

# 時間領域 TCT 法を用いたライスフェージング通信路における M 相 PSK 誤り率特性の改善

正員 李 還幫<sup>†</sup>      正員 岩波 保則<sup>†</sup>      正員 池田 哲夫<sup>†</sup>

## Improvement on the Error Performance of M-Ary PSK under a Rician Fading Using Time Domain TCT

Huan-Bang LI<sup>†</sup>, Yasunori IWANAMI<sup>†</sup> and Tetsuo IKEDA<sup>†</sup>, Members

あらまし デジタル移動体衛星通信回線がライスフェージングモデルで近似されることはよく知られているが、このような回線に存在する軽減不可能なエラーフロアの問題を改善するために近年 TCT 法が提案された。TCT 法では送信側が伝送するデータ信号と同じ周波数帯域内でパイロット信号を送るため、データ信号のスペクトルにゼロスペクトルを作ることが必要である。そのときの処理によって信号に劣化が起こることが問題となる。また受信側においてもパイロットを完全に抽出することは難しい。本論文はこのような周波数領域でパイロットを送る TCT 法の考え方を少し変え、パイロット信号を時間領域で送る方法(時間領域 TCT 法)を新たに提案する。理論解析および数値計算を行い、提案する方法のエラーフロア改善効果を明らかにする。

キーワード: 時間領域 TCT, M 相 PSK, パイロット信号, ライスフェージング, シンボル誤り率

### 1. ま え が き

ライスフェージングモデルで表せるデジタル移動体衛星通信回線における一つの問題は軽減不能な誤り率(エラーフロア)の存在である。この現象はマルチパス伝搬に基づいており、単に信号対雑音の電力比を増すことによって軽減させることはできない。この軽減不能な誤り率の対策の一つとして、近年 TCT(Tone Calibration Technique) 法<sup>(1)~(4)</sup>が提案された。TCT 法の考え方は次のとおりである。送信側では送信するデータ信号のスペクトルの適当な位置にパイロット信号を挿入する。これによって送信信号が伝送されたとき、パイロット信号とデータ信号とは同じ伝搬路フェージングを受けることになる。一方、受信側ではこの伝搬路フェージングを受けたパイロット信号とデータ信号を取り出して同期検波を行い、フェージングの影響を除く検波方式である。パイロット信号を入れるにあたって、データ信号のスペクトルの中心周波数にパイロットを入れる TCT<sup>(3)</sup> およびデータ信号のスペクトルの両外側の縁に二つのパイロットを入れる

DTCT<sup>(4)</sup> の 2 種類が提案されている。TCT と DTCT はそれぞれ長短があるが、いずれも周波数領域での処理で、データ信号のスペクトルにゼロ点を作ることが必要であり、実現するには問題点が多い。またパイロット信号の抽出にあたっては、極狭帯域の PBPF(Pilot Band Pass Filter) を実現するには問題が残る。そこで、本論文では考え方を換え、時間領域でパイロット信号を送る方法(時間領域 TCT 法, Time domain TCT) を新たに提案する。理論解析および数値計算を通して時間領域 TCT 法の対エラーフロア特性の有効性を示す。

### 2. 時間領域 TCT 法

#### 2.1 時間領域 TCT 法の概念

フェージング理論によれば、伝送する信号の持続時間  $T$  とドップラーの影響による周波数広がり  $B_D$  に対し、次の関係

$$T \cdot B_D \ll 1$$

が満足されれば、 $T$  の間隔内では多重伝搬フェージングによる信号の位相変動が少なく、信号のコヒーレンス性は十分にあると考えられる。本方式はこのような信号のコヒーレンス性を利用する位相検波方式である。本方式では送信するシンボルの決められた時

<sup>†</sup> 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市  
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,  
Nagoya-shi, 466 Japan

間位置にパイロット信号を送る。図 1 に時間領域 TCT 法の送信シンボル列の構成を示す。送信するシンボル長を  $T_s$  とし、 $N$  シンボルを 1 フレームとする。送信側では毎フレームの第 1 シンボルにパイロット信号 (基準キャリア) を送り、他の  $n (n=1, 2, \dots, N-1)$  シンボルにデータ信号を送る。受信側では受信された毎フレームの第 1 シンボルのパイロット信号を取り出して、 $(N-1)$  シンボル長の間は保持し、それを検波参照信号として後続の  $n$  シンボル目のデータ信号を同期検波する。このように時間領域にパイロットシンボルを配置することにより、従来の TCT 系におけるデータ信号スペクトラムにパイロット信号を乗せるためのスペクトル処理が不要となり、劣化が避けられる。また、パイロットの抽出はフレーム同期過程によ

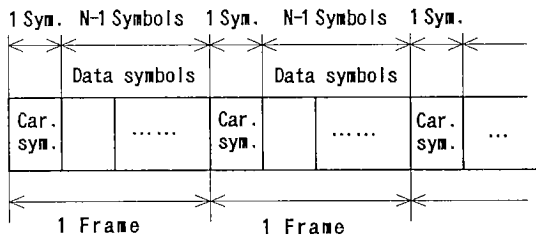


図 1 時間領域 TCT における送信シンボル列  
Fig.1 Transmitted symbol series of time domain TCT.

って実現される。  
時間領域 TCT 法を実現する受信機のブロック図を図 2 に示す。ここで、 $\omega_0$  は送信搬送波の周波数に近い周波数の発振器で、受信信号の準同期検波を行う。 $(N-1)T_s$  間のパイロット信号の保持は準同期検波されたパイロット信号を A-D 変換した後メモリすることによって行われる。D.C. 装置はデータ信号シンボルとパイロットシンボルの時間差によるドップラー位相シフトの影響をキャンセルする回路である。本論文の解析ではシンボル同期とフレーム同期は完全にとれるとし、また、送信するデータ信号は移動通信で主に検討されているロールオフ特性を送信側へ 100% 配分する<sup>(5)</sup> 2 乗余弦ナイキスト M 相 PSK 信号とする。また、図 2 の BPF は理想方形フィルタとする。フェージングを受けた信号を無はずみに通過させるためには、次式の帯域幅が必要である。

$$B = \frac{1+\alpha}{T_s} + 2f_D \tag{1}$$

ここで、 $T_s$  はシンボル長であり、 $\alpha$  はロールオフ率で、0.0~1.0 の値をとる。また  $2f_D$  は最大ドップラー周波数広がりである。送信周波数を  $f_c$ 、移動局の走行速度を  $v$ 、光速を  $c$  とすると、 $2f_D = 2f_c \cdot (v/c)$  である。

2.2 時間領域 TCT 系の解析

以上述べた 2 乗余弦ナイキスト M 相 PSK 信号の

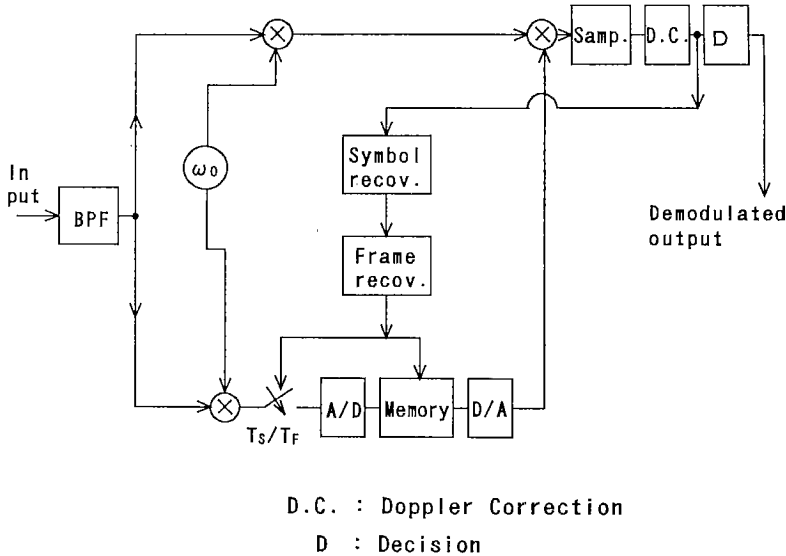


図 2 時間領域 TCT 受信機のブロック図  
Fig.2 Time domain TCT receiver block diagram.

複素数表示を次式に与える.

$$\begin{cases} S_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{2C \cdot P_s} \cdot P(t-iT_s) \cdot e^{j\omega_c t}; & 0 \leq t < T_s \\ S_2(t+\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P_s} \cdot e^{j\phi_s(m)} P(t+\tau-iT_s) e^{j\omega_c(t+\tau)} \\ & ; T_s \leq t+\tau < (N-1)T_s \end{cases} \quad (2)$$

ここで,  $S_1$  と  $S_2$  はそれぞれパイロット信号とデータ信号を表し,  $P_s$  はデータシンボルの電力で,  $C \cdot P_s$  はパイロットシンボルの電力である. すなわち, パイロットシンボルの電力はデータシンボルの電力の  $C$  倍である.  $\phi_s(m)$  は次の  $M$  相 PSK 信号の位相を表す.

$$\begin{aligned} \phi_s(m) &= (2m-1-M) \cdot \pi/M; \\ m &= 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3)$$

また  $P(t)$  は次式で表せる 2 乗余弦関数である.

$$P(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\frac{\pi t}{T_s}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi a t}{T_s}\right)}{1 - \left(\frac{2a t}{T_s}\right)^2}$$

移動体衛星通信の場合, 伝送された信号は伝搬路でレイスフェージングを受け, 更にガウス雑音も加わって受信機に達する. 受信されたパイロット信号とデータ信号の等価低域表示をそれぞれ  $R_1$  と  $R_2$  と記すと, これらは次のように表される†.

$$\begin{aligned} R_1(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{2C \cdot P_s} \cdot P(t-iT_s) \cdot e^{j\omega_D t} \\ &+ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{C \cdot P_d} \cdot P(t-iT_s) \cdot \xi(t) + n_1(t) \\ &; 0 \leq t < T_s \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} R_2(t+\tau) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P_s} \cdot e^{j\phi_s(m)} P(t+\tau-iT_s) \\ &\cdot e^{j\omega_D(t+\tau)} + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{P_d} \cdot e^{j\phi_s(m)} \\ &\cdot P(t+\tau-iT_s) \xi(t+\tau) \\ &\cdot e^{j\omega_D \tau} + n_2(t+\tau) e^{j\omega_D \tau} \\ &; T_s \leq t+\tau < (N-1)T_s \end{aligned} \quad (5)$$

式(4)と(5)で, 第1項はそれぞれパイロット信号とデータ信号の直接波成分を表し, 第2項はそれぞれレイスフェージング成分を表す. また  $C \cdot P_d$  および  $P_d$  はそれぞれパイロット信号とデータ信号のフェージング成分の平均電力である. フェージングの複素包絡線  $\xi(t)$  は平均値 0 の複素ガウス過程であり, 次式の自己相関関数をもつ.

$$R_\xi(\tau) = \frac{1}{2} \overline{\xi^*(t) \xi(t+\tau)} \quad (6)$$

$$R_\xi(0) = 1$$

但し,  $*$  は複素共役を表す.

また,  $n_1(t)$  と  $n_2(t+\tau)$  はそれぞれ白色ガウス雑音

$n(t)$ ,  $n(t+\tau)$  の BPF による等価低域応答である. BPF の等価低域インパルス応答を  $h(t)$  とすると, 次の関係が成立する.

$$\begin{aligned} n_1(t) &= n(t) \otimes h(t) \\ n_2(t+\tau) &= n(t+\tau) \otimes h(t+\tau) \end{aligned} \quad (7)$$

データ信号の同期検波は  $(N-1)$  シンボル間保持されたパイロット信号によって行われ, そして  $T_s$  ごとにサンプリングされる. すなわち, サンプリング時刻  $t$  は次式のようになる.

$$\begin{aligned} t &= lT_s \quad (l=1, 2, \dots) \\ t+\tau &= lT_s + nT_s \quad (n=1, 2, \dots) \end{aligned}$$

ここで,  $\tau = nT_s$  であり,  $n$  はデータ信号とパイロット信号とのシンボル数の差を表す. また, 各サンプリング時刻において, 2 乗余弦関数  $P(t-iT_s)$  は 1 の値をとる.

式(4), (5)を用いると, 以上述べた同期検波過程およびサンプリング過程は次式によって表される.

$$\begin{aligned} R_0 &= R_2 R_1^* = \sqrt{C} \cdot e^{j\omega_D \tau} \cdot e^{j\phi_s} \cdot Z_2 Z_1^* \\ &= \sqrt{C} \cdot e^{j\omega_D \tau} \cdot |Z_2 Z_1^*| \exp\{j(\phi_s + \theta_2 - \theta_1)\} \\ &= \sqrt{C} \cdot e^{j\omega_D nT_s} |Z_2 Z_1^*| \exp\{j(\phi_s + \theta_2 - \theta_1)\} \end{aligned} \quad (8)$$

但し,

$$\begin{cases} \theta_i = \arg(Z_i); \\ Z_i = \sqrt{2P_s} + \mu_i; \quad i=1, 2 \\ \mu_1 = \left\{ \sqrt{P_d} \cdot \xi(lT_s) + \frac{1}{\sqrt{C}} n_1(lT_s) \right\} e^{-j\omega_D lT_s} \\ \mu_2 = \left\{ \sqrt{P_d} \cdot \xi(lT_s + nT_s) + e^{-j\phi_s} n_2(lT_s + nT_s) \right\} \cdot e^{-j\omega_D lT_s} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)から, 次の関係が求められる.

$$\sigma_{\mu_1}^2 = \frac{1}{2} \overline{\mu_1 \mu_1^*} = P_d + \frac{1}{C} N_0 \cdot B$$

$$\sigma_{\mu_2}^2 = \frac{1}{2} \overline{\mu_2 \mu_2^*} = P_d + N_0 \cdot B$$

但し,  $\sigma_{\mu_1}^2$ ,  $\sigma_{\mu_2}^2$  はそれぞれ  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  の分散を表し,  $N_0$  は片側白色ガウス雑音の電力スペクトル密度である. この結果を用いて, 次式のパイロット信号およびデータ信号対雑音電力比  $\rho_1$  および  $\rho_2$  が求められる.

$$\begin{aligned} \rho_1 &= \frac{C \cdot P_s}{\sigma_{\mu_1}^2} = \frac{C \cdot K \cdot SNRa}{SNRa + (1+K)/C} \\ \rho_2 &= \frac{P_s}{\sigma_{\mu_2}^2} = \frac{K \cdot SNRa}{SNRa + (1+K)} \end{aligned} \quad (10)$$

但し,

† 等価低域系にするとき, 式(5)には  $e^{j\omega_c t}$  の項が残されるが, 後に述べるサンプリングの動作によって  $e^{j\omega_c nT_s}$  となる. 通常の解析では,  $\omega_c T_s/2 = 2\pi$  の整数倍とするため<sup>(6)</sup>, 解析結果には影響を及ぼさないで省略した.

$$SNRa = \frac{P_s + S_d}{N_0 \cdot B}$$

更に,  $SNRa$  を受信信号の 1 フレームに渡る平均 SNR とし, 次式で定義する.

$$\overline{SNRa} = \frac{C+N-1}{N} \cdot SNRa = \frac{\overline{P_s} + \overline{P_d}}{N_0 \cdot B} \quad (11)$$

$\overline{P_s}$  と  $\overline{P_d}$  はそれぞれ 1 フレームに渡り平均化した直接波成分平均受信電力とフェージング成分平均受信電力である.

$$\overline{P_s} = \frac{C+N-1}{N} P_s; \overline{P_d} = \frac{C+N-1}{N} P_d \quad (12)$$

式(10)の  $K$  は受信波の直接波成分の平均電力とフェージング成分の平均電力の比であり, ライスパラメータである.

$$K = \overline{P_s} / \overline{P_d} = P_s / P_d \quad (13)$$

また, 付録に示すように下式の関係が求められる.

$$r = \frac{x_1(t)x_2(t+\tau)}{\sigma_{\mu_1}\sigma_{\mu_2}} = \frac{y_1(t)y_2(t+\tau)}{\sigma_{\mu_1}\sigma_{\mu_2}} \quad (14)$$

$$= P_1 + P_2 \cdot \cos(\phi_s) \quad (14)$$

$$\lambda = \frac{x_1(t)y_2(t+\tau)}{\sigma_{\mu_1}\sigma_{\mu_2}} = \frac{-y_1(t)x_2(t+\tau)}{\sigma_{\mu_1}\sigma_{\mu_2}} \quad (15)$$

$$= -P_2 \cdot \sin(\phi_s) \quad (15)$$

ところで, 式(8)の  $e^{j\omega_{DNT_s}}$  はデータシンボルとパイロットシンボル間の時間差によるドップラー周波数シフトの影響項である. 入力信号の同相および直交成分を各々  $T_s/2$  を遅延させ, そしてそれぞれと入力信号との相関を求めた結果を  $t_k = [k+3/4]T_s$  ( $k$  は整数) においてサンプリングすることにより, ドップラー周波数を推定することができる<sup>(6)</sup>. よってドップラー周波数シフト修正装置 (図 2 中の D.C.) によってドップラー位相シフトは除去され得る. この場合  $R_0$  は次式となる.

$$R_0 = \sqrt{C} |Z_2 Z_1^*| \exp\{j(\phi_s + \theta_2 - \theta_1)\} \quad (16)$$

上式から見ると, 受信されるべき位相  $\phi_s$  は伝搬路のフェージングおよびガウス雑音の影響によって  $\phi'_s = \phi_s + \theta_2 - \theta_1$  となる. 正しく受信されるためには,  $\phi'_s$  は次の条件を満たさなければならない.

$$\phi_s - \frac{\pi}{M} \leq \phi'_s \leq \phi_s + \frac{\pi}{M}$$

すなわち

$$-\frac{\pi}{M} \leq \Psi \leq \frac{\pi}{M} \quad (17)$$

ここで,  $\Psi = \theta_2 - \theta_1$  は式(9)で定義した  $Z_2$  と  $Z_1$  の位相差である. 式(17)からわかるように,  $\Psi$  の確率分布がわかれば位相  $\phi_s$  を送信したときのシンボル誤り率

(Symbol Error Rate, 以下 SER)  $P(E/\phi_s)$  が求められる.

$$P(E/\phi_s) = 1 - \text{prob.} \left\{ -\frac{\pi}{M} \leq \Psi \leq \frac{\pi}{M} \right\} \quad (18)$$

上式の  $\Psi$  の確率分布は文献(7)の解析方法と, また式(10)~(15)で求めた関係を用いることによって求められ, その結果式(18)は次のように表される.

$$P(E/\phi_s) = F\left(-\frac{\pi}{M}\right) - F\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (19)$$

ここで,

$$F(\phi) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp\left[-\frac{W \cdot E_1(t)}{E_2(t)}\right] \cdot \left[ \frac{\sin(-\phi)}{E_1(t)} + \frac{P_1 \cdot \sin(\phi) + P_2 \cdot \sin(\phi + \phi_s)}{E_2(t)} \right] dt \quad (20)$$

$$\begin{cases} E_1(t) = U - V \cdot \sin t - \cos \phi \cdot \cos t \\ E_2(t) = 1 - \{P_1 \cdot \cos \phi + P_2 \cdot \cos(\phi_s + \phi)\} \cos t \\ W = \sqrt{\rho_1 \rho_2}; U = \frac{\rho_2 + \rho_1}{2W}; V = \frac{\rho_2 - \rho_1}{2W} \end{cases} \quad (21)$$

以上の解析結果を式(3)に与えた位相  $\phi_s$  について平均化することによって M 相 2 乗余弦ナイキスト PSK 信号の平均 SER  $Pe$  が求められる. M 相信号を等確率で発生すると仮定すると, この平均 SER は次式によって与えられる.

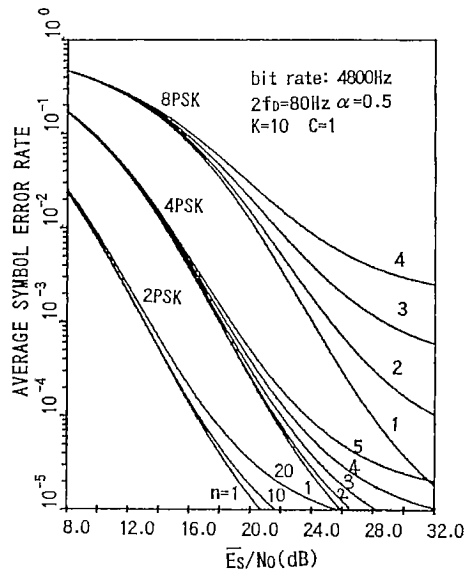


図3 時間領域 TCT 系のシンボル誤り率特性 (2, 4 および 8 相 PSK の場合)

Fig. 3 Average symbol error rate of 2, 4 and 8 PSK for time domain TCT scheme.

$$Pe = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Pe(E/\phi_s) \quad (22)$$

### 2.3 数値計算結果

以上の式(19)～(22)を使って数値計算を行った結果を図3に示す。ここでビットレートを4,800(bit/s),  $\alpha = 0.5$ ,  $C=1$ , ドップラー周波数広がり  $2f_D$  を80 Hzとした。このとき式(11)の  $\overline{SNRa}$  はまた次のように表される。

$$\overline{SNRa} = \frac{\overline{E_s}}{N_0} \frac{1}{(1 + \alpha + r_D)} \quad (23)$$

但し,  $\overline{E_s} = (\overline{P_s} + \overline{P_d}) \cdot T_s$  はシンボル当りの平均受信信号エネルギーである。ビットレートを一定値にしたとき,  $M$  の増大によってシンボル間隔  $T_s$  は大きくなり, シンボル間の信号のコヒーレンス性は弱くなっていく。その結果,  $M$  が大きければ大きいほど  $n$  の増大に伴って平均 SER の劣化は大きくなる。計算結果から見ると, 2相 PSK のときにはこのような劣化はほとんど見られないが, 4相 PSK のときは小さい SER 値 (例えば  $10^{-5}$ ) においてその劣化は顕著になる。8相 PSK の場合その劣化は更に大きくなる。

図4に4相 PSK を例として,  $n=5$  に固定し, ドップラー周波数の広がりパラメータにした場合の計算

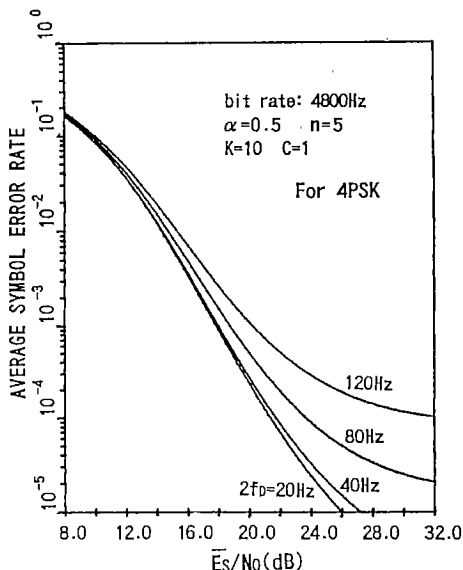


図4 時間領域 TCT 法におけるドップラー周波数広がりによるシンボル誤り率特性への影響

Fig. 4 Effect of Doppler spectrum spread on time domain TCT scheme.

結果を示す。ドップラー周波数の広がり小さくなると, 時間領域 TCT 系の SER 特性は大幅に改善されることがわかる。後の 3.3 でドップラー周波数の広がりが大きくなるに従って, データ信号とパイロット信号とのシンボル数の差  $n$  の増大による, ビット当りの必要平均エネルギーが大きく増加することを示す。

## 3. 時間領域 TCT 法に関する検討

### 3.1 パイロット信号の送信電力に関する検討

先の計算では, パイロットシンボルの電力とデータシンボルの電力を同じとした。すなわち式(2)の  $C$  に 1.0 の値を与えた。この  $C$  の値を変えることによって時間領域 TCT 系の SER 特性も変わってくる。図5に4 PSK を例にして,  $C$  の変化による時間領域 TCT 系の平均 SER 特性の変化の様子を与える。図5より各  $\overline{E_s}/N_0$  の値に対し, 一番良い SER 特性を与える最適値  $C$  が存在すると考えられる。図6(a)～(c)に  $\overline{E_s}/N_0$  の関数としての最適値  $C$  の計算結果を与える。図6の(a), (b), (c)はそれぞれ  $M=2, 4, 8$  の結果であるが, いずれも  $n$  の増大に伴って最適値  $C$  が大きくなることを示している。また  $\overline{E_s}/N_0$  の増大に従って, 最適値  $C$  は小さくなり,  $C$  の値の変化も緩やかになる。

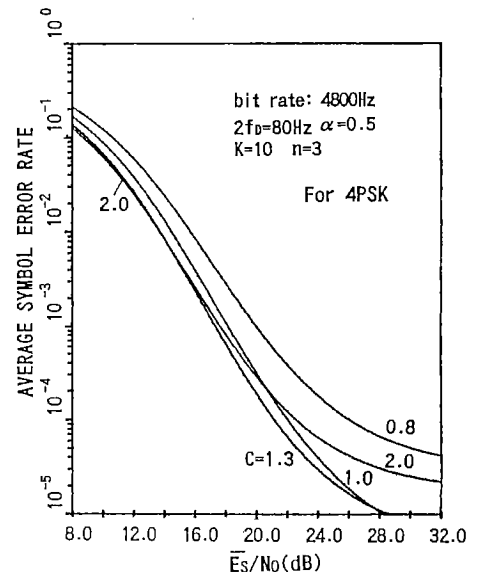
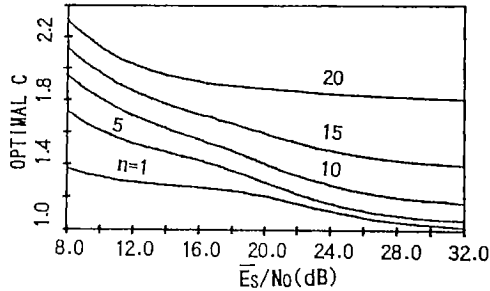
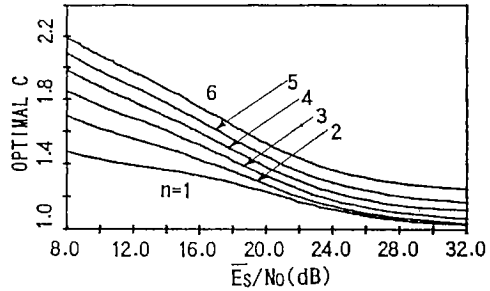


図5 時間領域 TCT 法における  $C$  の値のシンボル誤り率特性への影響

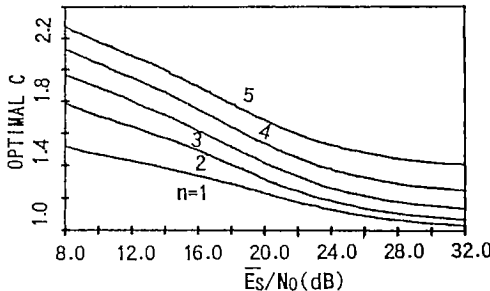
Fig. 5 Effect of the value of  $C$  on time domain TCT scheme.



(a) For 2PSK



(b) For 4PSK



(c) For 8PSK

bit rate: 4800Hz;  $2f_D=80\text{Hz}$ ;  $\alpha=0.5$ ;  $K=10$

図6  $\bar{E}_s/N_0$  に対する  $C$  の最適値  
Fig.6 Optimal  $C$  as a function of  $\bar{E}_s/N_0$ .

図7に最適値  $C$  (各  $\bar{E}_s/N_0$  の値に依存) と  $C=1$  のときの SER 特性の比較を示す。  $M=4$ ,  $n=4$  において、  $10^{-5}$  の SER 特性を達成するのに、最適値  $C$  を用いることにより  $C=1$  に比べて、  $\bar{E}_s/N_0$  換算 2 dB ぐらいの改善効果が得られている。また図7に示していないが、一定の  $M$  に対しては  $n$  が大きいほど最適値  $C$  による SER 特性の改善は大きい。但し図6からわかるように  $n$  が大きいとき最適値  $C$  も大きくなる。

### 3.2 時間領域 TCT 法による対エラーフロアの改善効果

時間領域 TCT 法の対エラーフロア特性改善効果を示すために、以下従来の PLL を用いる同期検波系の

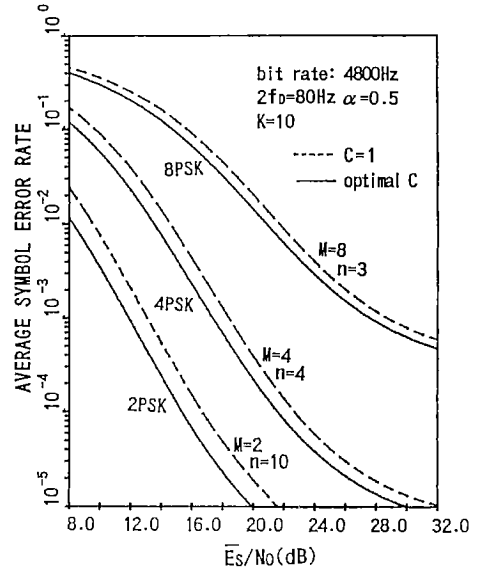


図7 電力比  $C$  の最適値を用いたときのシンボル誤り率の改善効果

Fig.7 Improvement of SER of time domain TCT scheme by using optimal  $C$ .

平均 SER を求める。文献(8)と同様にしてこの平均 SER は次式のように求められる。

$$Pe = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\infty} P(E/\rho, \theta) \cdot P(\theta/\rho) \cdot P(\rho) d\theta d\rho \quad (24)$$

ここで、  $P(E/\rho, \theta)$  は  $\rho, \theta$  を条件とする平均 SER である。但し、  $\rho$  は受信波の包絡線振幅、  $\theta$  はマルチパス伝搬の影響によって生ずる、PLLで抽出された同期検波用基準信号と受信された信号との間の位相差である。2乗余弦ナイキスト4相PSKの場合、この  $P(E/\rho, \theta)$  は文献(9)の解析法を使って次式のように求められる。

$$\begin{aligned} P(E/\rho, \theta) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_s}{2N_0(1+\alpha)}} \cdot \rho (\cos \theta + \sin \theta) \right] \\ &+ \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_s}{2N_0(1+\alpha)}} \cdot \rho (\cos \theta - \sin \theta) \right] \\ &- \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_s}{2N_0(1+\alpha)}} \cdot \rho (\cos \theta + \sin \theta) \right] \\ &\cdot \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_s}{2N_0(1+\alpha)}} \cdot \rho (\cos \theta - \sin \theta) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

$\theta$  の受信振幅  $\rho$  を条件とする確率分布  $P(\theta/\rho)$  は次式で与えられる<sup>(8),(10)</sup>。

$$P(\theta/\rho) = \frac{\exp(\rho\beta \cos \theta)}{2\pi I_0(\rho\beta)} \quad -\pi \leq \theta \leq \pi \quad (26)$$

但し,  $\beta$  は PLL のループ SNR を表す. また  $\rho$  は次式のライス分布に従う.

$$P(\rho) = \begin{cases} 2\rho(1+K)\exp[-K-(1+K)\rho^2] \\ \cdot I_0[2\rho\sqrt{K(1+K)}]; & \rho \geq 0 \\ 0; & \rho < 0 \end{cases} \quad (27)$$

上式の  $K$  は式(13)の定義に従う. また, 式(26)と(27)の  $I_0(\cdot)$  は第1種0次の変形ベッセル関数である. 但し以上の解析では,  $\rho$  および  $\theta$  の変化は十分遅く, 1 シンボル長  $T_s$  では一定としている.

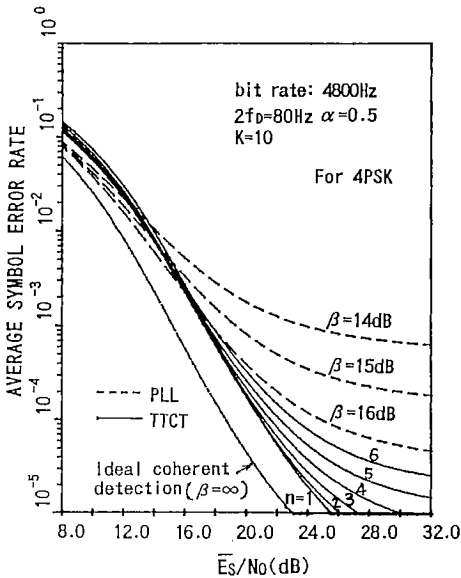


図8 PLL 同期検波法に対する時間領域 TCT 法のエラーフロア改善効果

Fig. 8 Improvement of error floor over PLL by using time domain TCT technique.

図8にPLLによる同期検波の場合と時間領域TCTによる場合を比較して示した. 但し時間領域TCT法の計算では最適値  $C$  を与えている. 図8より, PLLによる場合,  $\beta$  の値にもよるが, SER 特性はエラーフロアに制限される. 時間領域 TCT による場合はこの劣化は少なく, 時間領域 TCT 系の対エラーフロアの有効性がわかる.  $\bar{E}_s/N_0$  が大きいほど時間領域 TCT 法のエラーフロアの改善効果は大きい. しかし PLL の動作が理想的ならば, ループ帯域を狭くする結果ループ SNR  $\beta$  は十分大きい値をとることができ, PLL における SER 特性は改善される. 理想の場合 ( $\beta=\infty$ ), PLL は位相雑音の影響を完全に除去し, フェージング下における理想同期検波特性を与える. また, 時間領域 TCT 法では, データ信号を通す BPF と同じ BPF で同期検波基準信号 (パイロット信号) を抽出するため,  $\bar{E}_s/N_0$  の低い領域では, 入ってくる雑音の電力が大きく, その結果 SER の特性の改善は期待できない.

### 3.3 $n$ の増大に従ってビット当りに要する平均エネルギーの増大

2進数データの  $M$  相 PSK 信号への変換を Gray code で行うとし, また受信誤り率は小さい ( $\ll 1$ ) とするとき, ビットエラーレートとシンボルエラーレートの間に次の関係が成立する<sup>(11)</sup>.

$$P_b \doteq \frac{P_e}{\log_2(M)}$$

但し1ビット当りの平均 SNR  $\bar{E}_b/N_0$  は次式によって与えられる.

$$\bar{E}_b/N_0 \doteq \frac{\bar{E}_s/N_0}{\log_2(M)}$$

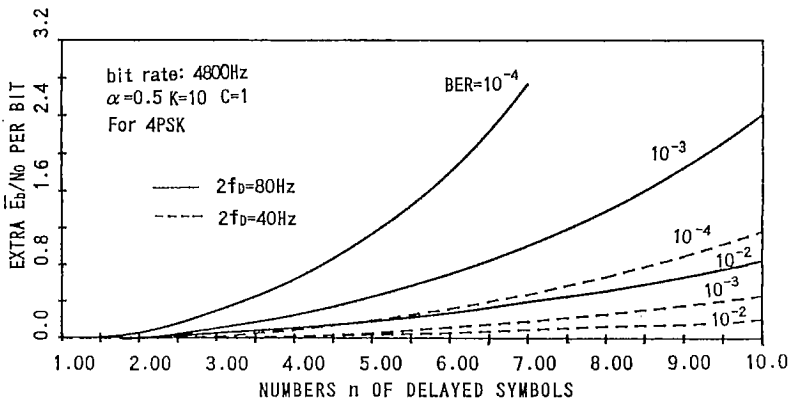


図9 シンボル遅延数  $n$  に対する必要  $\bar{E}_b/N_0$  の増加

Fig. 9 Extra  $\bar{E}_b/N_0$  due to symbol delay.

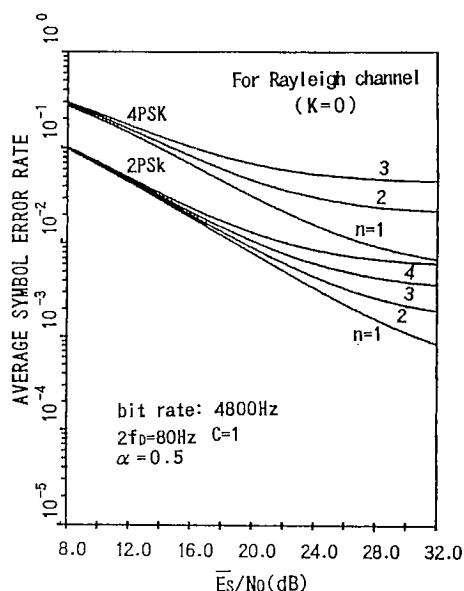


図 10 レイリーフェージング下における時間領域 TCT 法のシンボル誤り率特性 (2 および 4 相 PSK の場合)

Fig. 10 Average symbol error rate of 2 and 4 PSK for time domain TCT scheme.

以上の関係を使って、ある一定のビット誤り率を達成するのに、データ信号とパイロット信号とのシンボル数差  $n$  の増加に伴うビット当りの  $\bar{E}_b/N_0$  の増加の様子を計算した。図 9 に計算結果を与える。但し図 9 では  $n=1$  を基準としている。またドップラー周波数の広がり値として 40 Hz と 80 Hz を与えた。計算結果からわかるように要求される BER 値  $P_b$  が小さいとき  $n$  の増大に従って余分に要する  $\bar{E}_b/N_0$  の値も大きくなる。しかしドップラー周波数の広がりが減ることによってこの値は大幅に低減する。例えば、 $\text{BER} = 10^{-4}$ ,  $n=7$  において、 $2f_D=80$  Hz のときは 2.74 dB であるのに対して、 $2f_D=40$  Hz のときは 0.48 dB しかない。また、本論文の数値計算は  $\alpha=0.5$ ,  $K=10$  において行ったが、これは移動体衛星回線において  $K$  の値は実際にほぼ 10 程度であることが報告されており<sup>(12)</sup>、また  $\alpha$  が 0.5 の値をとることが多いからである。 $\alpha$  と  $K$  の他の値に対しても以上の計算ができる。図 10 に  $K=0$ , すなわちレイリーフェージング下における平均 SER 特性を示す。なお、この場合は  $C$  の変化による SER 特性の改善はほとんど望めない。

## 4. む す び

マルチパス伝搬に基づくエラーフロアの改善策として、従来の周波数領域 TCT 法の考えを変えて時間領域 TCT 法を新たに提案し、この方式を用いる受信系の誤り率特性を理論的に解析した。また数値計算によって対エラーフロアの改善効果を明らかにした。時間領域 TCT 法の不利な点は、パイロット信号の挿入によりデータ信号の伝送速度が低下することである。すなわち時間領域 TCT 法のデータ速度は  $(N-1)/(NT_s)$  となる。しかし数値計算結果からわかるように、要求される BER が小さいとき (例えば移動体音声通信等の場合この値は  $10^{-2} \sim 10^{-3}$  である)、またはドップラー周波数の広がり値が小さいとき、 $N$  は大きい値をとることが可能であり、伝送速度の低下は軽減する。また、本方式は  $C=1$ ,  $n=1$  のときは MPSK の遅延検波と同一の SER 特性を与えることとなり、遅延検波の拡張とみなすことができる。更に、フェージングの存在しない場合は、TDMA 方式におけるキャリアオーバーサートによる同期復調方式とも類似している。しかし、パラメータ  $C$  を変えることにより SER 特性は改善され、この意味でこれらの方式の変形あるいは拡張になっていると考えられる。また、本方式は基本的に位相検波方式の一種であり、誤り訂正符号化技術とは自由に組み合わせることができる。

今後の課題としては、ディジタルメモリに記憶したパイロット信号に信号処理等を加えて後続のシンボルの位相基準を予測することにより、 $n$  の増大による SER 特性の劣化を改善すること等が考えられる。

## 文 献

- (1) Yokoyama M.: "BPSK system with sounder to combat Rayleigh fading in mobile radio communication", IEEE Trans. Veh. Technol., VT-34, 1 pp. 35-40 (Feb. 1985).
- (2) Davarian F.: "Comments on 'BPSK system with sounder to combat Rayleigh fading in mobil radio communication'", IEEE Trans. Veh. Technol., VT-34, 4 (Nov. 1985).
- (3) Davarian F.: "Mobil digital communications via tone calibration", IEEE Trans. Veh. Technol., VT-36, 2 pp. 55-62 (May 1987).
- (4) Simon M. K.: "Dual-pilot tone calibration technique", IEEE Trans. Veh. Technol., VT-35, 2 pp. 63-70 (May 1986).
- (5) Yamao Y., Saito S. and Nogima T.: "Performance of  $\pi/4$ -QPSK transmission for digital mobile radio applications", IEEE, ICC'89, Boston, MA. 12. 6. 1-12. 6. 5, pp. 443-447 (1989).



- (6) Simon M. K. and Divsalar D.: "Doppler-corrected differential detection of MPSK", IEEE Trans. commun., COM-37, 2 pp. 99-109 (Feb. 1989).
- (7) Pawula R. F., Rice S. O. and Roberts J. H.: "Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by Gaussian noise", IEEE Trans. Commun., COM-30, 8 pp. 1828-1841, (Aug. 1982).
- (8) Modestino J. W. and Mui S. Y.: "Convolutional code performance in the Rician fading model", IEEE Trans. commun., COM-24, 6 pp. 592-606 (June 1976).
- (9) Shimbo O.: "Transmission Analysis in Communication Systems", Volume. 2, Computer science press, (1988).
- (10) Benedetto S., Biglieri E. and Castellani V.: "Digital transmission theory", Englewood Clifles, NJ, Prentice-Hall (1987).
- (11) Feher K.: "Digital Communications: Microwave Applications", Englewood Clifles, NJ, Prentice-Hall (1981).
- (12) Rafferty W. and Divsalar D.: "Modulation and coding for land mobile satellite channels", IEEE, ICC'88, Philadelphia, PA., 34. 4. 1-34. 4. 7, pp. 1105~1111 (1988).
- (13) 奥村善久, 進士昌明監修: "移動通信の基礎", 電子情報通信学会編(1986).
- (14) 関 英男監訳: "現代の通信回線理論", 森北出版(1970).

## 付 録

### 式(14), (15)の $r$ と $\lambda$ の導出

複素ガウス過程においては次の関係が成立する.

$$R_c = \overline{x_1(t)x_2(t+\tau)} = \overline{y_1(t)y_2(t+\tau)} = \text{Re}\{R\mu\} \quad (\text{A} \cdot 1)$$

$$R_s = \overline{x_1(t)y_2(t+\tau)} = -\overline{y_1(t)x_2(t+\tau)} = \text{Im}\{R\mu\} \quad (\text{A} \cdot 2)$$

ここで,  $R\mu$  は式(9)の  $\mu_1$  と  $\mu_2$  の複素ガウスベクトルの相関である. 以下この  $R\mu$  を求める.

$$\begin{aligned} R\mu(nT_s) &= \frac{1}{2} \mu_1^* \mu_2 \\ &= P_d \frac{1}{2} \xi^*(lT_s) \xi(lT_s + nT_s) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{C}} e^{-j\phi_s} \frac{1}{2} n_1^*(lT_s) n_2(lT_s + nT_s) \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 3)$$

まず上式でフェージングを表すガウス過程  $\xi(t)$  の複素包絡線相関  $R_\xi(nT_s)$  を求める.

$$\begin{aligned} R_\xi(nT_s) &= \frac{1}{2} \xi^*(lT_s) \xi(lT_s + nT_s) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f nT_s} df \end{aligned}$$

ここで  $S(f)$  は  $\xi(t)$  の電力スペクトル密度分布である.  $\xi(t)$  は伝搬路のフェージングを表すレイリー成分

で, その電力スペクトル密度分布  $S(f)$  は等価低域で書くと次式のように与えられる<sup>(13)</sup>.

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_D} \frac{1}{\sqrt{1 - (ff_D)^2}}, \quad |f| \leq f_D$$

従って

$$R_\xi(nT_s) = \frac{1}{\pi f_D} \int_{-f_D}^{f_D} \frac{e^{j2\pi f nT_s}}{\sqrt{1 - (ff_D)^2}} df$$

上式を計算して, 次の結果を得る.

$$R_\xi(nT_s) = J_0(2\pi f_D \cdot nT_s) \quad (\text{A} \cdot 4)$$

ここで,  $J_0(z)$  は第1種0次のベッセル関数であり, 次式で与えられる.

$$J_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(z \sin \theta) d\theta$$

次に式(A・3)のガウス雑音の相関を求める.

$$R_n(nT_s) = \frac{1}{2} n_1^*(lT_s) n_2(lT_s + nT_s) \quad (\text{A} \cdot 5)$$

これは帯域制限された白色ガウス雑音の等価低域系の自己相関であり, 次のように求められる<sup>(14)</sup>.

$$R_n(nT_s) = N_0 \int_{-B/2}^{B/2} e^{-j2\pi f nT_s} df = N_0 B \frac{\sin(\pi B \cdot nT_s)}{\pi B \cdot nT_s} \quad (\text{A} \cdot 6)$$

式(A・4)と(A・6)を用いて, 式(A・3)の相関値は次式になる.

$$\begin{aligned} R\mu(nT_s) &= P_d J_0(2\pi f_D \cdot nT_s) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{C}} e^{-j\phi_s} \cdot N_0 B \frac{\sin(\pi B \cdot nT_s)}{\pi B \cdot nT_s} \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 7)$$

よって, 式(A・1)と(A・2)の  $R_c$  と  $R_s$  はそれぞれ次のようになる.

$$\begin{aligned} R_c(nT_s) &= \text{Re}\{R\mu(nT_s)\} \\ &= P_d J_0(2\pi f_D \cdot nT_s) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{C}} \cos(\phi_s) \cdot N_0 B \frac{\sin(\pi B \cdot nT_s)}{\pi B \cdot nT_s} \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 8)$$

$$\begin{aligned} R_s(nT_s) &= \text{Im}\{R\mu(nT_s)\} \\ &= -\frac{1}{\sqrt{C}} \sin(\phi_s) \cdot N_0 B \frac{\sin(\pi B \cdot nT_s)}{\pi B \cdot nT_s} \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 9)$$

式(A・8), (A・9)を使って,  $r$  と  $\lambda$  は次式のように求められる.

$$\left. \begin{aligned} r &= \frac{R_c(nT_s)}{\sigma_{\mu_1} \sigma_{\mu_2}} = P_1 + P_2 \cdot \cos(\phi_s) \\ \lambda &= \frac{R_s(nT_s)}{\sigma_{\mu_1} \sigma_{\mu_2}} = -P_2 \cdot \sin(\phi_s) \end{aligned} \right\} \quad (\text{A} \cdot 10)$$

但し,

$$\begin{aligned}P_1 &= \frac{SNRa}{Q} J_0(2\pi f_D \cdot nT_s) \\P_2 &= \frac{1}{\sqrt{C}} \frac{1+K}{Q} \frac{\sin(\pi B \cdot nT_s)}{\pi B \cdot nT_s} \\Q &= \sqrt{SNRa + (1+K)/C} \cdot \sqrt{SNRa + 1 + K}\end{aligned}$$

(A・11)

(平成 3 年 4 月 12 日受付)



李 還幫

昭 61 年 7 月中国北方交通大学・工・通信と制御卒。平 3 名工大大学院博士前期課程了。現在、同大大学院博士後期課程在学中。デジタル移動通信に関する研究に従事。



岩波 保則

昭 51 名工大・電気卒。昭 53 同大大学院修士課程了。昭 56 東北大大学院博士課程了。工博。昭 56 名工大・電気助手。昭 57 同講師。昭 62 同大電気情報工学科助教授。現在に至る。デジタル通信理論、情報理論、EMC などの研究に従事。情報理論とその

応用学会、IEEE 各会員。



池田 哲夫

昭 36 東北大・工・通信卒。昭 41 同大大学院・電気および通信工学専攻了。工博。同年東北大・工・助手。昭 43 東北大・工・助教授。昭 48 名工大・助教授。昭 52 同・教授。現在に至る。主として分布定数回路、コンピュータネットワーク、雑音のある回

線の通信方式、生体への電磁波の影響、EMC などの研究に従事。電気学会、テレビジョン学会、情報処理学会、ハイパーサーミア学会、IEEE 等各会員。