

## 研 究

## Ⅲ-2 変形 PLL を用いた搬送波再生方式

三 瓶 政 一 \*

(1990年8月20日受理)

Ⅲ-2 CARRIER REGENERATION METHOD FOR BPSK USING  
MODIFIED PHASE-LOCKED LOOP

By

Seiichi SAMPEI

## 1. ま え が き

陸上移動通信においては、移動体が多重波で構成される電磁界中を走行することにより、振幅の確率密度関数がレイリー分布でその変動が非常に速い、レイリーフェージングが発生する<sup>(1)</sup>。またレイリーフェージングにより、振幅変動と共に位相も非常に速く変動する。

一方、陸上移動通信で多くの検討がなされている変調方式は、位相変動に情報を乗せる位相変調あるいは周波数変調である。したがって、受信機においてこれらの変調波を検波し、データを再生するためには、フェージングによる位相変動を補償する必要がある。

検波方式として同期検波を用いる場合には、フェージングによる位相変動は、位相同期回路 (PLL: Phase-locked Loop) で構成される搬送波再生回路で、搬送周波数の再生と同時に進行される。

PLL で搬送波を再生する場合、まず、再生搬送波の  $C/N$  をできるだけ高くする必要がある。そのためには、PLL の等価雑音帯域幅  $B_L$  を十分狭くする必要がある。一方、フェージングによる位相変動を十分補償するためには、 $B_L$  を広くする必要がある。したがって  $B_L$  の最適値は、再生搬送波に含まれる雑音電力と PLL の推定位相誤差の自乗平均値の和が最小となるときであり、伝送速度が 10 kbit/s 程度の BPSK (Binary Phase Shift Keying) の場合、1.6 kHz 程度となる<sup>(2)</sup>。しかし、このような最適値に設定しても、フェージングによる位相変動を完全に補償することはできないので、ある

確率で同期はずれが発生する。また、一旦同期が外れた場合、位相誤差が  $\pi$  (rad) 付近になると、同期引き込み時間が長くなる。これらのため、PLL を用いた同期検波では、いわゆる軽減困難な誤りが発生する。

同期はずれと同期引き込みという2つの要因のうち、同期引き込みの高速化については、推定位相誤差がある値  $\lambda_n$  を超えたとき、強制的にループフィルタの利得の極性を反転させる方式<sup>(3)</sup>、位相面判定し、位相誤差が大きいために、強制的に初期位相を変える (キックオフ) 方式<sup>(4)(5)</sup> 等がある。

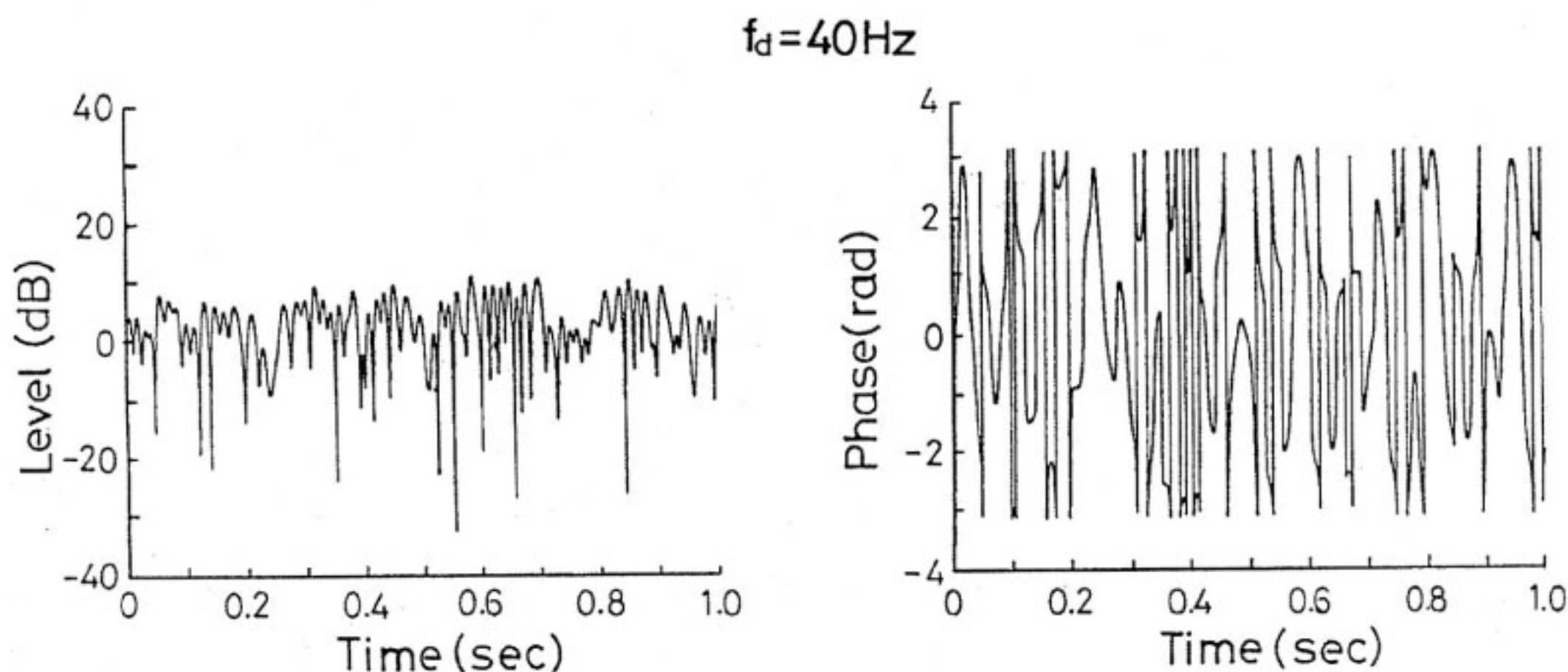
本論文では、文献3を応用し、PLLの推定位相誤差を常に監視し、同期はずれを防ぐ変形 PLL を提案する。構成は、従来の PLL に、推定位相誤差を常に監視する位相誤差判定部を設け、推定位相誤差が  $0 \sim 2\pi$  (rad) を  $L$  ブロックに分けたブロックのどこにあるかを判定し、判定値に応じて PLL の推定位相を強制的に位相シフトし、推定位相誤差が一定値以上に大きくならないようにするものである。

また、提案方式の特性を、BPSK (Binary Phase Shift Keying) に適用した場合の BER (Bit Error Rate) 特性を理論的に検討する。

## 2. 一様フェージング下の受信動作

狭帯域デ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、受信信号は、第1図に示されるように、非常に変動速度の速い包絡線及び位相変動を受ける。その場合、包絡線の確率密度関数はレイリー分布、位相の確率密度関数は一様分布

\* 通信技術部 通信方式研究室



第1図 フェージングによる振幅・位相変動例  
(a) 振幅変動 (b) 位相変動

となる.

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

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

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. 確率密度関数は複素ガウス過程.

$r(t)$ :  $c(t)$  の包絡線成分. 確率密度関数はレイリー分布.

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

$\theta_D(t)$ : 変調による移相変動

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

第2図に, PSK の受信機構成を示す.

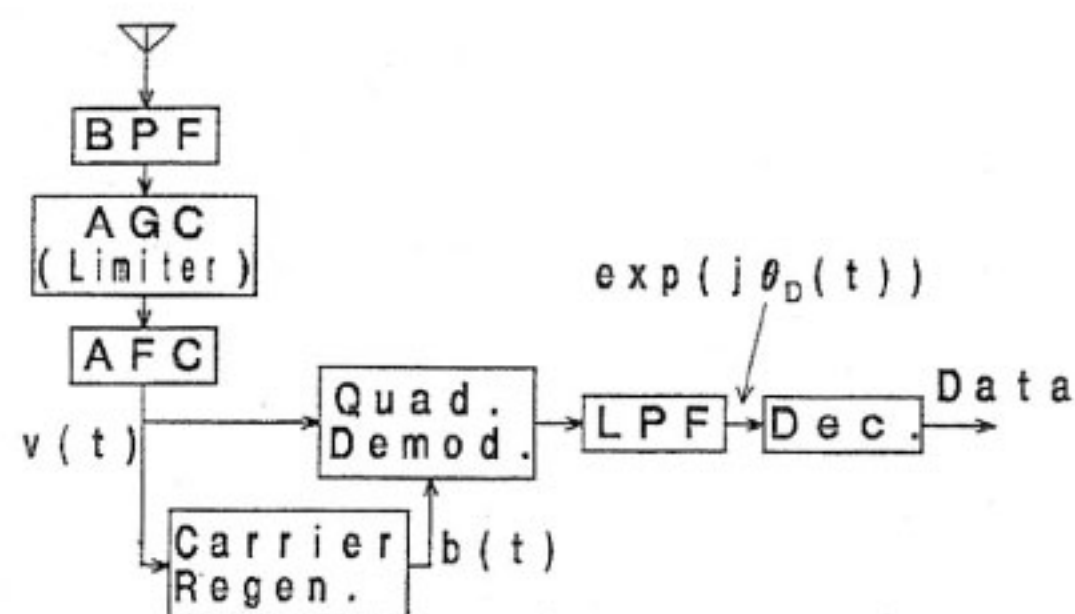
受信波は, 帯域通過フィルタ (BPF) において帯域制限された後, AGC (Automatic Gain Controller) またはリミタにより包絡線変動が除去されるとともに, AFC (Automatic Frequency Controller) で送信時の搬送周波数のドリフトの影響が抑圧される. この信号を

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

とする.

次に, 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再生搬送波

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



第2図 PSK 受信機構成

が再生される. ここで,  $\hat{\theta}(t)$  は  $\theta(t)$  の推定値を示す. 一方, 直交検波部においては,  $b(t)$  によって  $v(t)$  が直交検波され,  $\exp(j\theta_D(t))$  の推定値  $\exp(j\hat{\theta}_D(t))$  が得られる.

その後,  $\exp(j\hat{\theta}_D(t))$  が判定され, 送信データが再生される. したがって, PSK 同期検波特性は,  $\hat{\theta}$  の推定精度によって決定される.

通常, 搬送波再生部には, 各種位相同期回路 (PLL) が使用される. これらには種々の構成のものがあるが, どれも等価的には同じと考えられるので, ここでは通倍方式 PLL のフェージング下における動作について説明する.

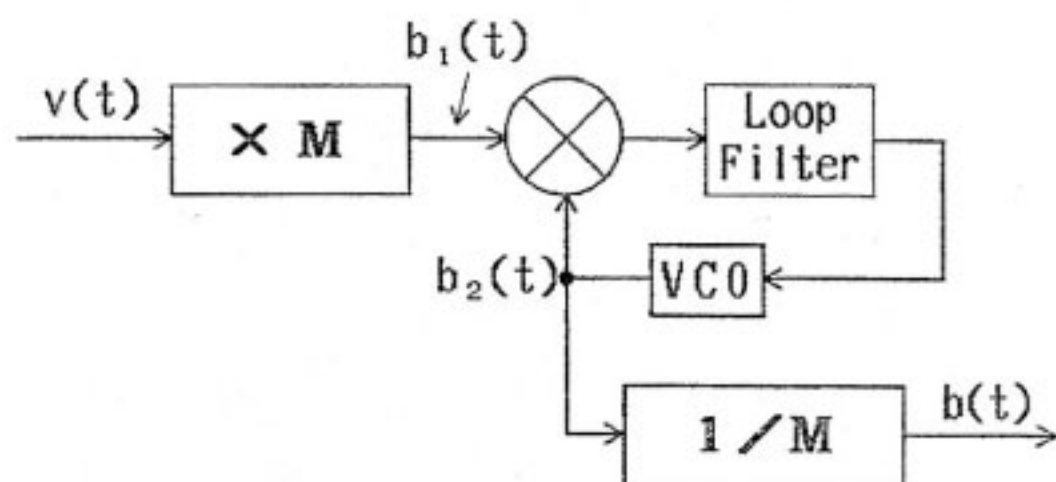
第3図に, 通倍方式 PLL の構成図を示す. ただし, 変調方式は M 相 PSK とする.

M 相 PSK の場合, n 番目のシンボルのデータ判定タイミングを,  $t = nT$  ( $T$  は 1 シンボル長) とすると,  $\theta_D(nT)$  は,

$$\pm(2k-1)\pi/M, \quad (k = 1, 2, \dots, M/2) \quad \dots\dots(4)$$

という値をとるので,  $\exp(j\theta_D(t))$  は,





第3図 通倍方式 PLL の構成図

$$\exp^{M(j\theta_D(nT))} = -1 \quad \dots\dots(5)$$

を満たす。したがって  $v(t)$  を  $M$  乗し、位相を  $\pi$  シフトすると、

$$b_1(t) = \exp(j2\pi M f_c t + jM\theta(t)) \quad \dots\dots(6)$$

となる。

ここで、VCO (Voltage Controlled Oscillator) の自走周波数は  $M f_c$  にほぼ等しいとすると、VCO 出力は、

$$b_2(t) = \exp(j2\pi M f_c t + jM\hat{\theta}(t)) \quad \dots\dots(7)$$

と記述できる。位相比較器では、 $b_1(t)$  と  $b_2(t)$  の位相差

$$\Delta\theta(t) = M(\theta(t) - \hat{\theta}(t)) \quad \dots\dots(8)$$

が検出される。この信号には、雑音、通倍時に発生するひずみが含まれるので、ループフィルタによってこれらの影響を低減した後、 $\Delta\theta(t)$  が 0 となるように、VCO を制御する。その結果、 $b_2(t)$  は  $b_1(t)$  と同位相となり同期する。

その後、 $b_2(t)$  を  $1/M$  分周すると、搬送波に同期した再生搬送波

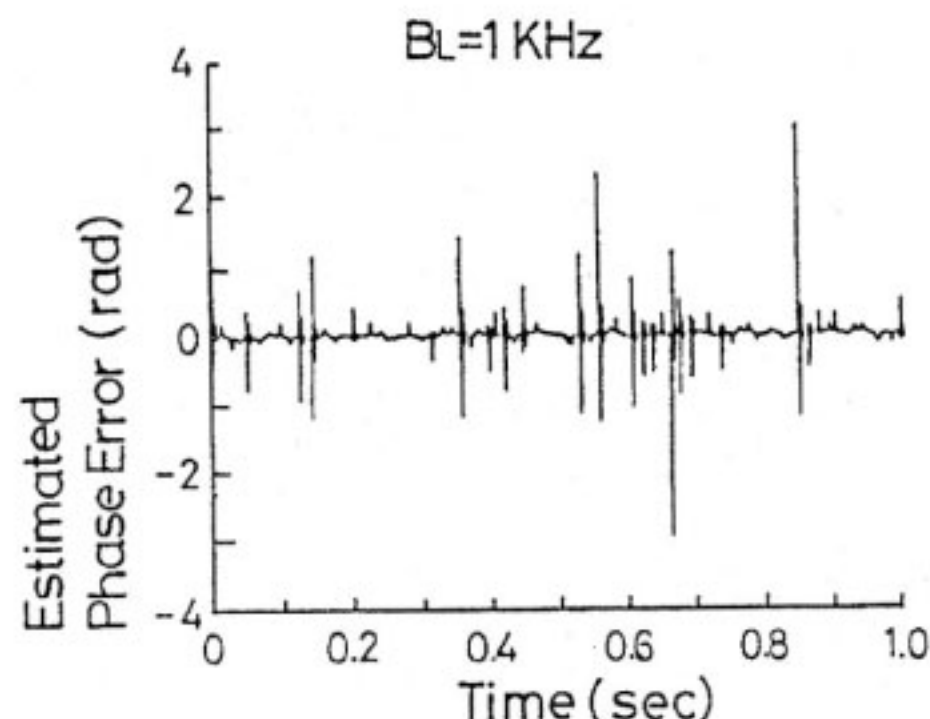
$$b(t) = \exp(j2\pi f_c t + j\hat{\theta}(t)) \quad \dots\dots(9)$$

が得られる。

また、ループフィルタは、過去10～数10シンボル分の推定位相誤差を平滑化し、ある程度長い時定数でフェージングによる位相変動を推定し、再生搬送波の  $C/N$  を高めるためのものである。しかし、 $\theta(t)$  の変動速度が速い場合には、このような平滑化により、 $\theta(t)$  の高い周波数成分による変動を無視することになる。

第4図に、第1図に示されたフェージング下で CW (Continuous Wave) を伝送し、PLL で再生した場合の推定位相誤差  $\Delta\theta(t)$  のシミュレーション結果を示す。なお  $B_L = 1 \text{ kHz}$ 、最大ドップラー周波数  $f_d = 40 \text{ Hz}$  であり、雑音は付加していない。

第4図より、ある確率で大きな推定位相誤差が発生していることがわかる。これは、PLL において速い位相変動成分が平滑化されることにより、位相変動情報の一部が失われてしまうためである。デジタル伝送におい

第4図 第1図に示されたフェージングを受けた場合の推定位相誤差  $\Delta\theta(t)$ 

てはこのような点において同期はずれが発生し、いわゆる「軽減困難な誤り」と呼ばれるものが発生する。

### 3. 位相誤差判定部付 PLL

#### 3.1 位相誤差判定部付 PLL の構成

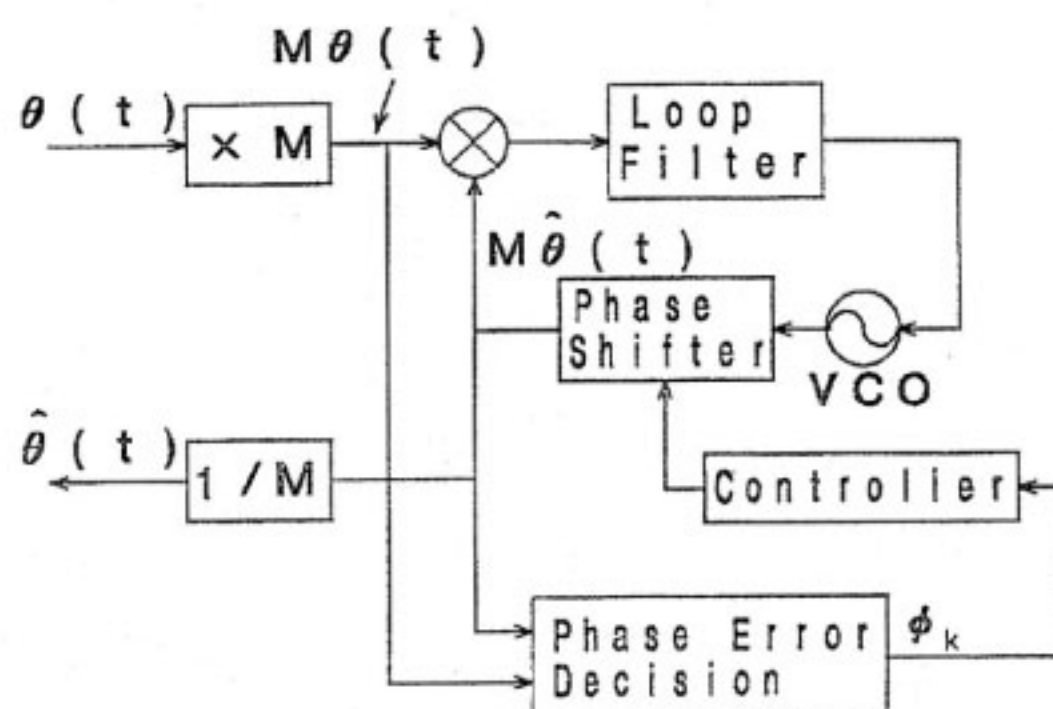
前章の議論からわかるように、同期検波特性を向上させるためには、フェージング変動が速い時に発生する同期はずれをいかに防ぐかが重要となる。そこで、第4図に見られるように大きな推定位相誤差の発生を抑えることによって同期はずれを防ぐ位相同期方式を提案する。

第5図に、提案方式の構成を示す。提案方式は、位相比較器、ループフィルタ、VCO から構成される従来型の PLL に、位相誤差判定部、移相器、移相制御部を付加した構成となっている。

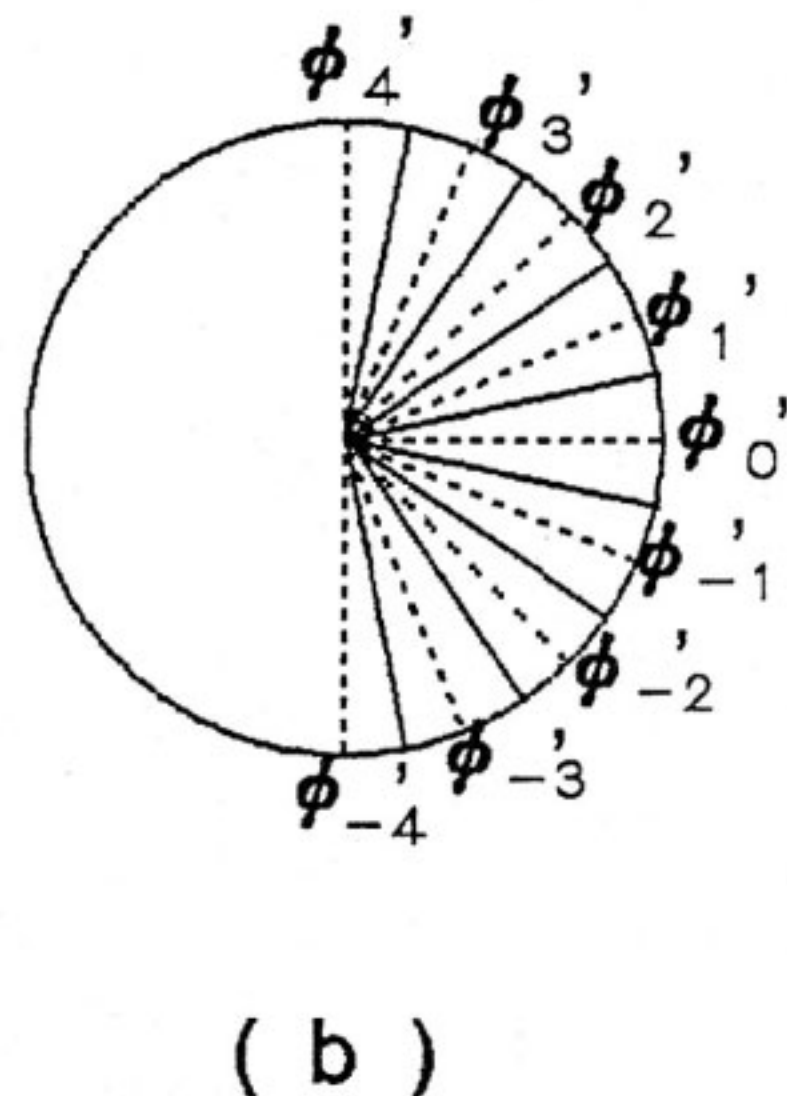
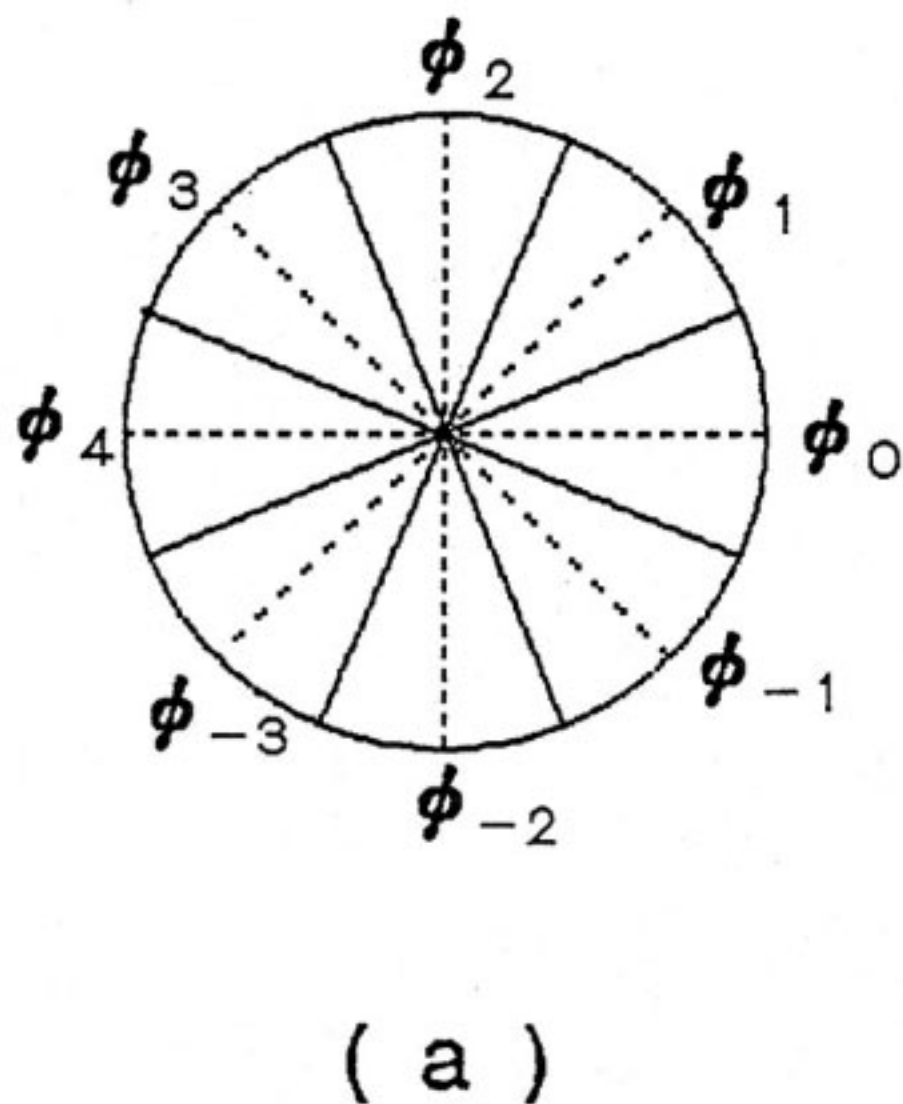
位相誤差判定部では、 $M$  通倍した入力位相  $M\theta(t)$  と移相器を経た VCO 出力  $M\hat{\theta}$  の差

$$\Delta\theta(t) = M(\theta(t) - \hat{\theta}(t)) \quad \dots\dots(10)$$

が、第6図(a)に示される  $0 \sim 2\pi(\text{rad})$  を  $L$  個 ( $L$  は自然数) に分割した位相面ブロックのどこにあるかを判定



第5図 提案方式の構成



第6図 (a) 分周前の位相誤差判定ブロック  
(b) 分周後の位相誤差判定ブロック

する。なお、第6図(a)は  $L=8$  の場合を示す。  
ここで、

$$\frac{(2k-1)\pi}{L} \leq \Delta\theta(t) \leq \frac{(2k+1)\pi}{L} \quad \cdots(11a)$$

$$k=0, \pm 1, \cdots, \pm(L/2-1), L/2 \quad \cdots(11b)$$

のとき、 $\Delta\theta(t)$  は、 $k$  ブロックに存在すると判定し、  
移相器によって  $\hat{\theta}(t)$  の位相を

$$\phi_k = \frac{2k\pi}{L} \quad \cdots(12)$$

進める。このような操作を行うと、常に

$$|\Delta\theta(t)| \leq \frac{\pi}{L} \quad \cdots(13)$$

となり、大きな推定位相誤差の発生を抑え、同期はずれを防ぐことができる。

この操作は、 $\Delta\theta(t)$  が大きくなり、同期はずれ状態に移行しつつあるときに、等価的に  $B_L$  を広くすることによって同期はずれを防いでいると考えることもできる。

### 3.2 PLL の等価雑音帯域幅 $B_L$ 及びダンピング係数 $\zeta$ の影響

この回路のパラメータとしては、 $B_L$ 、ダンピング係数  $\zeta$  が重要となる。そこで、計算機シミュレーションによってこれらパラメータについて検討した。

第7図に、CW波 ( $M=1$  に相当) を、第1図に示されたフェージング下で伝送し、提案方式 ( $L=8$ ) で再生した場合に、 $B_L=50\text{ Hz}$ ,  $250\text{ Hz}$ ,  $1\text{ kHz}$  における推定位相と推定位相誤差を示す。これより以下のこと

がわかる。

- (1)  $B_L$  が小さくなると、従来の PLL 部は位相変動へほとんど追従しないため、付加部 (位相誤差判定部、移相器、および位相制御部) のみを用いて位相変動に追従しようとする。その結果推定位相誤差  $\Delta\theta(t)$  の確率密度関数は  $[-\pi/L, \pi/L]$  で一様分布となる。
- (2)  $B_L$  が大きくなると、従来の PLL 部と付加部とも位相変動に追従するように動作する。その結果両者の競合が起きるため、 $\Delta\theta$  の分散は小さくなるが、ピーク値は大きくなる。

提案方式の目的は、大きな瞬時位相誤差をなくすることである。そのためには  $B_L$  は小さい方が望ましい。そこで、以下では  $B_L=50\text{ Hz}$  とする。

一方、同様に  $\zeta$  についても検討した結果、以下のことがわかった。

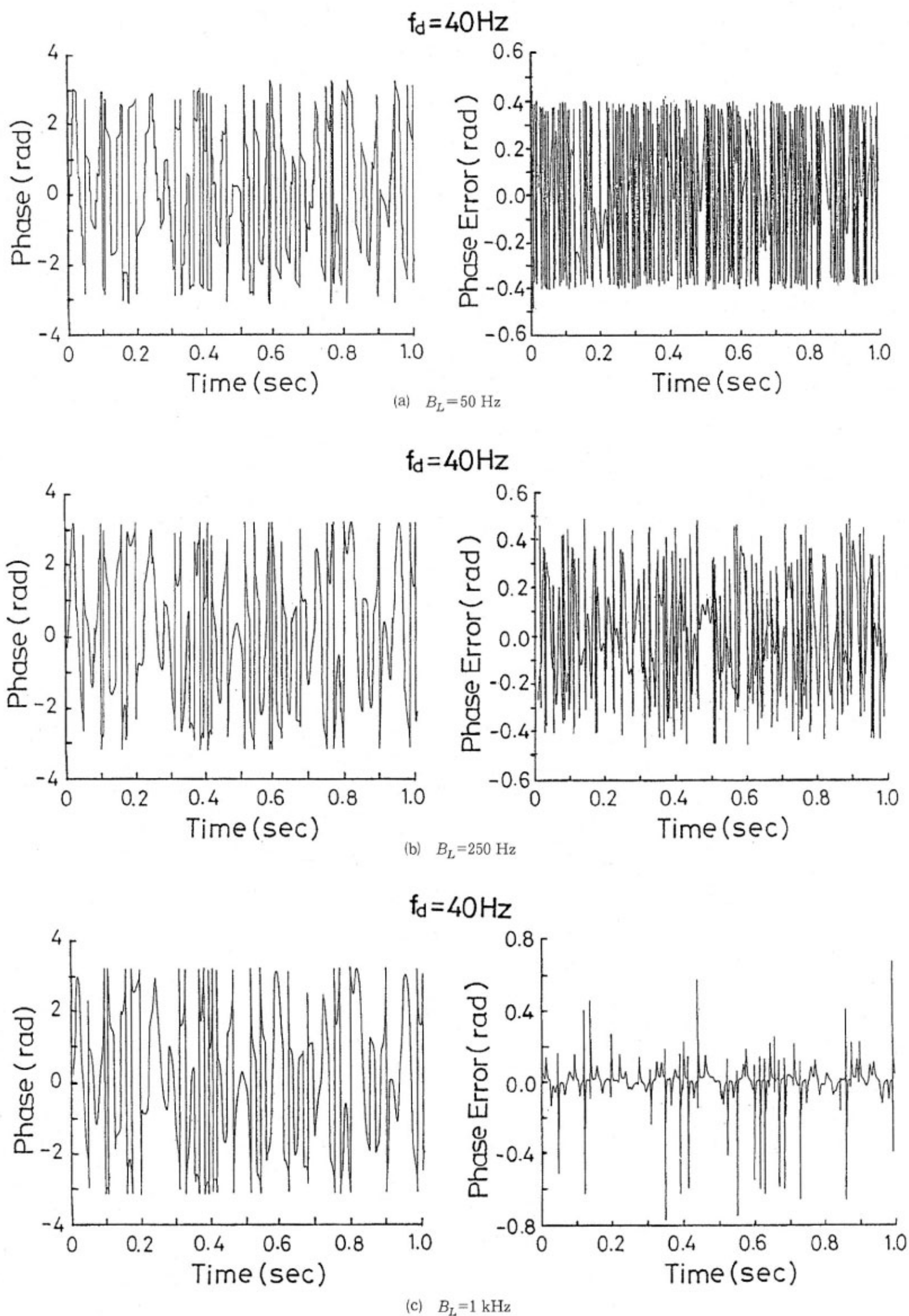
- (1)  $\zeta$  を大きくすると  $\Delta\theta(t)$  の分散は小さくなる。しかし余り大きくすると PLL が1次ループに近くなり、同期引き込み特性、定常位相誤差などが劣化する。

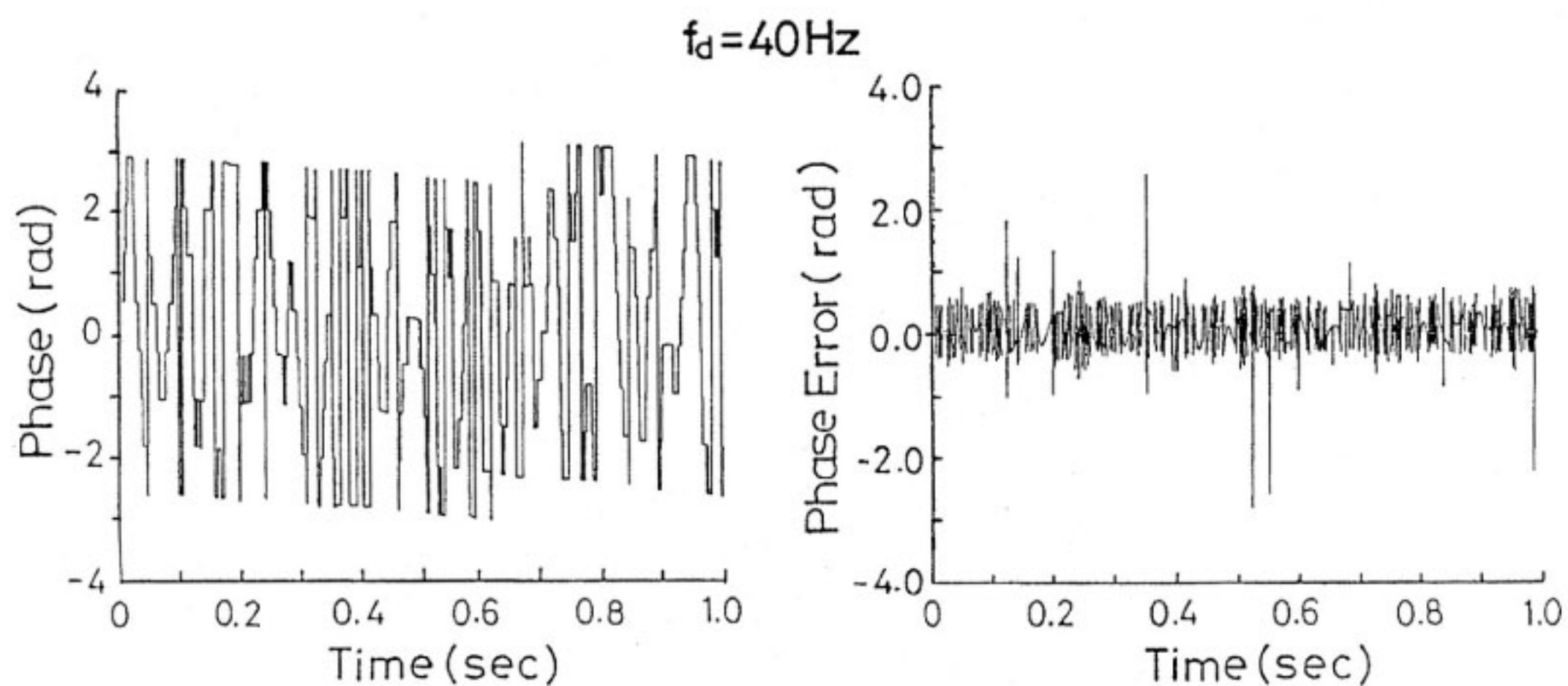
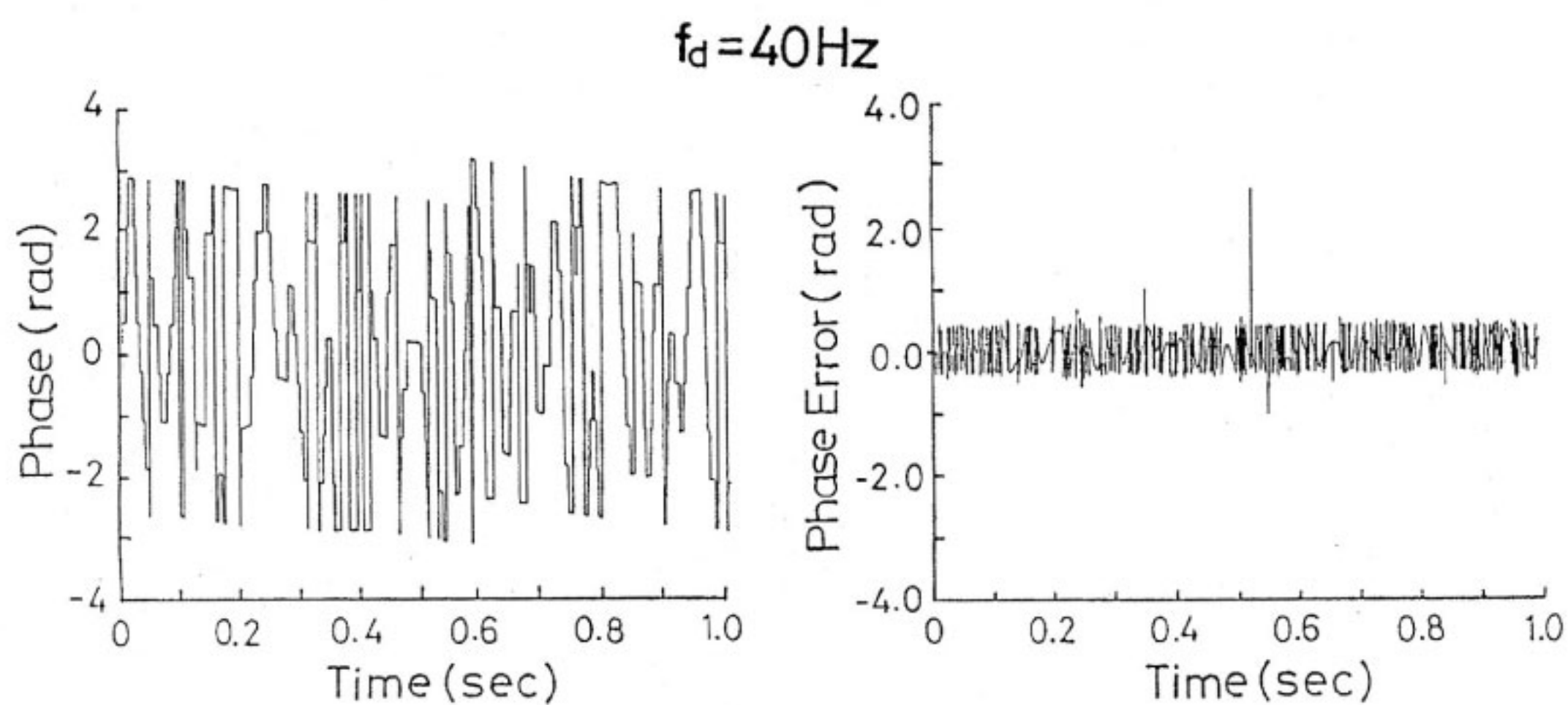
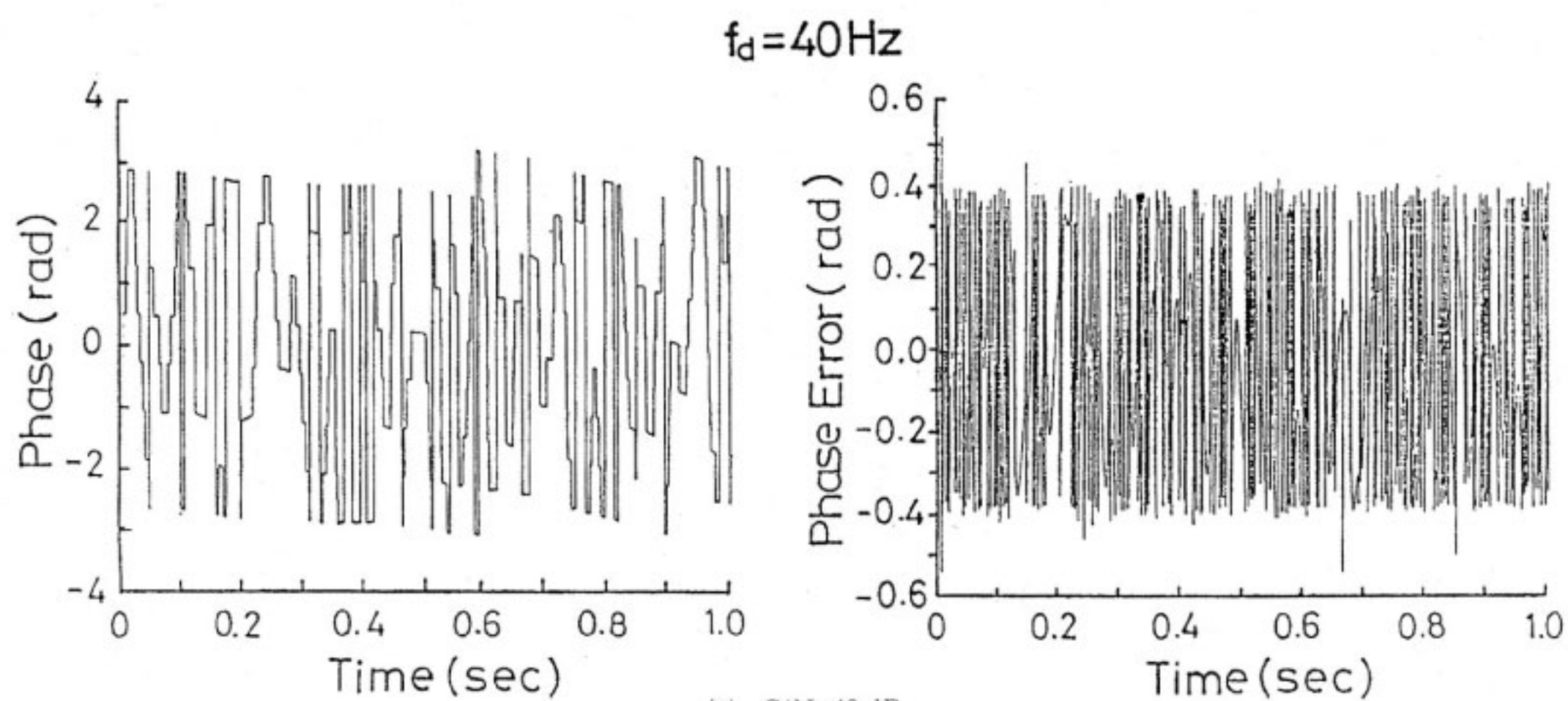
したがってこれらを総合すると、 $0.7 \leq \zeta \leq 2.0$  が適当であると考えられる。

そこで以下では、 $\zeta=1.2$  とする。

また、第8図に、第1図のフェージング下で CW 波を伝送し、 $L=8$  の提案方式で再生した場合の、各  $S/N$  における推定位相と推定位相誤差を示す。 $S/N=20\text{ dB}$  においては、位相誤差判定部で判定誤り



第7図 CW波伝送時の提案方式の推定位相と推定位相誤差 ( $L=8$ )

(a)  $S/N=20\text{ dB}$ ,(b)  $S/N=30\text{ dB}$ ,(c)  $S/N=40\text{ dB}$ 

第8図 CW波伝送時の提案方式の推定位相と推定位相誤差



が発生するため、時々大きな位相誤差が発生している。しかし  $S/N$  が大きくなるとその確率は減少している。また、 $S/N = 40$  dB では、第 4 図と比べて推定位相誤差のピークは十分抑えられており、良好な特性が得られていることがわかる。

#### 4. 提案方式の誤り率特性の理論解析

受信雑音まで含めた BPSK の送信波  $s_R(t)$  は、式(1)に、雑音成分を付加することにより、次式で表せる。

$$\begin{aligned} s_R(t) &= \text{Re}\{[r(t)\exp(j\theta_D(t))\exp(j\theta(t))+n(t)] \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_c t)] \\ &= \text{Re}\{\exp(j\theta_D(t))\{r(t)\exp(j\theta(t))+n'(t)\} \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad \dots\dots(14) \end{aligned}$$

$$n'(t) = n(t)\exp(j\theta_D(t)) \quad \dots\dots(15)$$

ただし、 $\theta_D(t)$  は、0 または  $\pi$  である。ここで、

$$r_1(t) = |r(t)\exp(j\theta(t))+n'(t)| \quad \dots\dots(16)$$

$$\theta_1(t) = \arg[r(t)\exp(j\theta(t))+n'(t)] \quad \dots\dots(17)$$

としたとき、 $s_R(t)$  をハードリミタで振幅一定とした受信信号  $v_1(t)$  は

$$v_1(t) = \text{Re}\{\exp(j2\pi f_c t + j\theta_D(t) + j\theta_1(t))\} \quad \dots\dots(18)$$

となる。また  $v_1(t)$  を 2 通倍した信号  $v_2(t)$  は、

$$v_2(t) = \text{Re}\{\exp(j4\pi f_c t + j2\theta_1(t))\} \quad \dots\dots(19)$$

となる。

位相同期回路は  $v_2(t)$  に追随するので、位相誤差判定部では、 $2\theta_1(t)$  が  $[-\pi, \pi]$  を  $L$  個に分割した位相面のどこにあるかを判定する。この場合の判定値を  $\phi(t)$  とすると、位相同期回路内の VCO 出力は、

$$b_1(t) = \exp\{j(4\pi f_c t + \phi(t) + j2\hat{\theta}(t))\} \quad \dots\dots(20)$$

となる。ここで  $\phi(t)$  は、

$$\Delta\theta_1(t) = 2\{\theta_1(t) - \hat{\theta}(t)\} \quad \dots\dots(21a)$$

と定義した場合に

$$\frac{(2k-1)}{L}\pi \leq \Delta\theta_1(t) + \phi(t) \leq \frac{(2k+1)}{L}\pi \quad \dots\dots(21b)$$

となるように動作する。また、その場合に  $\phi(t)$  がとり得る値は、

$$\phi_k = \frac{2k\pi}{L} \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(L/2-1), L/2) \quad \dots\dots(21c)$$

である。

一方、再生搬送波  $b_0(t)$  は  $b_1(t)$  を 1/2 分周したもののなので、

$$b_0(t) = \exp\{j2\pi f_c t + j\phi_1(t) + j\hat{\theta}(t)\} \quad \dots\dots(22a)$$

となる。ここで  $\phi_1(t)$  のとり得る値は、

$$\phi_k' = \frac{k\pi}{L} \quad \dots\dots(22b)$$

となる。また  $\phi_k'$  と  $\phi_k$  の関係は以下の通りである。

$$\phi_k' = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left( k = \frac{L}{2} \text{ かつ } \frac{L-1}{L}\pi < \Delta\theta_1(t) \leq \pi \text{ の場合} \right) \\ \frac{\phi_k}{2} \left( k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm\left(\frac{L}{2}-1\right) \text{ の場合} \right) \\ -\frac{\pi}{2} \left( k = \frac{L}{2} \text{ かつ } -\pi < \Delta\theta_1(t) \leq -\frac{L-1}{L}\pi \right. \\ \quad \left. \text{の場合} \right) \end{cases} \quad \dots\dots(23)$$

となる。第 6 図(b)に、 $L=8$  の場合の  $\Delta\theta_1(t)$  の判定領域と判定値  $\phi_k, \phi_k'$  の関係を示す。

一方、 $s_R(t)$  を  $b_0(t)$  で復調すると、復調された受信ベースバンド信号  $d(t)$  は、

$$\begin{aligned} d(t) &= r(t)\exp(j\theta_D(t))\exp\{j\{\hat{\theta}(t) + \phi_1(t) \\ &\quad - \theta(t)\}\} + n(t) \\ &= r(t)\exp(j\theta_D(t))\exp(j\theta_2(t)) + n(t) \end{aligned} \quad \dots\dots(24)$$

$$\theta_2(t) = \hat{\theta}(t) + \phi_1(t) - \theta(t) \quad \dots\dots(25)$$

となる。ここで  $\theta_2(t)$  の確率密度関数は、 $B_L = 50$  Hz,  $\zeta = 1.2$ , という条件の基では、 $[-\pi/(2L), \pi/(2L)]$  で一様分布となる。また、 $\phi_1(t)$  として  $\phi_k'$  が選択される確率は  $1/L$  である。

ここで、本方式を用いた場合の誤り率特性を考える。

$\phi(k)$  の正しい判定値が  $\phi_0$  であるとする、 $\phi_1(t)$  は  $\phi_0'$  となる。また  $\phi(t)$  が正しく判定されている場合には、式(17)より、

$$|\hat{\theta}(t) - \theta(t)| \leq \pi/(2L) \quad \dots\dots(26)$$

が成り立つ。

一方位相同期回路は、 $\phi_1(t) = \phi_0'$  の場合、常に

$$|\hat{\theta}_1(t) - \theta_1(t)| \leq \pi/(2L) \quad \dots\dots(27)$$

となるように動作する。したがって、 $\phi_1(t)$  が誤判定されるのは、

$$|\hat{\theta}(t) - \theta(t)| \leq \pi/(2L) \quad \dots\dots(28)$$

であるにもかかわらず、雑音のために、

$$|\hat{\theta}_1(t) - \theta_1(t)| > \pi/2L \quad \dots\dots(29)$$

と判定される場合である。

ここで  $\phi_1(t) = \phi_0'$  であるべき時に  $\phi_1(t) = \phi_k'$  と判定される確率を  $P_k$ 、 $\phi_1(t) = \phi_k'$  が判定された後、判定誤りが生じる確率を  $P_{ke}$  とすると、本方式の誤り率  $P_e$  は、

$$P_e = 2 \sum_{k=-L/2}^{L/2} P_k P_{ke} \quad \dots\dots(30)$$

となる。なお、提案方式の場合も、従来同様、再生搬送波には  $\pi$  (rad) の不確実性が存在するので、実際には差動符号化が必要となる。式(30)で確率の総和を 2 倍しているのは、その影響を含めるためである。

$P_k$  の確率は以下のように求める。

$\theta_D(t) = 0$ ,  $\theta = 0$ , 受信時の平均  $S/N$  が  $\gamma_0$  である場合の  $\theta_1(t)$  と確率密度関数  $p(\theta_1)$  は次式となる<sup>(6)</sup>.

$$p(\theta_1) = \frac{1}{2\pi(1+\gamma_0\sin^2\theta_1)} \cdot \left\{ 1 + \frac{\sqrt{\gamma_0\cos\theta_1}}{\sqrt{1+\gamma_0\sin^2\theta_1}} \left[ \frac{\pi}{2} + \sin^{-1}\left(\frac{\sqrt{\gamma_0\cos\theta_1}}{\sqrt{1+\gamma_0}}\right) \right] \right\} \quad \dots\dots(31)$$

また,  $0 \leq \theta_1(t) \leq \theta_1$  となる確率 (累積分布) は, 次式となる.

$$P(\theta_1) = \frac{1}{2\pi} \left[ \theta_1 + \frac{\sqrt{\gamma_0}\sin\theta_1}{1+\gamma_0\sin^2\theta_1} \cdot \left\{ \frac{\pi}{2} + \sin^{-1}\left(\frac{\sqrt{\gamma_0}\cos\theta_1}{\sqrt{1+\gamma_0}}\right) \right\} \right] \quad \dots\dots(32)$$

ここで正しい判定値を  $\phi_1(t) = \phi_0'$  と仮定した場合,  $\theta$  は  $[-\pi/(2L), \pi/(2L)]$  で一様分布となるので,  $P_k$  は  $\theta = \theta_0$  の場合に  $(2k-1)\pi/(2L) \leq \theta_1 \leq (2k+1)\pi/(2L)$  となる確率を求め, それを  $\theta_0$  で平均化すればよい. 以上より,  $P_k$  は, 次式となる.

(1)  $k=0$  の場合

$$P_0 = \frac{L}{\pi} \int_{-\pi/2L}^{\pi/2L} \left\{ P\left(\frac{\pi}{2L} - \theta_0\right) + P\left(\frac{\pi}{2L} + \theta_0\right) \right\} d\theta_0 \\ = \frac{2L}{\pi} \int_0^{\pi/2L} P(\theta_0) d\theta_0 \quad \dots\dots(33a)$$

(2)  $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(L/2-1)$

$$P_k = \frac{L}{\pi} \int_{-\pi/2L}^{\pi/2L} \left\{ P\left(\frac{2k+1}{2L}\pi - \theta_0\right) - P\left(\frac{2k-1}{2L}\pi - \theta_0\right) \right\} d\theta_0 \\ = \frac{L}{\pi} \int_{k/L\pi}^{(k+1)/L\pi} P(\theta_0) d\theta_0 - \frac{L}{\pi} \int_{(k-1)/L\pi}^{k/L\pi} P(\theta_0) d\theta_0 \quad \dots\dots(33b)$$

(3)  $k = \pm L/2$  の場合

$$P_k = \frac{L}{\pi} \int_{-\pi/2L}^{\pi/2L} \left\{ P\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) - P\left(\frac{L-1}{2L}\pi - \theta_0\right) \right\} d\theta_0 \\ = \frac{L}{\pi} \int_{(L-1)/2L\pi}^{(L+1)/2L\pi} P(\theta_0) d\theta_0 - \frac{L}{\pi} \int_{(L-2)/2L\pi}^{\pi/2} P(\theta_0) d\theta_0 \quad \dots\dots(33c)$$

となる. 一方,  $P_{ke}$  は, 次のように求める.

$\phi(t)$  が  $\phi_k$  と判定された場合, 検波後のベースバンド信号  $d(t)$  は, 式(24)(25)で示したように,

$$d(t) = r(t)\exp(j\theta_D(t))\exp(j\{\hat{\theta}(t) + \phi_1(t) - \theta(t)\}) + n(t) \\ = r(t)\exp(j\theta_D(t))\exp(j\phi_k' + j\Delta\theta(t)) + n(t) \quad \dots\dots(34)$$

$$\Delta\theta(t) = \hat{\theta}(t) - \theta(t) \quad \dots\dots(35)$$

となる.

ここで  $\theta(t)$  は  $[(2k-1)\pi/(2L), (2k+1)\pi/(2L)]$  で一様分布する. また  $r(t)$  の確率密度関数は, レイリー分布と呼ばれる次式となる.

$$p(r) = \frac{2r}{r_0^2} \exp\left(-\frac{r^2}{r_0^2}\right) \quad 0 < r < \infty \quad \dots\dots(36a)$$

$$r_0^2 = \langle r^2 \rangle \quad \dots\dots(36b)$$

となる. ただし  $\langle r^2 \rangle$  は  $r^2$  の平均値を示す. ここで位相誤差が  $\theta$  である場合, 受信信号の  $S/N$  は, 等価的に  $\cos^2\theta$  倍となるので, 位相誤差が  $\theta$  である場合のレイリーフェージング下における BPSK の誤り率特性  $P_b(\theta)$  は,

$$P_b(\theta) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\gamma_0 \cos^2\theta}}} \right] \\ = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{\frac{1+\gamma_0}{\gamma_0} - \sin^2\theta}} \right] \quad \dots\dots(37)$$

したがって,  $P_{ke}$  は以下のように求められる.

(1)  $k=0$  の場合

$$P_{ke} = \frac{L}{2\pi} \int_{-\pi/2L}^{\pi/2L} \left[ 1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{\frac{1+\gamma_0}{\gamma_0} - \sin^2\theta}} \right] d\theta \\ = \frac{1}{2} - \frac{L}{\pi} \left[ \sin^{-1} \left\{ \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \sin\left(\frac{\pi}{2L}\right) \right\} \right] \quad \dots\dots(38a)$$

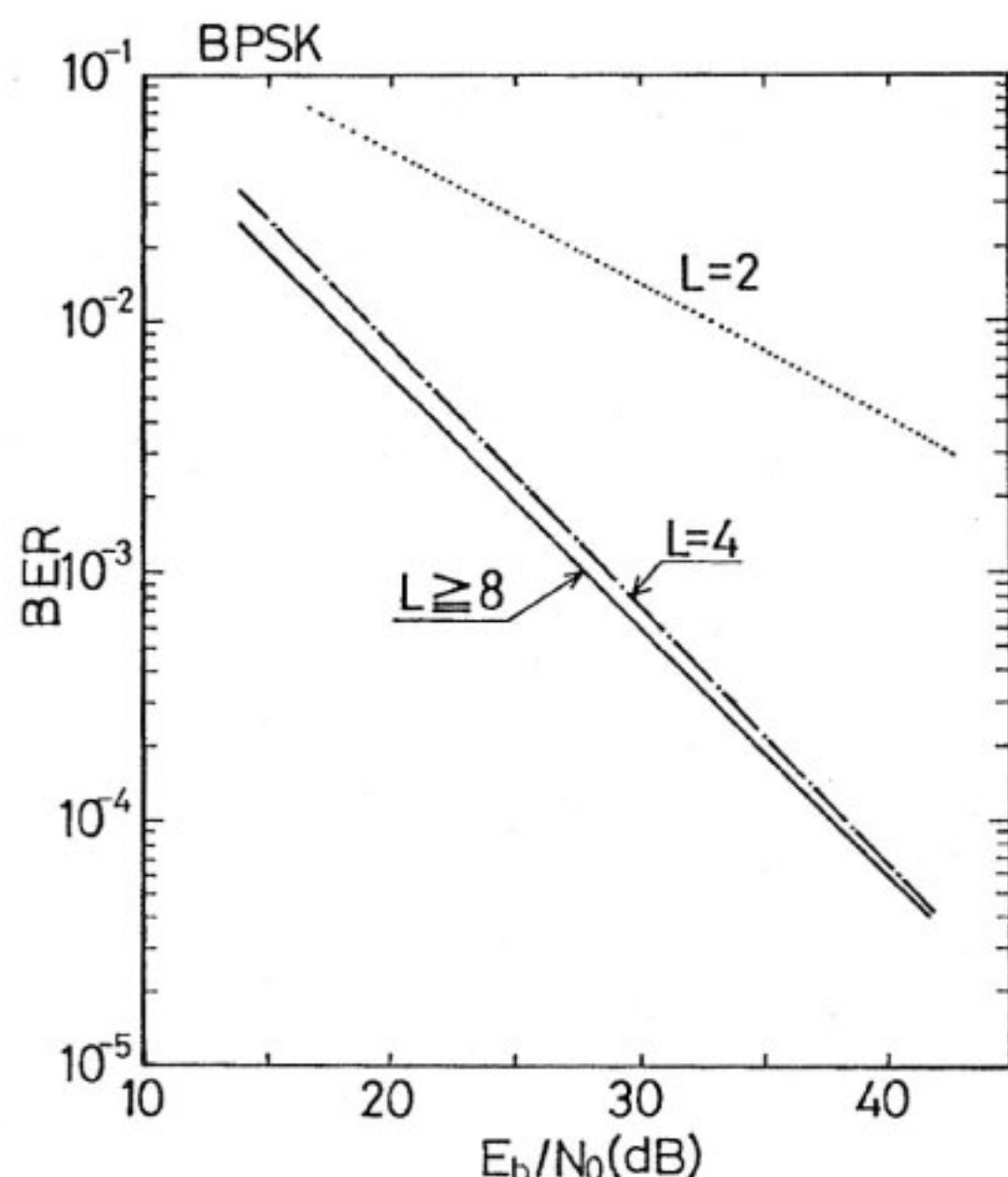
(2)  $1 \leq k \leq \frac{L}{2}-1$  の場合

$$P_{ke} = \frac{L}{2\pi} \int_{(2k-1)/2L}^{(2k+1)/2L} \left[ 1 + \frac{\cos\theta}{\sqrt{\frac{1+\gamma_0}{\gamma_0} - \sin^2\theta}} \right] d\theta \\ = \frac{1}{2} - \frac{L}{2\pi} \left[ \sin^{-1} \left\{ \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \sin\left(\frac{2k+1}{2L}\pi\right) \right\} \right. \\ \left. - \sin^{-1} \left\{ \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} - \sin\left(\frac{2k-1}{2L}\right) \right\} \right] \quad \dots\dots(38b)$$

(3)  $k = \pm \frac{L}{2}$  の場合

$$P_{ke} = \frac{L}{\pi} \int_{(L-1)/2L\pi}^{\pi/2} \left[ 1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{\frac{1+\gamma_0}{\gamma_0} - \sin^2\theta}} \right] d\theta \\ = \frac{1}{2} - \frac{L}{2\pi} \left[ \sin^{-1} \left( \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \right) \right]$$





第9図 提案方式をBPSKに適用した場合のBER特性

$$-\sin^{-1}\left\{\sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \sin\left(\frac{L-1}{2L}\pi\right)\right\} \quad \dots\dots (38c)$$

第9図に、式(32)、(33a)～(33c)および(38a)～(38c)を式(30)に代入することによって求めたレイリーフェージング下の誤り率特性を示す。Lが8以上の場合、特性はLに依存しなくなることから、BPSKの場合にはL=8で十分となる。

## 5. ま と め

陸上移動通信においてフェージングによる速い位相変動にPLLが追従できるようにするため、従来型PLLに位相誤差判定部、移相器、および移相制御部を付加した変形PLLを提案し、BPSKに適用した場合のBER

特性を理論的に検討した。その結果以下の結論が得られた。

- (1)  $B_L = 50$  Hz,  $\zeta = 1.2$  が適当である。
- (2) 上記パラメータを適用すると、同期はずれの発生を防ぐことができる。
- (3)  $L = 8$  以上では、軽減困難な誤りの発生を抑えることができる。

以上より、提案方式の有効性が確認できた。本稿では理論解析のみ取り扱ったが、今後さらに実用化するためには、実際の回路に即したシミュレーション、ハードウェア化の問題点などを検討する必要がある。

## 謝 辞

本検討に当たり御指導御討論いただいた横山総合通信部長、笹岡通信方式研究室長、神尾技官に感謝致します。

## 参 考 文 献

- (1) W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", Chapter 1, John Wiley & Sons, 1974.
- (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) P.P. Taylor, S.K. Tang and S. Mariuz, "The limit-switched loop: A phase-locked loop for burst mode operation", IEEE Trans. Commun. COM-30, 2, pp.396-407, Feb. 1982.
- (4) 村谷, 大川, 小川, "TDMA信号の同期復調に用いる搬送波再生回路", 信学論(B), 54-B, 4, pp. 160-167, 1971年4月.
- (5) 鄭, 森, "初期引き込みを付加したディジタル位相同期ループ", 信学論(A), 66-A, 11, pp. 1049-1056, 1983年11月.
- (6) 宮垣, 森永, 滑川, "フェージングのあるPSK通信回路における位相ジッタの統計的性質と誤り率", 信学論(B), 57-B, 10, pp. 601-608, 1974年10月.