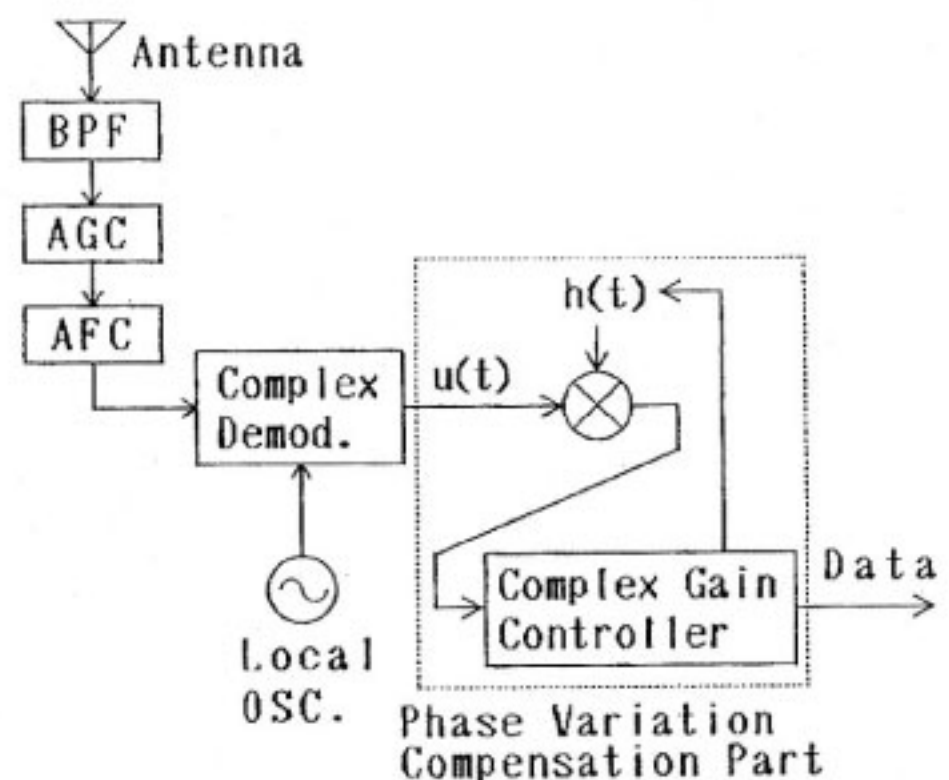
次に、AFCによって送信時の搬送周波数のドリフトの影響を抑圧した後、搬送波再生部において、フェージングによる位相変動を含む搬送波

$$b(t) = \exp(j2\pi f_c t + j\hat{\theta}(t)) \quad \dots\dots(3)$$

を再生する。ここで、 $\hat{\theta}(t)$ は $\theta(t)$ の推定値を示す。



(a)



(b)

第1図 (a) 従来の同期検波方式を含む受信機構成
(b) 本方式を含む受信機構成

方、直交検波部において $b(t)$ で $v(t)$ を検波し、 $z(t)$ の推定値 $\hat{z}(t)$ を得る。ここで、搬送波再生部としては、4 通倍方式、コスタスループなどがあるが、どれも、等価的には同じものと考えられるため、本論文では、従来方式の搬送波再生部として、以後、コスタスループを用いることとする。

コスタスループでは、 $\hat{\theta}(t)$ の推定誤差を過去 10～数 10 シンボル分にわたる長い時定数で平滑化し、誤差の平均値が 0 となるように制御している。しかし、フェージング下では、 $\hat{\theta}(t)$ には、非常に高い周波数成分が含まれるため、そのような平滑化を行うと、高い周波数成分による変動を無視することになる。そのため、位相変動が速い領域では、 $\hat{\theta}(t)$ の推定誤差が大きくなり、軽減困難な誤りが発生する。

したがって、同期検波方式における軽減困難な誤りの確率を低減するためには、短い時定数で、高精度にフェージングによる位相変動を推定する方式が必要となる。

そこで、本論文では、次節に述べる原理の同期検波方式を提案する。

2.2 提案する同期検波方式の構成

第 1 図(b)に、本方式を含む受信機構成を示す。

受信波を BPF によって帯域制限し、AGC によって平均受信レベルを適正に調整した後、発振周波数が搬送周波数とほぼ等しい局部発振器により、準同期検波する。このとき、送信機の搬送周波数は、温度の影響などによりドリフトするため、搬送周波数 f_c と局部発振周波数 f'_c との間には、オフセット周波数 (Δf_c) が存在する。これは、AFC において調整する。また、AFC によって調整しきれない微少な周波数差による変動は、フェージングによる位相変動に含めて、位相変動補償部で補償することとする。

したがって、準同期検波後のベースバンド信号 $u(t)$ は、次式に示されるようになる。

$$u(t) = u_I(t) + j \cdot u_Q(t) = c(t)z(t) \quad \text{.....(4)}$$

また、フェージング変動は $c(t)$ は、その逆数である

$$h(t) = c^{-1}(t) = r^{-1}(t) \exp(-j\theta(t)) \quad \text{.....(5)}$$

を推定し、 $u(t)$ に乗積することにより補償できる。

ここで、 $h(t)$ を $u(t)$ に乗積することは、包絡線変動補償機能 (AGC 機能) と、位相変動機能を同時に実現することを意味する。ただし、QPSK の場合、後述するように、AGC 機能は不要である。そこで、説明を容易にするため、ここでは、包絡線変動と位相変動を共に補償することを、フェージング変動補償、位相変動のみ補償する (AGC 機能を省略する) ことを、位相変動補償と、区別して呼ぶことにする。

$h(t)$ の推定は、以下のように行う。

第 2 図に位相変動補償部の構成図を示す。また $h(t)$ の制御アルゴリズムは次のとおりである。

1 シンボル長を $T(\text{sec})$ 、データ判定点を $t = nT$ とする。 $t = nT$ における $c(t)$ 、 $z(t)$ 、 $u(t)$ 、 $h(t)$ をそれぞれ c_n 、 z_n 、 u_n 、 h_n 、フェージング変動補償後の信号 $y(t)$ を、

$$y_n = y_{In} + j \cdot y_{Qn} = h_n u_n \quad \text{.....(6)}$$

とし、送信シンボルは、 $1 \pm j$ 、 $-1 \pm j$ 、という 4 つの信号のうちの 1 つであるとする、送信シンボルの推定値 $\hat{a}_n$ は、

$$\hat{a}_n = \text{sgn}(y_{In}) + j \cdot \text{sgn}(y_{Qn}) \quad \text{.....(7)}$$

ただし、

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1(x \geq 0) \\ -1(x < 0) \end{cases} \quad \text{.....(8)}$$

となる。

h_n の最適値は、推定誤差 (送信シンボルの推定値 $\hat{a}_n$ と y_n との差)

$$e_n = \hat{a}_n - y_n \quad \text{.....(9)}$$

の絶対値の自乗平均値

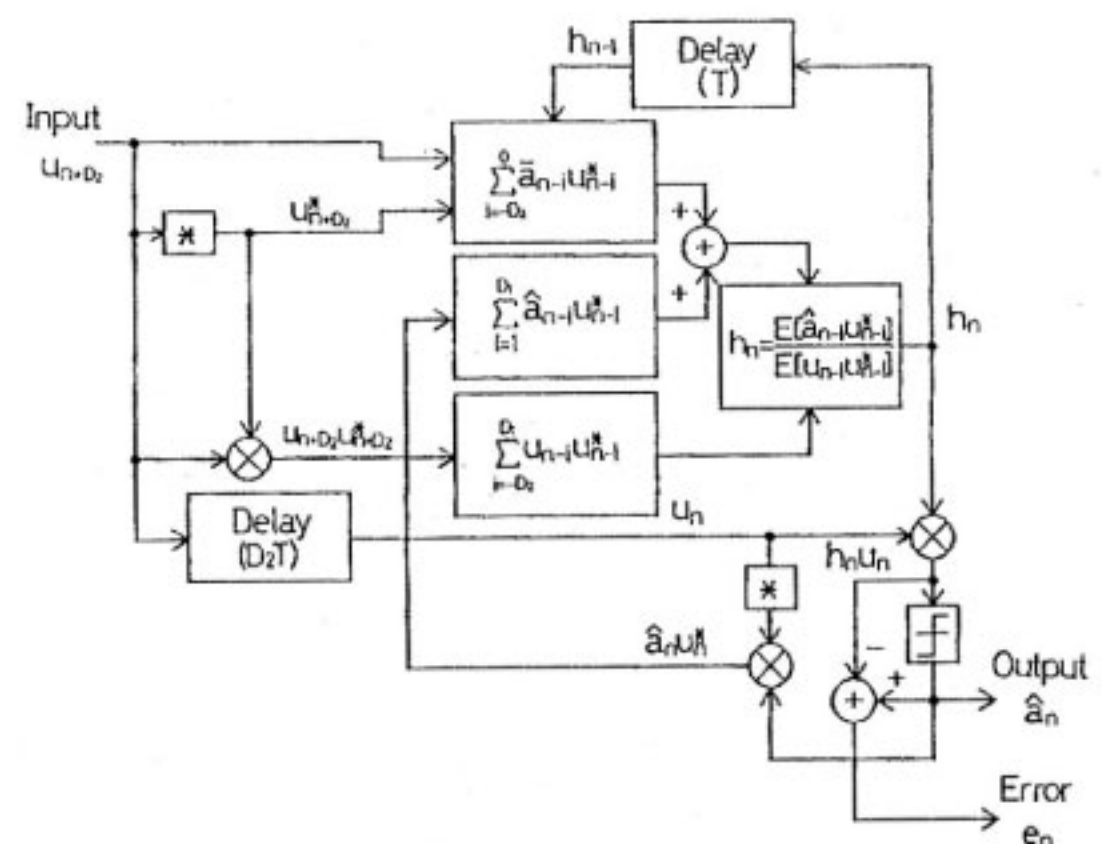
$$\begin{aligned} E_n &= E[|e_n|^2] = E[|\hat{a}_n - y_n|^2] \\ &= E[|\hat{a}_n - h_n u_n|^2] \end{aligned} \quad \text{.....(10)}$$

が最小となるように選ばれる。ここで、 $E[\cdot]$ は $[\cdot]$ のアンサンブル平均を示す。

式(10)の解は、次式に示される Wiener-Hopf の方程式⁽⁶⁾で与えられる。

$$h_n = \frac{E[\hat{a}_n u_n^*]}{E[u_n u_n^*]} \quad \text{.....(11)}$$

ただし u_n^* は u_n の複素共役を示す。ここで、フェージングによる位相変動を精度良く推定するためには、式(11)のアンサンブル平均を、伝送路特性が一定と見なせる程度に十分短い時間において行う必要がある。そこで、式(11)においては、アンサンブル平均を $t = nt$ を中心と



第 2 図 位相変動補償部の構成図

して過去 D_1 個, 未来 D_2 個, 計 $N = D_1 + D_2 + 1$ 個の時間平均に等しいとする. その場合, 式(11)の分母は,

$$E[u_n u_n^*] = \sum_{i=-D_2}^{D_1} u_{n-i} u_{n-i}^* \quad \dots\dots(12)$$

となる.

一方, 式(11)の分子は, 次のように計算する.

$\hat{a}_n$ は送信シンボルの推定値である. このうち $\hat{a}_{n-i}(i > 0)$ は, $t = nT$ において, 既に推定値が得られているので, それを用いる. 一方, $\hat{a}_{n-i}(i \leq 0)$ は, $t = nT$ から見ると現在及び未来のデータであり, $\hat{a}_{n-i}(i \leq 0)$ を得るための最適利得 h_{n-i} も, まだ得られていない. そこで, $t = nT$ において h_{n-i} と最も相関の強い h_{n-1} と, $u_{n-i}(i \leq 0)$ の積

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{n-i} &= \tilde{y}_{In-i} + j \cdot \tilde{y}_{Qn-i} \\ &= h_{n-1} u_{n-i} \quad (-D_2 \leq i \leq 0) \end{aligned} \quad \dots\dots(13)$$

を用いて, 式(7)同様に

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{n-i} &= \tilde{a}_{In-i} + j \cdot \tilde{a}_{Qn-i} \\ &= \text{sgn}(\tilde{y}_{In-i}) + j \cdot \text{sgn}(\tilde{y}_{Qn-i}) \quad (-D_2 \leq i \leq 0) \end{aligned} \quad \dots\dots(14)$$

と判定し, a_{n-i} の推定値とする. したがって, 式(11)の分子は,

$$E[a_n u_n^*] = \sum_{i=-D_2}^0 \tilde{a}_{n-i} u_{n-i}^* + \sum_{i=1}^{D_1} \hat{a}_{n-i} u_{n-i}^* \quad \dots\dots(15)$$

となる.

ここで, フェージングを補償する最適利得 h_n が得られたので, これと式(6)(7)より, $t = nT$ における送信シンボルの最適推定値 $\hat{a}_n$ を得る. なお, D_1, D_2 は, f_d などに依存するパラメータである.

また, 式(11)の分母は, フェージングによる包絡線変動の補償機能 (AGC 機能), 分子はフェージングによる位相変動の補償機能として動作することになる.

QPSK のデータ判定は, 式(7)からわかるように, 2値判定であるので, 式(11)の分母は, 省略することができる. すなわち, 式(11)の代わりに,

$$h_n = E[\hat{a}_n u_n^*] \quad \dots\dots(16)$$

としても, BER(Bit Error Rate) 特性は全く同じになる.

2.3 本方式の演算量及び回路規模

本方式では, デジタル信号処理により, 式(6)(7)及び式(13)~(16)の演算を行う必要がある. そこで, 本方式に必要な演算量を第1表に示す.

第1表は, h_n を式(16)から求める場合の, 式(6)(7)及び式(13)~(16)に要する演算量である. ただし, 参考のため, () 内に, 式(16)の代わりに式(11)を用いる場合に追加となる演算量を示す.

第1表 h_n を求めるために必要な演算量

	演 算 量
積	$4N+4D_2+8 (+2N)^*$
和	$4N+2D_2+4 (+2N)^*$
2値判定	$2D_2+4$
割 算	$0 (+2)^*$

* () は, (11)式の分母を計算する場合に増加する演算量

例えば $D_1 = D_2 = 1 (N = 3)$ の場合, 積, 和, 2値判定の演算量は, それぞれ, 24, 18, 6回であり, 伝送速度が 16~32 kbps 程度であれば, 汎用の DSP (Digital Signal Processor) 1チップで構成することが可能である.

本方式の回路構成は, 従来方式と比べて A/D 変換器及び DSP が追加され, 搬送波再生回路が局部発振器に置き換えられる構成となる. したがってハードウェア規模としては, 従来方式とほぼ同様の規模で実現できると考えられる.

3. シミュレーション結果

3.1 本方式の特性例

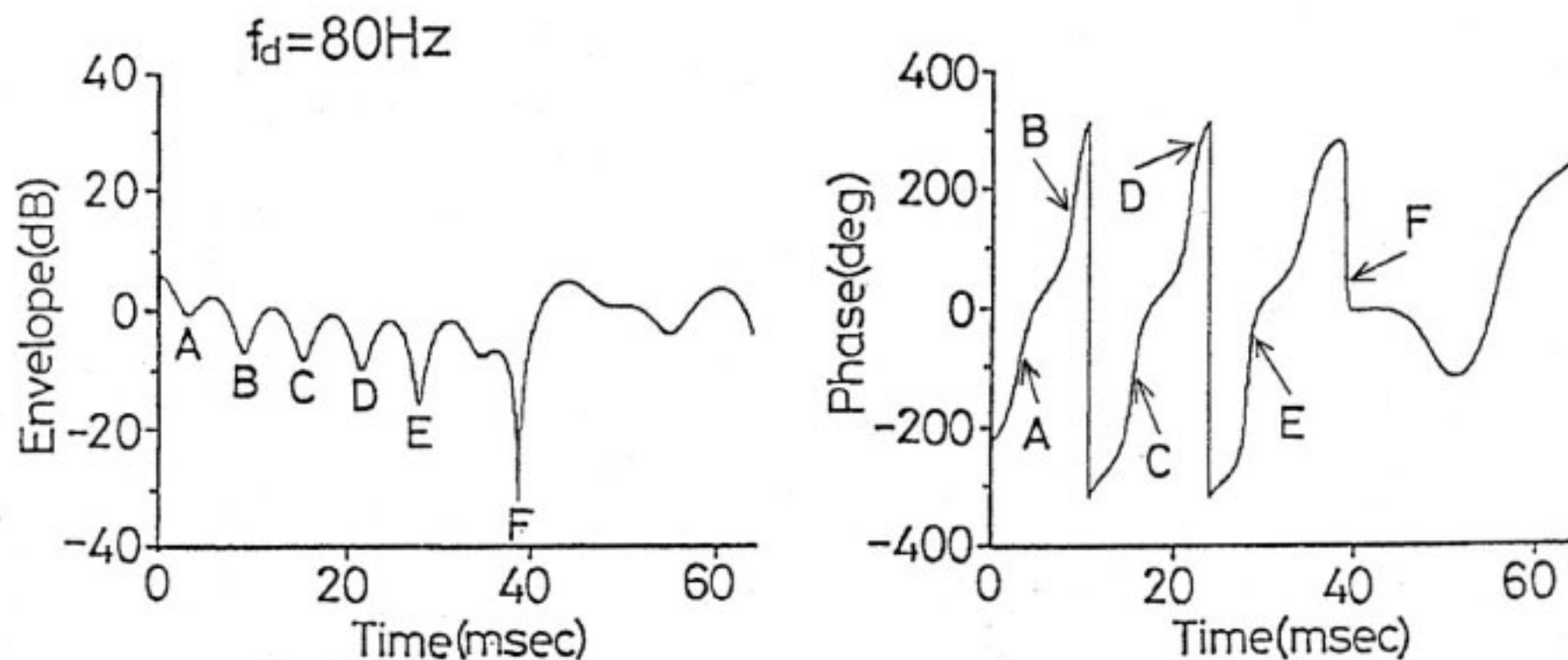
第3図に, $f_d = 80$ Hz における包絡線 $r(t)$ 及び位相 $\theta(t)$ の変動例を示す. 図からわかるように, A~F において包絡線が深く落ち込んでおり, それらの点では $\theta(t)$ も非常に速く変動していることがわかる.

一方, 第4図に, 第3図のフェージングにおいて同期検波を行った場合の, (a)従来方式, 及び(b)本方式におけるデータ判定点の推定誤差 (e_n) の時間的变化を示す. ここで, 送受信フィルタは, $W \cdot T = 1.5$ のガウスフィルタ (W は 3 dB 帯域幅), $E_b/N_0 = 40$ dB, $D_1 = D_2 = 1 (N = 3)$ とする.

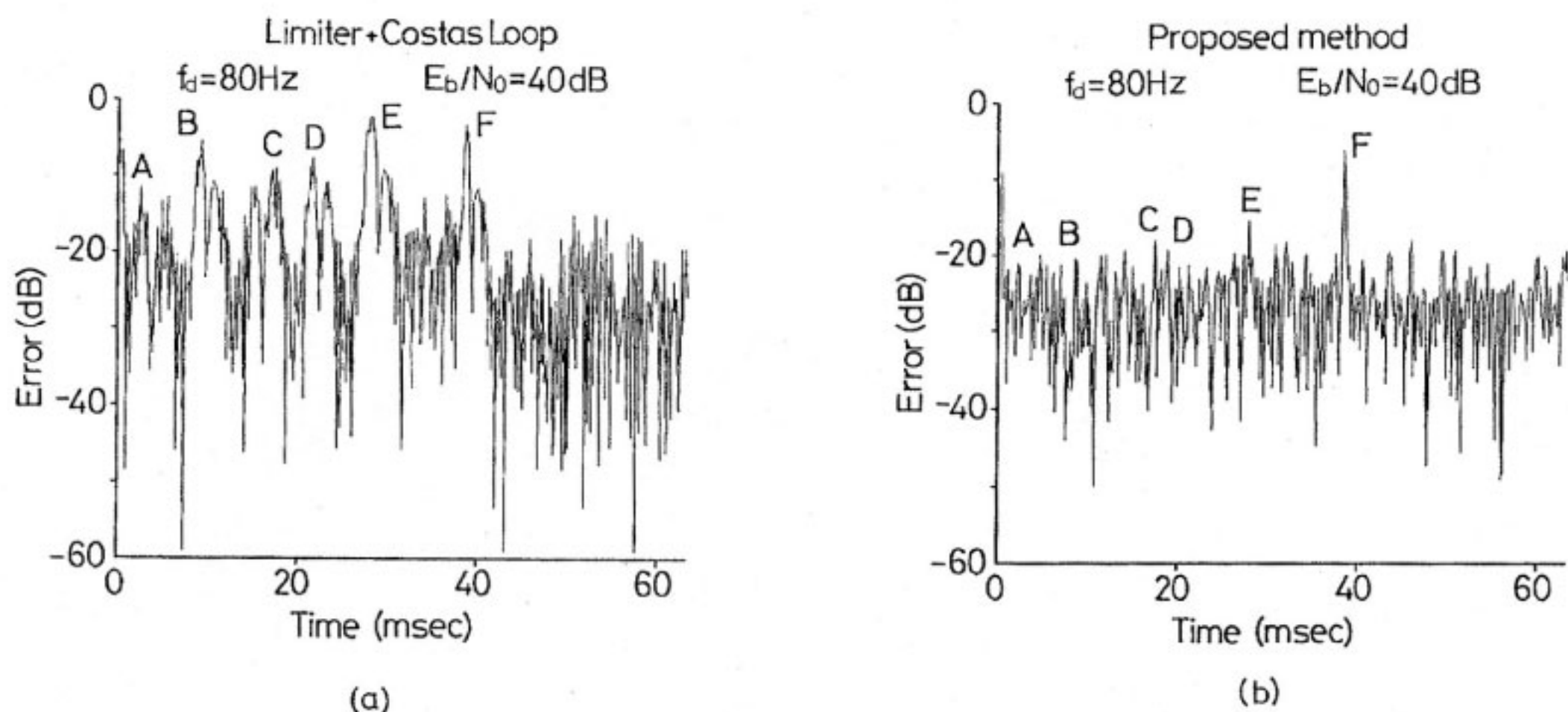
なお, シミュレーションにおいては, 従来方式としては, 包絡線変動の補償にはリミタを用い, 搬送波再生回路には, $B_L = 1$ kHz のコスタスループを用いることとする. また, e_n の比較ということは, フェージング変動の補償機能を比較することになるので, 本方式における h_n の計算は, 式(11)を用いることとする.

第4図(a)より, 従来方式を用いた場合, フェージングによって落ち込んでいる, A~F 点の付近で, e_n が大きくなっていることがわかる.

A~E 点における包絡線の落込みは 20 dB 以下であり, かつ, 平均 $E_b/N_0 = 40$ dBであることを考えると, A~E 点では瞬時の E_b/N_0 は 20 dB 以上確保されていると考えられる. したがって, これらの点において e_n が大きくなる主な原因は, 急激な位相変動による同



第3図 フェージング変動の包絡線及び位相成分



第4図 (a) 従来方式を用いた場合の e_n の時間的変化
 (b) 本方式を用いた場合の e_n の時間的変化

期はずれであると考えられる。

一方、F点では、包絡線が30 dB以上落ち込んでいるので、この点において e_n が大きくなる原因は、包絡線の落ち込みによる瞬時の E_b/N_0 の低下と急激な位相変動の両者によるものと考えられる。また第4図(a)では、誤差の大きい区間が、ある一定時間続いていることがわかる。これは、コスタスループの再同期に時間がかかるためである。

一方、同じフェージング下で本方式を用いた場合、第4図(b)からわかるように、従来方式と比べて、A～E点における推定誤差が大きく低減していることがわかる。この場合、推定誤差の自乗平均値は、約 -23 dB である。この値は、本シミュレーションにおいて送受信フィルタとして用いている $W \cdot T = 1.5$ のガウスフィルタの信号対符号間干渉電力比に相当する。したがって、ほと

んどの時刻では、フェージング変動を補償していることがわかる。

一方、F点においては、本方式でも同期はずれを起こす。またこの推定誤差は、 E_b/N_0 を大きくしても低減することができない。この点は、1シンボル内で位相が急激に変化し、1シンボル内でも伝送路特性を一定と見なすことができない領域である。本方式は、伝送路変動が一定と見なせる範囲においてアンサンブル平均をとることが前提であるので、この前提が成り立たない領域では、フェージング変動の補償効果は小さくなる。ただし、このような点でも、従来方式と比べて、再同期に要する時間が短いことがわかる。

3.2 パラメータの検討

本方式のパラメータとして、式(16)の複素利得の計算の際、平均化に用いるデータ数 ($N = D_1 + D_2 + 1$) がある。

N は、次の要素により決定される。

1) 時変化する伝送路特性は、非常に短い定常区間の集合と考えられる。式(16)の h_n は、伝送路特性が一定と見なせる区間のサンプルの平均により、計算されなければならない。したがってその意味からは、 N は小さい方がよい。

2) h_n の統計的信頼度は、 N が大きいほど向上する。

そこで、BER 特性により、 N の最適値を検討した。ここで、検波時の位相の不確定性の影響を考慮し、送信機ではデータを差動符号化し、受信機では、従来方式の場合、判定部の後段、本方式では、位相変動補償部の後段で、差動復号を行うものとする。また、 N と D_1 及び D_2 の関係は、第2表のとおりとした。ただし、 N が偶数の場合、 $\hat{a}_{n-i}(i>0)$ の方が $\hat{a}_{n-i}(i\leq 0)$ より信頼性が高いことから D_1 の方を大きくした。

第5図に、(a)静特性条件下、及び(b)フェージング下 ($f_d=80$ Hz) において E_b/N_0 をパラメータとした場合の、 N に対する BER 特性を示す。

静特性条件下においては、どの E_b/N_0 においても、 N が大きい方が BER が小さくなる。ただし、 $N\geq 3$ においては、 N が大きくなることによる BER 特性の改善量は僅かである。

一方、フェージング下においては、 E_b/N_0 が小さい場合は、BER 特性は N に依存しないが、 E_b/N_0 が大きい場合は、 N が大きくなるにつれて BER は大きくなる。ただし、 $N=1\sim 3$ においては、BER 特性の劣化量は僅かであり、許容範囲と考えられる。また、この傾向は他の f_d においても同じである。

したがって、以上を総合すると、伝送速度 32 kbps の QPSK における N の最適値は、 $N=3$ と考えられる。

ただし、この最適値は、あくまで 32 kbps の QPSK における最適値である。したがって、例えば選択性フェージングが無視できる範囲内でビットレートを高くすると、 N を大きくし、雑音の影響を低減することが可能となる。一方、ビットレートを低くする場合には、 N を更に小さくする必要がある。

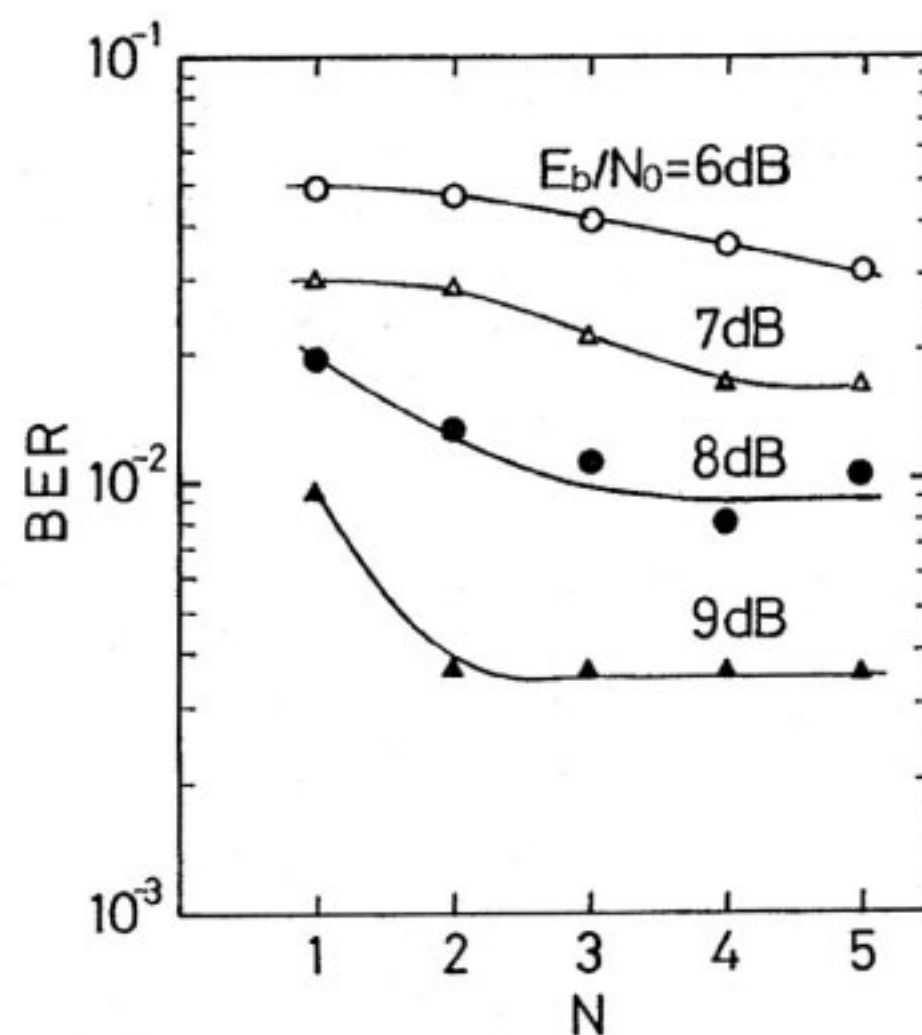
3.3 従来方式及び遅延検波方式との特性比較

第6図に、(a)静特性条件下、及び(b)フェージング下 ($f_d=80$ Hz) における、本方式、従来方式、及び遅延検波方式の BER 特性を示す。

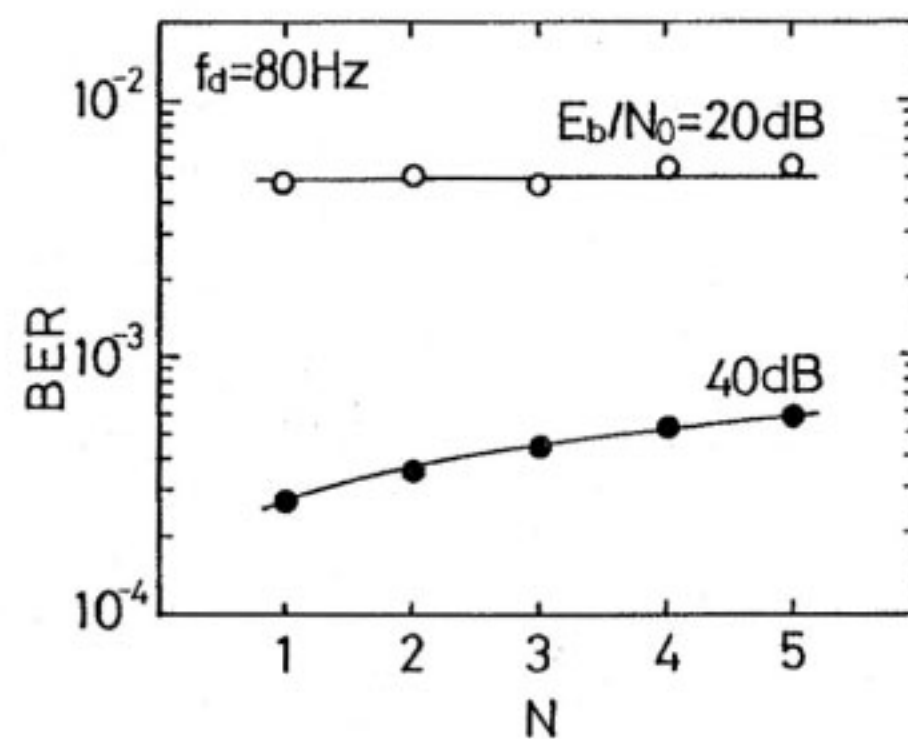
静特性条件下においては、本方式は従来方式と同じ特性となっており、遅延検波方式より特性が良くなっている。これは、式(16)において h_n を求める際に平均化操作

第2表 N と D_1 , D_2 の関係

N	1	2	3	4	5
D_1	0	1	1	2	2
D_2	0	0	1	1	2



(a)



(b)

第5図 E_b/N_0 をパラメータとした場合の N に対する BER 特性

(a) 静特性条件下 (b) フェージング下

が含まれており、雑音低減効果があるためである。

一方、フェージング下においては、本方式の特性は、従来方式と比べて特性が大きく改善されており、遅延検波方式とはほぼ同じ特性となっている。

なお、本方式において、 $N=1$ とすると、式(13)(14)から容易にわかるように、遅延検波方式と全く同じ特性と

なる。

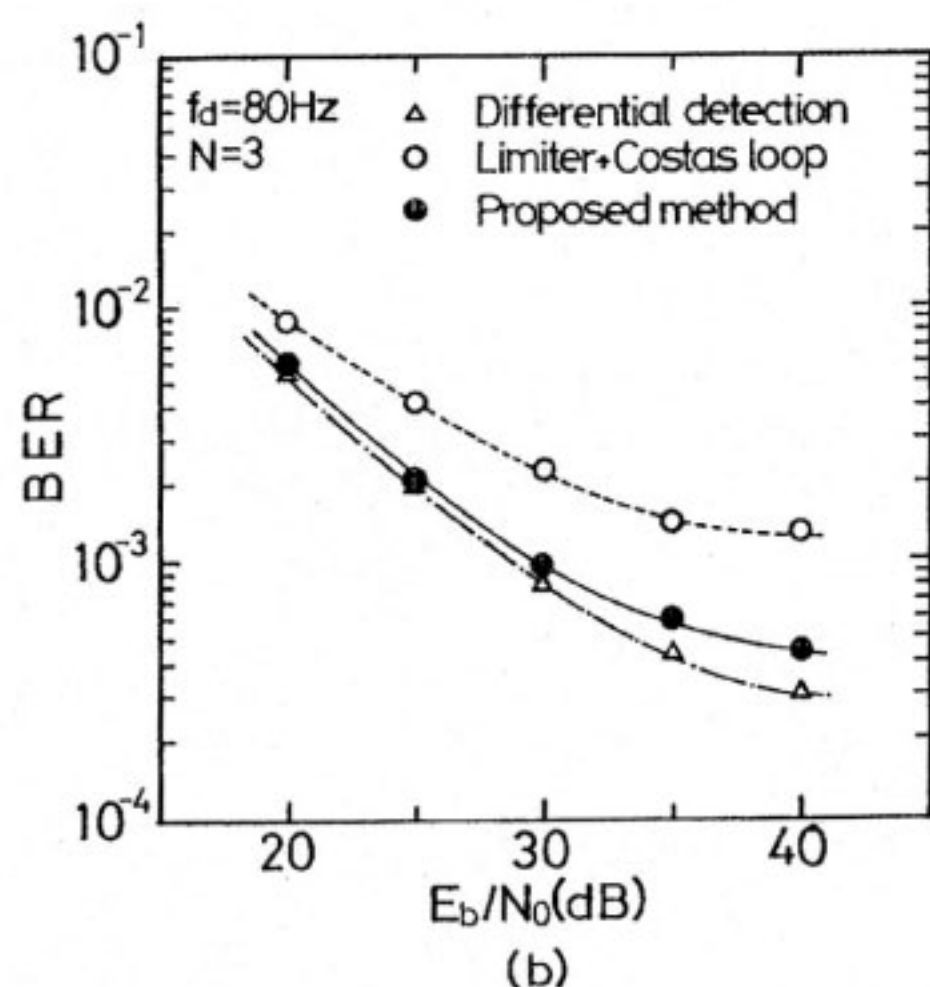
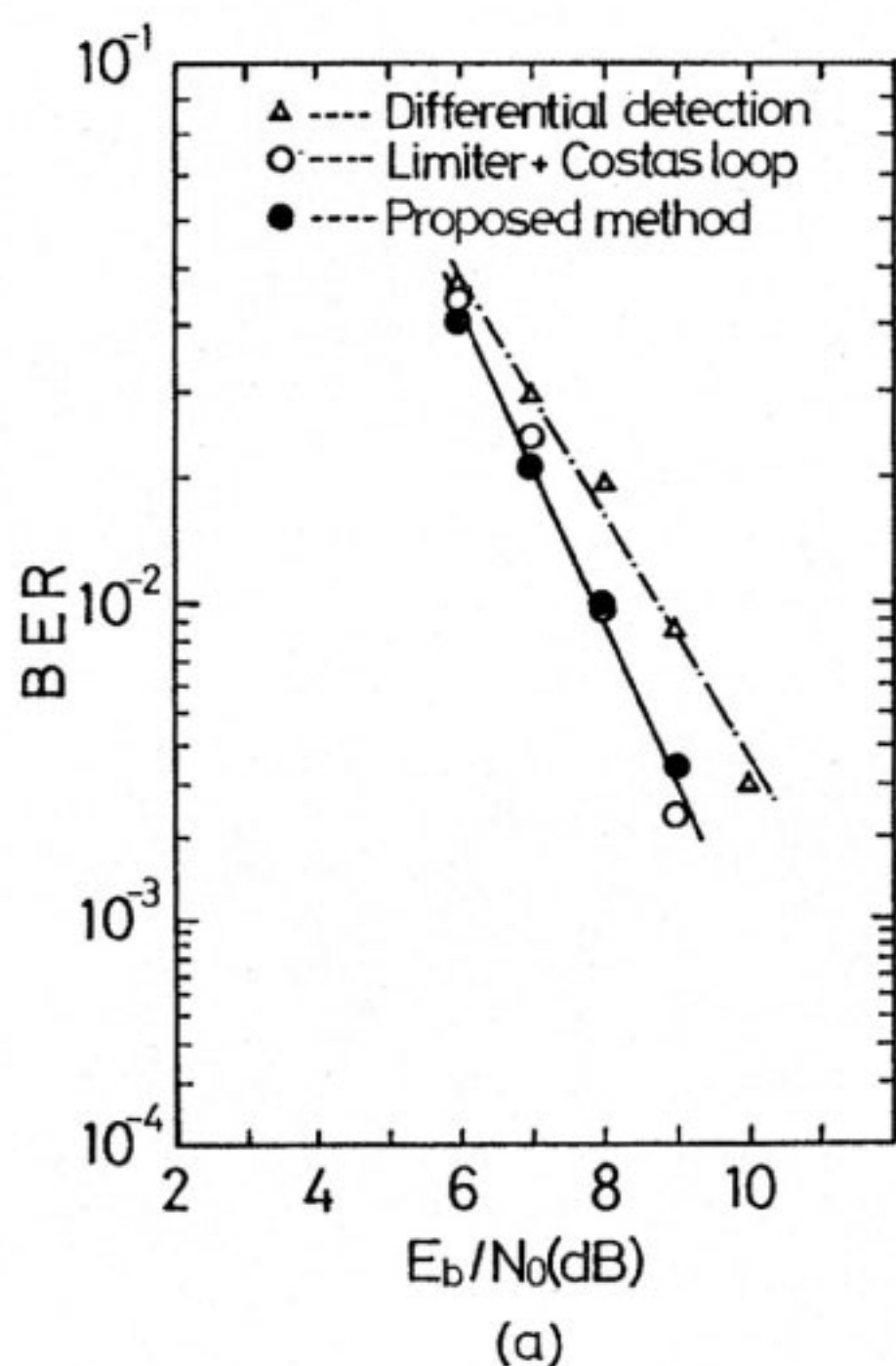
3.4 f_d をパラメータとした場合の特性

第7図に、 f_d をパラメータとした場合の、(a)従来方式及び、(b)本方式の BER 特性を示す。

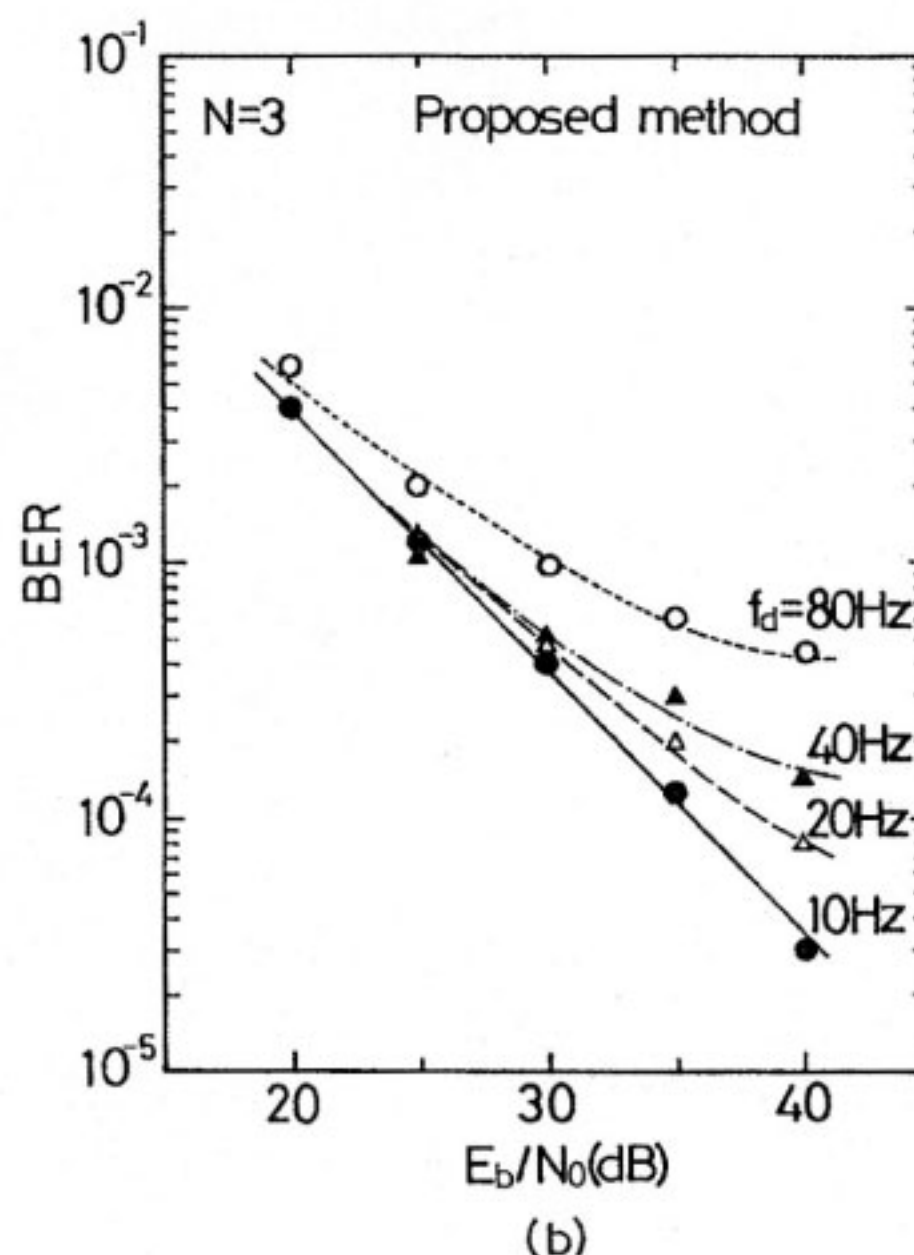
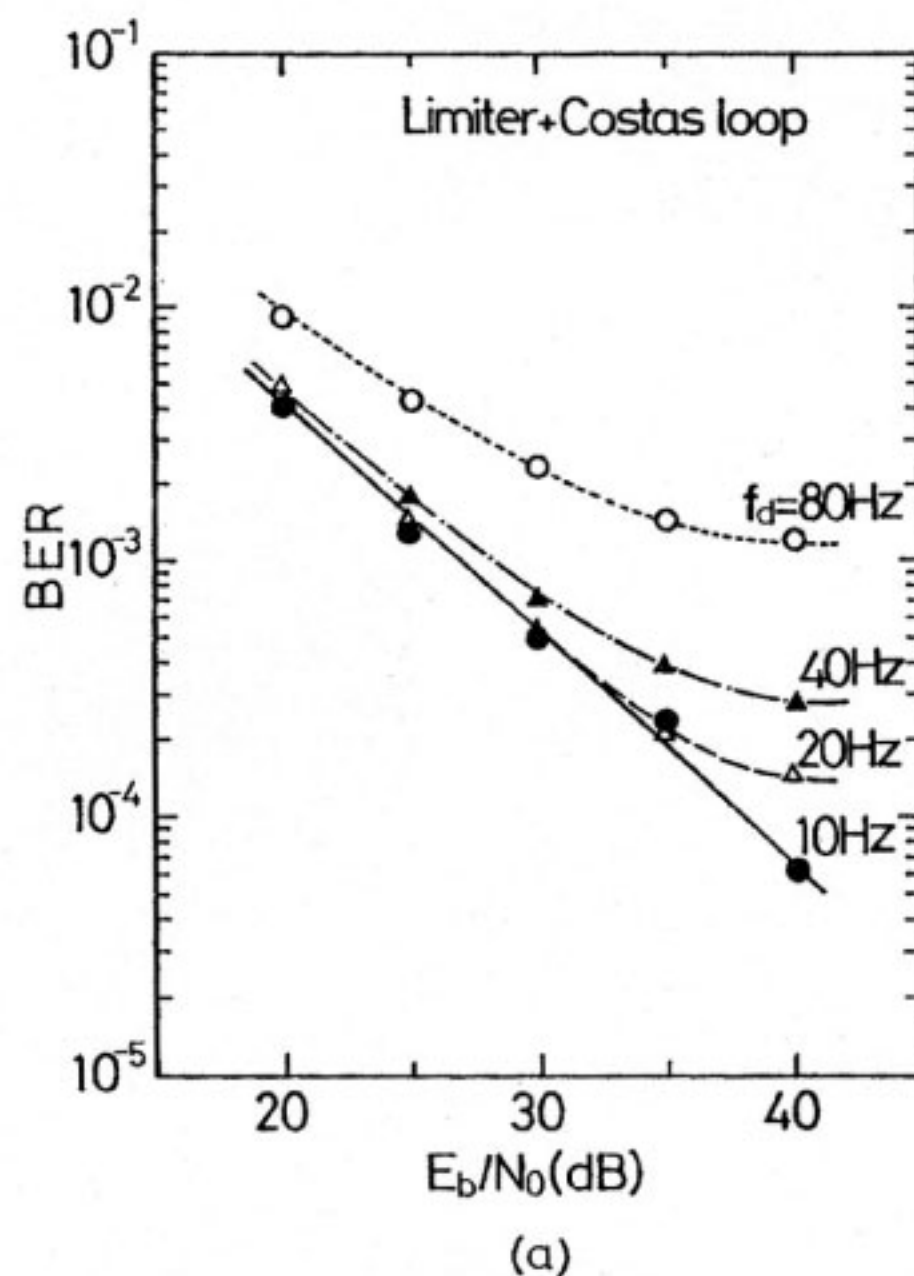
第7図より、あらゆる f_d において、本方式の BER 特性は、従来方式より特性が良く、その改善量は、 E_b/N_0 が大きくなるにつれて増加することがわかる。また、そ

の効果は、 f_d が大きいほど顕著であることがわかる。例えば $f_d = 80$ Hz, $E_b/N_0 = 40$ dB の場合、BER は、従来方式の 1/3 以下となっていることがわかる。

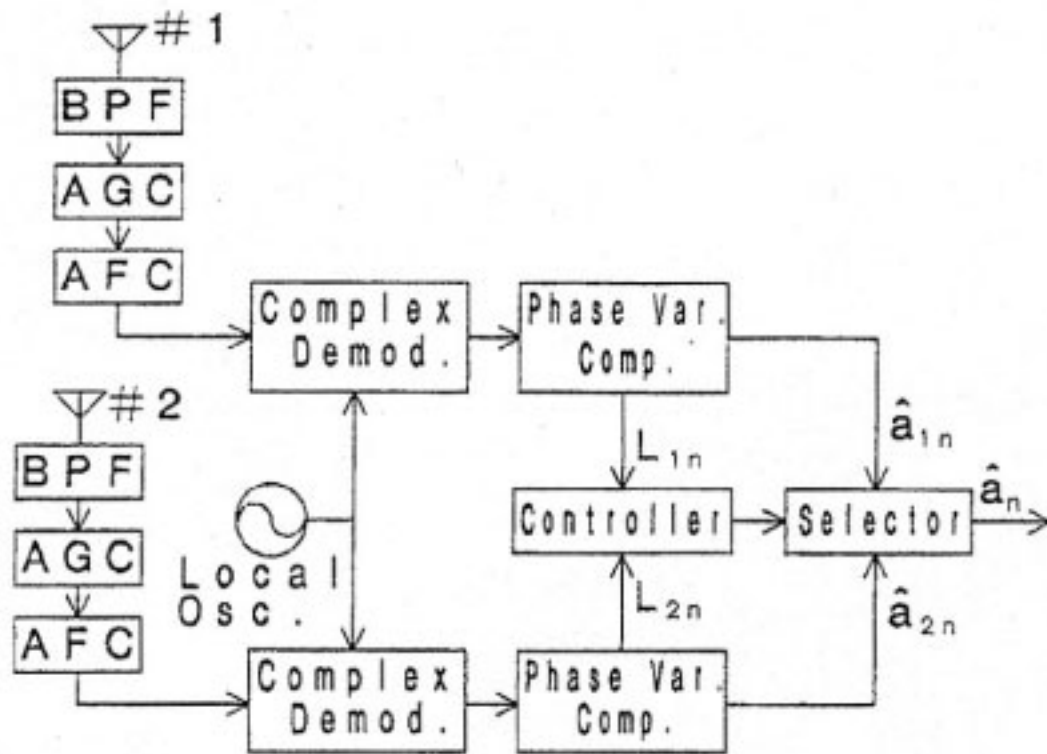
以上総合すると、本方式は、静特性・フェージング両条件下において従来方式より特性が良く、かつ、フェージング下の特性は、遅延検波とほぼ同じであることがわ



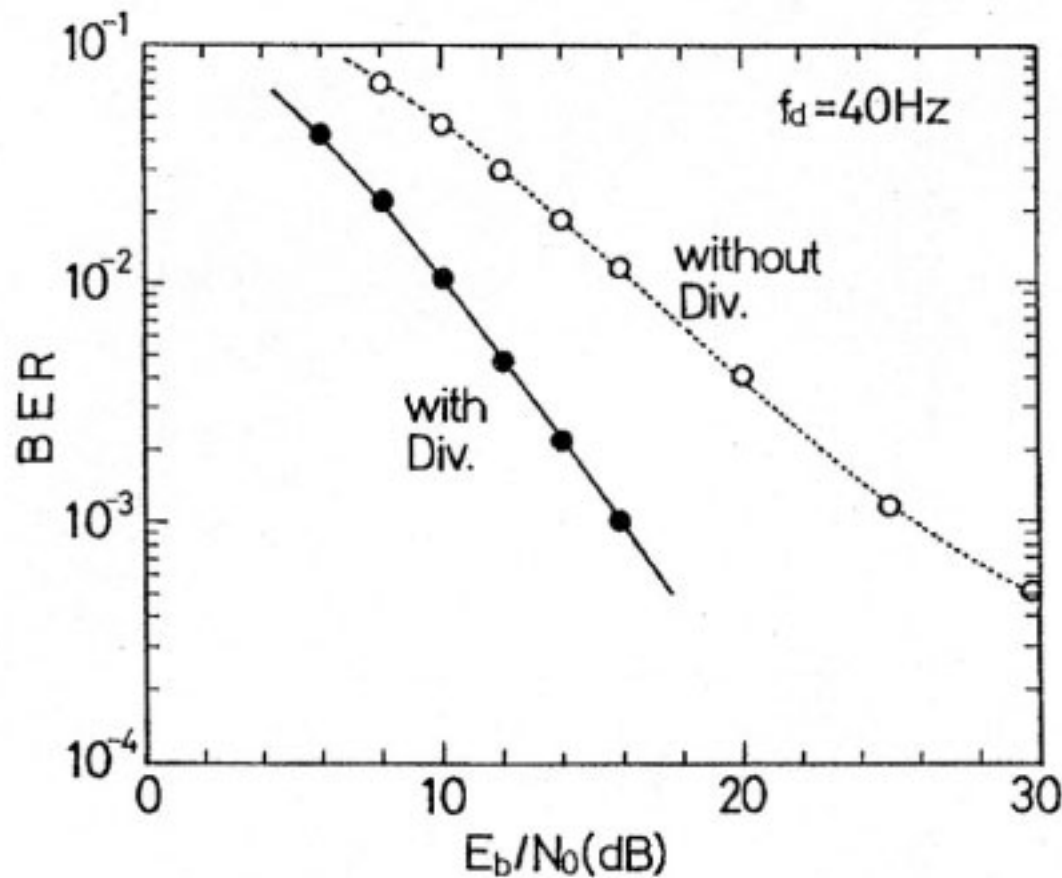
第6図 本方式、従来方式及び遅延検波方式の BER 特性
(a) 静特性条件下 (b) フェージング下



第7図 f_d をパラメータとした場合の BER 特性
(a) 従来方式 (b) 本方式



第8図 提案方式を適用したダイバーシチ受信機の構成



第9図 2 ブランチダイバーシチを適用した場合の BER 特性

かる。

3.5 ダイバーシチ受信特性

提案方式においては、式(12)において受信信号レベルを測定しているため、このデータを利用すると、提案方式を若干拡張することにより、検波後選択合成ダイバーシチが実現できる。

第8図に、ダイバーシチ受信機の構成を示す。ただし、第8図では、ダイバーシチブランチの数が2の場合を示している。

まず、各ブランチの受信波を、提案方式を用いて同期検波することにより、各ブランチにおける再生データ系列を得る。ここで J はブランチ番号 ($1 \leq J \leq M$) である。また、 J 番目のブランチの、 $t = nT$ における受信複素ベースバンド信号及び判定されたデータを、 u_{Jn} 及び $\hat{a}_{Jn}$ とするとき、 J 番目のブランチの $t = nT$ における受信信号レベルは、式(12)より

$$L_{Jn} = \sum_{i=-D2}^{D1} u_{Jn-i} u_{Jn-i}^* \quad \dots\dots(17)$$

となる。ここで、 $t = nT$ において K 番目のブランチのレベル (L_{Kn}) が最大であるとするとき、ダイバーシチ合成後の判定データ $\hat{a}_n$ を、

$$\hat{a}_n = \hat{a}_{Kn} \quad \dots\dots(18)$$

とすると、検波後選択合成ダイバーシチが実現できる。

第9図に、2 ブランチダイバーシチを適用した場合の BER 特性の計算機シミュレーション結果を示す。第9図から、提案方式のダイバーシチ利得は、 $\text{BER}=10^{-2}$ で 6.4 dB、 $\text{BER}=10^{-3}$ で 10 dB であり、理論値にほぼ等しいダイバーシチ利得が得られることがわかる。

4. む す び

陸上移動通信回線において QPSK 波を同期検波する場合に、従来のような搬送波再生回路を用いず、受信複素ベースバンド信号からフェージングによる位相変動を推定し、補償する方式を提案した。また、計算機シミュレーションにより、本方式の特性を評価した。

その結果、以下のことがわかった。

- 1) 静特性条件下では、本方式の BER 特性は、リミタと $B_L=1 \text{ kHz}$ のコスタスループを用いた従来の同期検波方式とほぼ同じ特性となった。
- 2) フェージング下においては、本方式の特性は、遅延検波方式とほぼ同じ特性となる。
- 3) 本方式は、従来の同期検波方式と比較して、あらゆる f_d 及び E_b/N_0 において特性が改善する。またこの効果は、 f_d が大きいほど顕著であり、 $f_d=80 \text{ Hz}$ 、 $E_b/N_0=40 \text{ dB}$ における本方式の BER は、従来方式の BER の 1/3 以下となる。
- 4) 提案方式を若干拡張すると、検波後選択合成型ダイバーシチが実現できる。その場合、ほぼ理論値に等しいダイバーシチ利得が得られる。

以上より、本方式を適用すると、陸上移動通信において良好な特性の同期検波が実現できることがわかった。また、ハードウェア化の場合、回路規模は、従来方式とほぼ同じ規模で実現できると考えらるることから、本方式は、陸上移動通信に、十分適用できる方式であることがわかった。

今後は、本方式を用いた場合の干渉特性などについて検討する必要がある。

謝 辞

本検討に際し、御討論頂いた笹岡通信方式研究室長、神尾技官、大鐘技官に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) W. C. Lee, "Mobile Communication Engineering", McGraw-Hill.
- (2) 花沢, 平出, "移動通信における PSK 波伝送実験", 信学技報, CS74-98, 1974年10月.
- (3) K. Kinoshita, et. al., "Evaluation of 16 kbit/s Digital Voice Transmission for Mobile Radio", IEEE Trans. Commun. VT-33, 4, pp. 321-328, Nov. 1984.
- (4) 三瓶政一, "フェージング対策用位相同期回路", 信学技報, CS84-38, 1984年6月.
- (5) H. Suzuki, "Adaptive Carrier-tracking Coherent Detection for Digital Mobile Transmission", DMRⅢ, pp.94, July 1987.
- (6) 片山 徹, "応用カルマンフィルタ", pp.57-58, 朝倉書店, 1983年.

