

逐次型干渉除去法を用いた CDMA Unslotted ALOHA 方式の特性評価

田所 幸浩[†] 岡田 啓^{††} 山里 敬也^{††} 片山 正昭^{††}
 小川 明^{†††}

Performance Analysis of CDMA Unslotted ALOHA System Employing Successive Interference Cancellation

Yukihiro TADOKORO[†], Hiraku OKADA^{††}, Takaya YAMAZATO^{††},
 Masaaki KATAYAMA^{††}, and Akira OGAWA^{†††}

あらまし CDMA Unslotted ALOHA 方式では多元接続干渉が発生し、特性劣化の大きな要因となっている。更にこの方式では受信信号電力の不均一となる状況がしばしば発生し、多元接続干渉の影響の増大を引き起こす。現在多元接続干渉を抑制する方法として干渉除去技術がある。しかしこの手法は主に信号が時間的に連続して送受信されているシステムを扱っており、特性評価もビット誤り率によるものであった。パケット通信システムでは各ビットの伝送の成否ではなく各パケットの伝送の成否がシステム特性の鍵を握る。そこで本研究では、CDMA Unslotted ALOHA 方式に干渉除去技術の一つである逐次型干渉除去法を用いたシステムを提案し、スループット特性を解析的に求め、特性評価を行う。また一般的に受信信号電力の不均一な状況下での特性は、受信信号電力の均一な場合の特性よりも劣化することが知られている。しかし提案方式では、受信信号電力の不均一な状況下において、受信信号電力の均一な場合より特性が良くなることを示す。

キーワード 符号分割多元接続アンスロットドアロハ方式, 逐次型干渉除去法, スループット

1. ま え が き

CDMA ALOHA 方式は、ランダムアクセスの簡便性を維持しつつ、高効率な無線パケット通信を実現できる可能性を有するため、マルチメディア無線通信を担う方式の一つと考えられている [1]~[5]。特に CDMA Unslotted ALOHA (CDMA U-ALOHA) 方式は非同期型のランダムアクセス方式であり、任意の時間でパケットを伝送できる等の利点を持ち、これまで様々な研究がなされている [4], [5]。

CDMA ALOHA 方式のような CDMA 方式を用い

たシステムでは、多元接続干渉 (Multiple Access Interference: MAI) が発生し、その特性は顕著に劣化する [6]。特に CDMA ALOHA 方式では任意時刻での短時間の通信を行うために閉ループでの送信電力の制御が難しく、各送信信号の受信電力を一定に保つことができない。MAI の影響はそれを与える信号の数やその信号電力、並びに所望信号の電力に依存する。このため、受信信号電力の不均一は MAI の影響の増大を引き起こし、CDMA ALOHA 方式の特性は更に劣化する [7]。

ここで受信信号電力の不均一が発生している場合を考えてみると、受信信号電力の大きいパケットに対するデータ復調は、例え MAI による影響を受けていたとしても正しく復調できる可能性が高い。しかしながら他のパケットに対して MAI を大きく与えてしまう [8]。特にパケット通信においてはパケット単位での伝送の成否が重要であり、少しの間でも MAI が大きい状況が続くとそれによる特性劣化は顕著に現れる。そこで CDMA U-ALOHA 方式での MAI の影響を効果的に抑制するためには、受信信号電力の大きなパケットか

[†] 名古屋大学大学院工学研究科, 名古屋市
 Department of Information Electronics, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{††} 名古屋大学情報メディア教育センター, 名古屋市
 Center for Information Media Studies, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{†††} 名城大学理工学部情報科学科, 名古屋市
 Department of Information Science, School of Science and Technology, Meijo University, Shiogamaguchi 1-501, Tenpaku-ku, Nagoya-shi, 468-8502 Japan

ら順にその MAI を抑制することが考えられる。これを実現するものの一つに干渉除去技術がある [7]~[13]。しかしながら従来の干渉除去技術は、同時送信局数が一定とみなせるような時間的に連続する信号（連続信号）を対象としており、CDMA U-ALOHA 方式のような、任意時刻で同時送信局数が変化するようなパケット通信システムを対象としてこなかった。

本論文では、干渉除去技術によって MAI の影響を抑制し、CDMA U-ALOHA 方式の特性改善を図る。特に受信信号電力の不均一となる状況を想定し、これまで明らかではなかった干渉除去技術を用いた場合の CDMA U-ALOHA 方式の特性について解析を行う。用いる評価指標として、従来の干渉除去技術におけるビット誤り率特性ではなく、伝送に成功したパケット数を表すスループットを用いる。スループットで評価する場合、各ビットの受信状態を考慮に入れ、パケット単位で伝送の成否の判定を行うことになる。このため、連続信号を扱う場合に用いられるビット誤り率で評価した場合とは異なった特徴が見られる可能性がある。また MAI の影響が同時送信局数に依存することから、同時送信局数の変動を指数長近似法 [5] に基づいて状態遷移図で表し、これを用いてスループットを求める。

本論文では、MAI 源となる信号をある順番に従って逐次に受信信号から引くことにより MAI の影響を抑える逐次型干渉除去法 (Successive Interference Cancellation: SIC) を用いる [11]~[13]。SIC において受信信号電力順に減算を行えば効果的な MAI の影響抑制が期待される。更に CDMA U-ALOHA 方式は非同期型のランダムアクセス方式であることに着目し、SIC を用いることでパケットの存在検出特性を改善することが可能との報告もある [14]。

しかしながら CDMA U-ALOHA 方式に SIC を用いた場合、スループットの劣化する状況も考えられる。SIC では、受信信号電力の大きい信号から順に、MAI 源となる信号を再生し、減算によって受信信号から削除する。この減算の際に用いる信号の再生に誤りがあると、誤った信号を引いてしまうこととなり、逆に雑音成分を受信信号に付加してしまうことになる。本論文ではこのことについても調べる。

本論文の構成は以下のとおりである。まず 2. において、本論文で扱うシステムモデルを示す。次に、3. において、本論文で考える干渉除去技術 (SIC) について概説する。4. では、SIC を用いた CDMA

U-ALOHA 方式のスループットを解析的に求める。そして 5. において数値例を示し考察を行い、最後に 6. において本論文のとりまとめを行う。

2. システムモデル

CDMA U-ALOHA 方式を用いた無線アップリンクを取り扱う。システム内には、移動局（ユーザ）が無限に存在し、それぞれが基地局に向けて非同期にそのパケットの信号を送信する。送信されたパケットの信号はレイリーフェージングチャネルを通過し、加法性白色ガウス雑音 (AWGN) が加わって基地局に到達する。レイリーフェージングは、受信信号電力の不均一が発生するモデルの例として用いた。

図 1 に時刻 t における送信機と通信路の様子を示す。ここでユーザ k のパケット送信に注目する。ユーザ k では、最初に送信データを大きさが L [bit] の固定長でパケット化する。パケット化されたデータは、Binary Phase Shift Keying (BPSK) を用いて 1 次変調され、そしてユーザ k に固有に割り当てられた拡散符号を用いて直接拡散される (2 次変調)。拡散符号はランダム符号を使用する。そしてユーザ k はこのパケットの信号に搬送波を乗算して、即座に 1 ホップで基地局に送信する。通信路では、パケットの信号において遅延が発生し、それぞれ独立にレイリーフェージングの影響を受ける。基地局におけるユーザ k からの受信信号は、

$$r_k(t) = A_k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \tag{1}$$

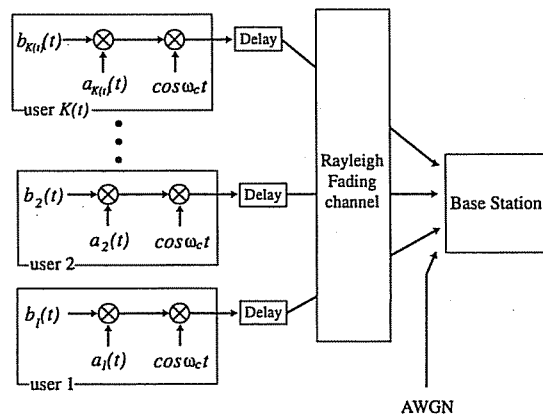


図 1 時刻 t における送信機と通信路の様子
Fig. 1 Transmitter and channel model at time t .

である。ここで

$$b_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} b_k^l I_{T_b} \{t - (l - d_k)T_b\} \quad (2)$$

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_k^i I_{T_c} (t - iT_c) \quad (3)$$

$$I_{\xi}(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq \xi) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (4)$$

であり、更に d_k はユーザ k の受信しているデータがパケットの何番目のデータかを表し、 A_k は受信信号振幅、 a_k^i は拡散符号系列、 b_k^l はパケットの l 番目のデータ ($0 \leq l \leq L-1$)、 τ_k は遅延、 N は拡散率、 T_b は1ビット時間、 T_c は1チップ時間、 ω_c は搬送波周波数、 ϕ_k は搬送波位相である。 ϕ_k は $[0, 2\pi]$ で一様分布する確率変数、 τ_k は一般性を失うことなく $[0, T_b]$ で一様分布する確率変数、 A_k はレイリーフェージング環境下のため、確率密度関数

$$f(x) = \frac{x}{E_b} e^{-\frac{x^2}{2E_b}} \quad (5)$$

に従う確率変数である。ここで E_b は平均ビットエネルギーである。

基地局におけるパケットの到着は生起率 λ のポアソン分布に従う。このとき時刻 t における信号数 (同時送信局数) が $K(t)$ となる確率 $P_N(K(t))$ は、1パケット長時間を $T_p = LT_b$ として

$$P_N(K(t)) = \frac{e^{-\lambda T_p} \cdot (\lambda T_p)^{K(t)}}{K(t)!} = \frac{e^{-G} \cdot G^{K(t)}}{K(t)!} \quad (6)$$

となる。なお、 $G = \lambda T_p$ は1パケット長時間に平均して基地局に到着するパケット信号数 (オフロード) である。

基地局が受信する信号 $r(t)$ は、同時に $K(t)$ 個のパケットの信号を受信している場合、

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K(t)} r_k(t) + n(t) = \sum_{k=1}^{K(t)} A_k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) + n(t) \quad (7)$$

と表される。ここで $n(t)$ は両側電力スペクトル密度

が $N_0/2$ であるような AWGN を表す。基地局では、このような受信信号 $r(t)$ に対して次章で述べるような復調/干渉除去の操作を行い、干渉除去を行いつつデータを復調する。

3. SIC に基づく復調/干渉除去

復調/干渉除去器では、入力された受信信号に対して復調/干渉除去の操作が行われる。これらの操作を行う復調/干渉除去器を図2に示す。図2では、各パケットに対して割り当てられた復調/干渉除去ブロックにおいて、そのパケットに対する復調/干渉除去の操作が行われる。そしてこれらブロックでの操作を、受信信号電力の大きなものから順に行うことで、受信している $K(t)$ 個のすべてのパケットに対して復調/干渉除去の操作が行われる。復調/干渉除去ブロックは相関器、スレッシールド判定器、相関器出力を1ビット時間保つ1-BIT Holder、再拡散器、減算器からなる。なお、復調/干渉除去の操作は、受信信号電力の大きいパケットから順に行われるため、復調/干渉除去ブ

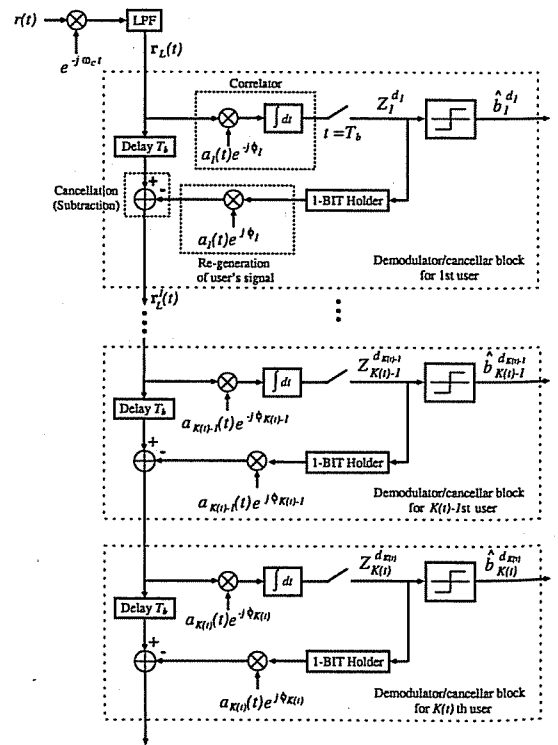


図2 復調/干渉除去器
Fig.2 Demodulator and canceller.

ロックは受信信号電力の大きいパケットのものから順に並べられる。説明の都合上、これらのブロックを順にブロック 1, ブロック 2, ..., ブロック $K(t)$ と呼ぶことにする。また受信信号電力が k 番目に大きいパケットを送信したユーザを単に k 番目のユーザとし、 $Z_k^{d_k}$ を k 番目のユーザの d_k ビット目に対する相関器出力、 $\hat{b}_k^{d_k}$ を k 番目のユーザの d_k ビット目について基地局で推定されたデータと定義する。

受信信号 $r(t)$ はまず搬送波 $e^{-j\omega_c t}$ と掛け合わせられ、低域フィルタ (LPF) に通されることで、以下の式で表される複素ベースバンド信号 $r_L(t)$ に変換される [11]

$$\begin{aligned} r_L(t) &= LPF[r(t)e^{-j\omega_c t}] \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{K(t)} A_k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \\ &\quad + \frac{1}{2} n_L(t). \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $n_L(t)$ は LPF 通過後の雑音成分である。

次に、ブロック 1 において最も振幅値の大きいパケットに対する復調/干渉除去の操作が行われる。まず $r_L(t)$ は相関器において、1 ビット時間にわたって拡散信号との相関がとられ、相関器出力 $Z_1^{d_1}$ が得られる。そして、相関器出力に対するスレッシュホールド判定により、 $\hat{b}_1^{d_1}$ が推定される。また、相関器出力 $Z_1^{d_1}$ は 1-bit Holder にいったん貯えられ、このユーザの拡散信号によって再拡散され、 d_1 番目のビットの信号が再生される。そしてタイミングを合わせた $r_L(t)$ から推定した信号を引くことにより、このユーザの d_1 番目のビットからの干渉成分を $r_L(t)$ から除去する。

2 番目のユーザ以降に対しても上記の操作が同様に行われる。このとき、ブロック i に入力される複素ベースバンド信号は、

$$\begin{aligned} r_L^{i-1}(t) &= \sum_{k=i}^{K(t)} A_k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} + n_L(t) \\ &\quad - \sum_{k=1}^{i-1} C_k a_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \end{aligned} \quad (9)$$

である。ただし C_i は i 番目のユーザの雑音干渉成分であり、

$$C_i = \sum_{k=i+1}^{K(t)} A_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) + (n_{L_I}(t) + n_{L_Q}(t))$$

$$- \sum_{k=1}^{i-1} C_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) \quad (10)$$

と表される。ここで $n_{L_I}(t)$, $n_{L_Q}(t)$ はそれぞれ雑音 $n_L(t)$ の同相成分、直交成分であり、

$$\begin{aligned} I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) &= \cos(\phi_k - \phi_i) \\ &\quad \times \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} a_k(t - \tau_k) a_i(t) dt \end{aligned} \quad (11)$$

である。このとき相関器出力 $Z_i^{d_i}$ は

$$\begin{aligned} Z_i^{d_i} &= \frac{1}{T_b} \int_{\tau_i}^{T_b + \tau_i} \Re[r_L^{i-1}(t) a_i(t - \tau_i) e^{-j\phi_i}] dt \\ &= \frac{1}{2} A_i b_i^{d_i} + \frac{1}{2} C_i \end{aligned} \quad (12)$$

となる [11], [12]。ただし $\Re[x]$ は x の実数部分を表す。干渉除去は複素ベースバンド信号から、相関器出力 $Z_i^{d_i}$ を再拡散した信号を引くことにより行われることから、ブロック i の出力 $r_L^i(t)$ は、

$$r_L^i(t) = r_L^{i-1}(t) - Z_i^{d_i} \cdot a_i(t - \tau_i) e^{j\phi_i} \quad (13)$$

となる [12]。

以上では簡単化のために、各パケットに対する復調/干渉除去の操作は受信信号電力の大きいものから順に正しく行われるものとした。また遅延、位相は既知であるものとした。

また本論文ではビットごとの復調/干渉除去を考えているが、実際の環境を想定すると CDMA U-ALOHA 方式の非同期パケット受信のため、このような復調/干渉除去の実行が難しくなると考えられる。このような場合、復調/干渉除去を行う単位をある程度大きくすることになるが、これは各復調/干渉除去ブロック間に複素ベースバンド信号を保持するバッファを設けることによって実現できる。各復調/干渉除去ブロックは、バッファから複素ベースバンド信号を取り出し、この信号に対して所望の干渉除去単位分の復調/干渉除去の操作を行う。そして減算後に残った複素ベースバンド信号を、次の復調/干渉除去ブロックのバッファに出力する。次の復調/干渉除去ブロックは、一つ前の復調/干渉除去ブロックの操作終了後、バッファに貯められた複素ベースバンド信号を基に復調/干渉除去の操作を行う。

なお本論文ではスレッシュホールド判定後の値ではなく、

相関器出力をもとに信号の再生を行った。もしスレッシュホールド判定後の値から信号再生を行うと、信号の振幅を推定する必要がある [8]。パケット通信方式では一般にその通信時間が短いことから信号振幅の推定は難しい。そこで相関値出力をもとに信号の再生を行うことでこの推定の操作を行う必要はなくなる。

4. スループット解析

本章では、SIC を用いた CDMA U-ALOHA 方式のレイリーフェージング環境下でのスループットを解析的に求める。まずスループットを 1 パケット長時間内で平均して伝送に成功するパケット数と定義する。これを文献 [5] のように、システムを待ち行列モデルで表すことによって求める。文献 [5] の解析手法では、着目パケットがその伝送に成功する確率 (パケット成功確率) を干渉パケット数の遷移のみを考慮して求めている。しかし SIC を用いた CDMA U-ALOHA 方式では、式 (10)、式 (12) に示されるように着目パケットの復調される順番によっても MAI の影響が異なるため、パケット成功確率は干渉パケット数の遷移のみならず復調される順番の遷移にも依存する。このため干渉パケット数と着目パケットの復調される順番の二つを考慮した新たな状態遷移図を求める必要がある。

4.1 状態遷移図と遷移確率

スループット解析の際に用いる状態遷移図とその遷移確率を求める。状態遷移図では、任意のパケットに着目して、干渉パケット数と着目パケットの復調される順番の遷移をモデル化する。

状態遷移図を求めるにあたり、まず以下のような仮定を設ける [5]。干渉パケットの到着は、微小時間 Δt ごとに発生するものとする。また微小時間 Δt 内にパケットの複数個の生起や終了が同時に起こることは無視するものとする。これらの仮定により、干渉パケット数は、 Δt 後において 1 増加するか、変化しないか、1 減少するかの三つの場合に限定される。

ここで、状態 (n, l) は干渉パケットが n 個基地局に到着しており、着目パケットの復調される順番が l 番目である状態を表すものとする。このとき状態遷移が起こるのは以下の五つの場合に限られる。なお以下では着目パケットの信号の振幅を A_k とする。

(i) 状態 (n, l) から状態 $(n+1, l+1)$ への遷移

これは基地局に新規に干渉パケットが到着し、かつ新規パケットの信号の振幅が A_k よりも大きい場合、着目パケットの復調される順番が一つ遅くなる遷移で

ある。ここで $P_U(A_k)$ を新規パケットの信号の振幅が A_k よりも大きくなる確率とする。 $P_U(A_k)$ はレイリー分布の累積分布関数を

$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx \quad (14)$$

とすると

$$P_U(A_k) = 1 - F(A_k) \quad (15)$$

となる。このとき遷移確率は $\lambda P_U(A_k)$ となる。

(ii) 状態 (n, l) から状態 $(n+1, l)$ への遷移

この遷移は基地局に新規に干渉パケットが到着し、かつ新規パケットの信号の振幅が A_k よりも小さいために着目パケットの復調される順番が変化しない場合に発生する。この遷移確率は $\lambda\{1 - P_U(A_k)\}$ となる。

(iii) 状態 (n, l) から状態 $(n-1, l-1)$ への遷移

これは基地局に到着していた干渉パケットが退去し、かつ着目パケットの復調される順番が一つ早くなる遷移である。復調の順番が一つ早くなるのは、退去した干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも大きいためである。ここで、 $P_D(n, l)$ を退去した干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも大きい確率、 μ を単位時間当りにパケットが基地局から退去する確率とする。退去した干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも大きいということは、退去した干渉パケットが着目パケットよりも早く復調されていたことになるので $P_D(n, l)$ は

$$P_D(n, l) = \frac{l-1}{n} \quad (16)$$

となる。指数長近似法 [5] により遷移確率は $n\mu P_D(n, l)$ となる。ただし $\mu = \frac{1}{T_p}$ である。

(iv) 状態 (n, l) から状態 $(n-1, l)$ への遷移

これは基地局に到着していた干渉パケットが退去し、かつ着目パケットの復調される順番が変化しない遷移である。これは退去した干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも小さい場合に発生する。この場合の遷移確率は $n\mu\{1 - P_D(n, l)\}$ となる。

(v) 状態 (n, l) から状態 (n, l) への遷移

これは状態が遷移しない場合である。この遷移確率は 1 から上記の四つの遷移確率を引いたものであり、 $1 - \lambda - n\mu$ となる。

以上をまとめると、状態遷移図は図 3 のようになり、遷移確率は図 4 となる。なお、システム内には無限のユーザが存在するため、図 3 での状態数も無限に存在することになる。

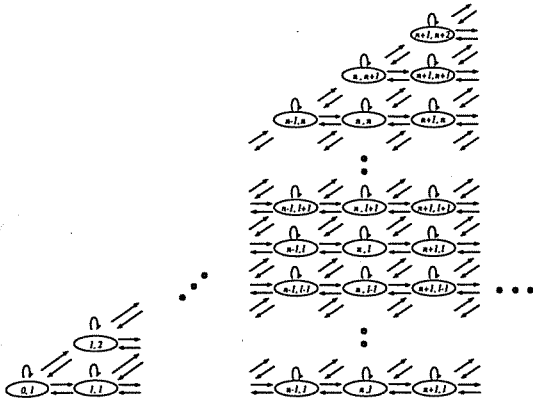


図3 干渉パケット数と着目パケットの復調される順番に関する状態

Fig. 3 State transition of the number of interfering packets and the order of demodulation on desired packet.

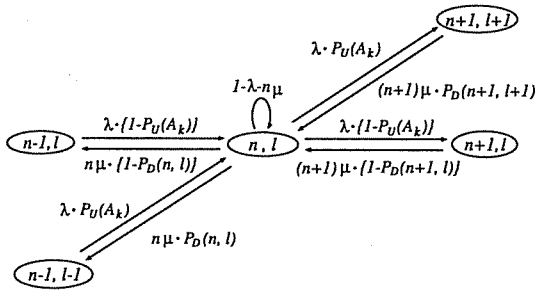


図4 状態 (n, l) での状態遷移とその確率

Fig. 4 State transition and its probabilities at the state (n, l) .

4.2 ビット誤り率

着目パケットのビット誤り率を求める。4.1で得られた状態遷移図の各状態に対応するビット誤り率を求めるため、干渉パケット数が n の場合の、 $l+1$ 番目に着目パケットが復調される時のビット誤り率を $P_e(n, l+1|A_k)$ とおき、これを導出する。

まず着目パケットの雑音干渉成分 η_{l+1}^n は、干渉パケット数が n (同時送信局数 $K(t)$ が $n+1$)、信号の振幅値が A_k である着目パケットの復調が $l+1$ 番目に行われる場合を考えて

$$\begin{aligned} \eta_{l+1}^n &= \text{Var}[C_{l+1}|A_k] \\ &= \frac{1}{3N} \sum_{i=l+2}^{n+1} A_i^2 + \frac{N_0}{T_b} + \frac{1}{3N} \sum_{s=1}^l \eta_s^n \quad (17) \end{aligned}$$

となる [11]。式 (17) に見られるように着目パケットの

雑音干渉成分は干渉パケットの信号の振幅に依存するため、干渉パケットの信号の振幅をその発生確率によって平均化する。このときの雑音干渉成分 $\overline{\eta_{l+1}^n(A_{l+1})}$ は

$$\begin{aligned} \overline{\eta_{l+1}^n(A_{l+1})} &= \int \cdots \int \eta_{l+1}^n df_{A_1}(A_1) df_{A_2}(A_2) \cdots df_{A_l}(A_l) \\ &\quad \cdot df_{A_{l+2}}(A_{l+2}) \cdots df_{A_{n+1}}(A_{n+1}) \quad (18) \end{aligned}$$

となる。ここで $f_{A_i}(A_i)$ は i 番目に復調されるパケットの信号の振幅の確率密度関数である。これは n 個存在する干渉パケットの信号の振幅のうち、信号振幅 A_i が i 番目に大きくなる確率と A_i の発生確率を考慮して

$$\begin{aligned} f_{A_i}(A_i) &= \frac{(n+1)!}{(n-k+1)!(i-1)!} (1-F(A_i))^{i-1} \\ &\quad \cdot F(A_i)^{n-i+1} f(A_i) \quad (19) \end{aligned}$$

である [11]。これより、求める着目パケットにおけるビット誤り率は

$$P_e(n, l+1|A_k) = Q\left(\frac{A_{l+1}}{\sqrt{\overline{\eta_{l+1}^n(A_{l+1})}}}\right) \quad (20)$$

となる。なお $Q(\cdot)$ は

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (21)$$

である。

4.3 スループット

4.1で得られた状態遷移図とその遷移確率及び4.2で得られたビット誤り率を用いて、スループットを求める。スループットは着目したパケットのパケット成功率から求めることができる [5]。ここで $P_s(n, l, i|A_k)$ を、着目パケットの信号の振幅が A_k である場合に、着目パケットの1ビット目から i ビット目までその伝送に成功し、更に i ビット目での干渉パケット数が n かつ着目パケットの復調される順番が l である確率と定義する。以下においてこの $P_s(n, l, i|A_k)$ を用いて着目パケットのパケット成功率を求める。

まず $i=1$ のとき、パケットの1ビット目における干渉パケット数は $P_N(n)$ と等しくなる [5]。また、着目パケットの復調される順番が l となる確率は、干渉パケットが n 個存在していたとすると、そのうち

$l-1$ 個の干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも大きくかつ残りの $n-l+1$ 個の干渉パケットの信号の振幅が A_k よりも小さくなる確率を考えればよい。この確率は

$$\binom{n}{l-1} (1-F(A_k))^{l-1} F(A_k)^{n-l+1}$$

となる。以上より 1 ビット目でのビット誤り率を考慮して

$$\begin{aligned} P_s(n, l, 1|A_k) &= \binom{n}{l-1} (1-F(A_k))^{l-1} F(A_k)^{n-l+1} \\ &\cdot P_N(n) P_c(n, l|A_k) \end{aligned} \quad (22)$$

となる。なお $P_c(n, l|A_k) = 1 - P_e(n, l|A_k)$ とした。

次に、 $i > 1$ の場合を考える。この場合での $P_s(n, l, i|A_k)$ は状態遷移図より

$$\begin{aligned} P_s(n, l, i|A_k) &= \left[P_s(n+1, l, i-1|A_k)(n+1) \right. \\ &\cdot \mu\{1 - P_D(n+1, l)\}\Delta t \\ &+ P_s(n+1, l+1, i-1|A_k)(n+1) \\ &\cdot \mu P_D(n+1, l+1)\Delta t \\ &+ P_s(n-1, l, i-1|A_k)\lambda\{1 - P_U(A_k)\}\Delta t \\ &+ P_s(n-1, l-1, i-1|A_k)\lambda P_U(A_k)\Delta t \\ &\left. + P_s(n, l, i-1)\{1 - \lambda\Delta t - n\mu\Delta t\} \right] \\ &\times P_c(n, l|A_k) \end{aligned} \quad (23)$$

となる。

以上より信号の振幅が A_k であるパケットの成功確率 $Q_s(A_k)$ は、式 (23) において $i = L$ としたものを、取り得るすべての状態について足し合わせたものになる。すなわち

$$Q_s(A_k) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \sum_{l=1}^{n+1} P_s(n, l, L|A_k) \right\} \quad (24)$$

となる。

この式 (24) で求めた成功確率を信号振幅に関して平均化し、パケット成功確率 $\overline{Q_s}$ は

$$\overline{Q_s} = \int_0^{\infty} Q_s(A_k) f(A_k) dA_k \quad (25)$$

となる。これよりスループット S は、その定義から

$$S = G \cdot \overline{Q_s} \quad (26)$$

のように得られる。

5. 数値例

4. で求めたスループットを評価する。なお比較のために、受信信号電力が均一の場合のスループットを考える。この場合、到着したパケットに対する復調/干渉除去の操作は、任意の順番で行われるものとする。つまり着目パケットの復調が基地局への到着時にどの順番で復調されるかは等確率で決定される。このとき、全パケットの受信信号振幅を A とすると

$$f(x) = \delta(A) \quad (27)$$

となる。また、式 (15) で求められる $P_U(A_k)$ を、状態 (n, l) からの遷移において着目パケットの復調される順番が遅くなる確率 $P_U(n, l)$ とする。これは新規に到着した干渉パケットが l 番目以内に復調される場合を考えて

$$P_U(n, l) = \frac{l}{n+1} \quad (28)$$

である。更に式 (22) を

$$P_s(n, l, 1|A) = \frac{1}{n+1} P_N(n) P_c(n, l|A) \quad (29)$$

とすればこの場合のスループットは求まる。

図 5 に $E_b/N_0 = 30$ [dB] のときのオフアードロードに対するスループット特性を示す。また更に図 6 に $E_b/N_0 = 7$ [dB] のときのスループット特性を示す。これらでは $N = 31$, $L = 500$ [bit] とした。両特性において、受信信号電力が不均一な場合の一例であるレイリーフェージング環境下では、SIC を用いることでスループット特性は改善されている。これは、SIC を用いることによって、MAI の影響が抑制されているためであると考えられる。このことは受信信号電力の均一な場合についてもいえる。また $E_b/N_0 = 7$ [dB] のときと $E_b/N_0 = 30$ [dB] のときを比較すると、 $E_b/N_0 = 7$ [dB] において受信信号電力の均一の場合、大きな雑音の影響をすべてのパケットが等しく受けてしまうため、特性劣化が顕著に現れることがわかる。

SIC を用いた場合、レイリーフェージング環境下の特性と受信信号電力の均一の場合の特性について考察

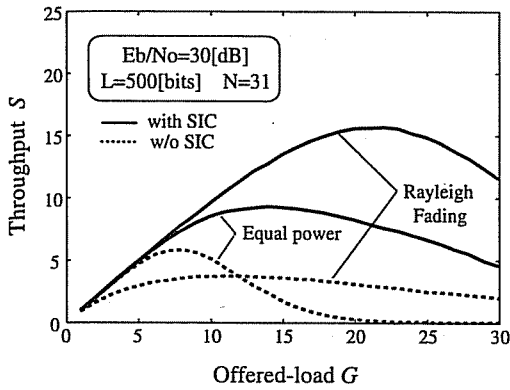


図 5 スループット特性 ($E_b/N_0 = 30$ [dB])
Fig. 5 Throughput Performance ($E_b/N_0 = 30$ [dB]).

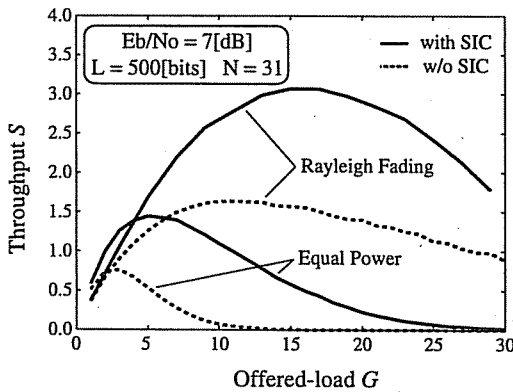


図 6 スループット特性 ($E_b/N_0 = 7$ [dB])
Fig. 6 Throughput performance ($E_b/N_0 = 7$ [dB]).

する。一般的に、レイリーフェージング環境下での特性は、受信信号電力の均一の場合の特性に比べて顕著に劣化する。実際に図 5 の SIC を用いない場合において、レイリーフェージング環境下での特性は、受信信号電力が均一な場合の特性よりも劣化する。また文献 [11] から引用した、同時送信局数に対する平均ビット誤り率特性を図 7 に示す。図 7 においても、SIC を用いた場合において、受信信号電力均一のときよりもレイリーフェージング環境下の方がビット誤り率特性は劣化する。しかしながら図 5 の SIC を用いた場合のスループット特性に着目すると、受信信号電力の均一な場合より、レイリーフェージング環境下の方が特性の良いことがわかる。これは、各パケットの受信信号電力及び MAI の影響の相違によるためと考えられる。

上記のことを明らかにするために、図 8 に受信信号

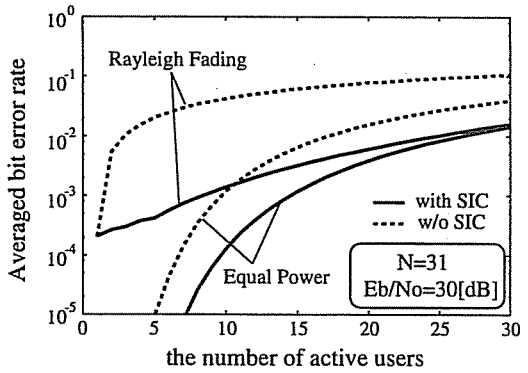


図 7 同時送信局数に対する平均ビット誤り率特性
Fig. 7 Averaged BER performance versus the number of active users.

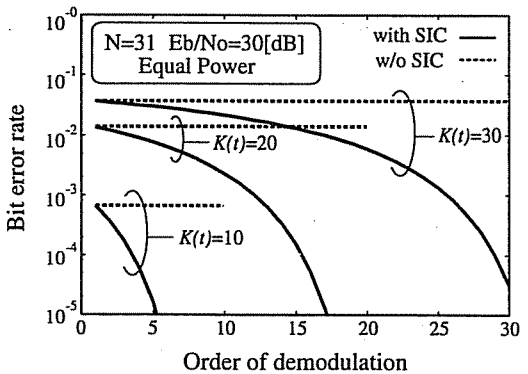


図 8 各パケットにおけるビット誤り率特性 (受信信号電力均一)
Fig. 8 BER performance on each packet under equal power.

電力均一の場合の、各パケットにおけるビット誤り率特性を、図 9 にレイリーフェージング環境下での各パケットにおけるビット誤り率特性を示す。これらのビット誤り率特性は、各パケットの復調がどの順番で行われたとき、どのようなビット誤り率になるかを示している。また SIC を用いない場合、ここでの順番は受信信号不均一の場合、パケットを信号電力の大きなものから並べたときのもの、受信信号電力均一の場合任意のパケットを指す。なお、図 9 では受信信号の振幅はレイリー分布に従うため、信号振幅に関して平均化したビット誤り率特性となっている。更に、これらのビット誤り率特性がパケットの伝送にどのような影響を与えているかを示すために、図 10 にオフロードに対するパケット成功確率特性を示す。

まず受信信号電力が均一の場合、図 8 より、復調/

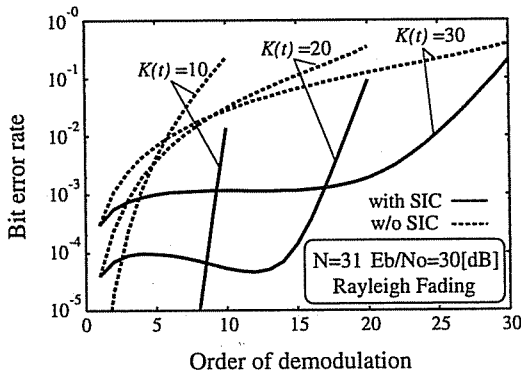


図 9 各パケットにおけるビット誤り率特性 (レイリーフェージング環境下)
Fig. 9 BER performance on each packet under Rayleigh fading.

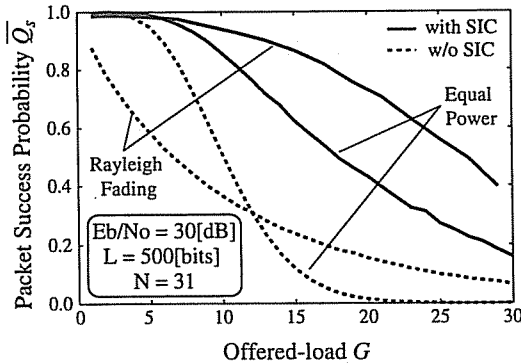


図 10 パケット成功確率
Fig. 10 Packet success probability.

干渉除去の操作が進むにつれてビット誤り率特性は良くなっていく。これは復調/干渉除去の操作が進むにつれて徐々に MAI の影響が抑えられるためである。このため伝送に成功するパケットは復調の行われる順番が後半のものだけに限られてくる。よってこの場合のパケット成功確率は、ビット誤り率を低くできる復調の行われる順番が後半のパケットの割合に依存することになる。これに対しレイリーフェージング環境下では、大きな MAI を与える受信信号電力の大きなパケットに対する復調/干渉除去の操作を先に行うことにより、図 9 のビット誤り率は復調の行われる順番が中盤のパケットまで大幅に改善される。しかし復調の行われる順番が後半のパケットではその受信信号電力が非常に小さく、干渉除去を行っても残存する MAI や雑音の影響を大きく受け、ビット誤り率を改善できない。よって伝送に失敗しやすくなる。したがって復

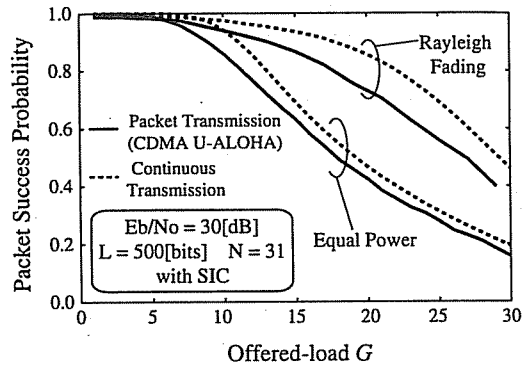


図 11 パケット伝送による特性劣化
Fig. 11 Performance degradation in packet transmission with SIC.

調の行われる順番が中盤までのパケットは伝送に成功し、この場合のパケット成功確率はより高く維持される。以上より、より多くのパケットが伝送に成功するレイリーフェージング環境下の方がスループット特性は良くなる。

次に、SIC にパケット伝送を用いたために生じる特性劣化を調べる。パケット伝送に SIC を用いると、連続信号の場合とは異なり、復調される順番の変化による信号の再生誤りが生じ、特性の劣化する可能性が考えられる。そこで図 11 に連続信号に SIC を用いた場合と、CDMA U-ALOHA 方式に SIC を用いた場合の特性を示し、このような劣化を明らかにする。ここではパケット成功確率を評価指標として用いた。また連続伝送の場合の特性として、同時送信局数をオフロードロードの値に固定した場合のパケット成功確率を用いた。なおこの場合、連続伝送の場合の干渉量と、パケット伝送の場合の 1 パケット当りの干渉量とが平均的に等しくなる。図 11 より受信信号電力の均一な場合、不均一な場合のどちらも CDMA U-ALOHA 方式に SIC を用いると連続信号の場合よりも特性は劣化している。本論文では 1 ビットでもその伝送に誤るとそのパケットの伝送は成功しないと仮定しているため、その復調される順番の変動で更にビット誤り率の悪い状況に落ち込んだとき、パケット伝送での特性劣化が顕著に現れる。図 11 よりこの劣化は比較的少なく、SIC を用いることで MAI の影響を抑え特性を改善することが期待できる。また、受信信号が均一の場合の劣化と、レイリーフェージング環境下での劣化を比較すると、レイリーフェージング環境下の方が特性は大きく劣化することがわかる。これは、図 8, 図 9

に示されるように、着目パケットの復調される順番が変動すると、受信信号電力が均一の場合よりもフェージング環境の方がビット誤り率が急しゅんに変動するためである。

以上の検討では、パケット通信方式は一般にその通信時間が短いことから信号振幅の正確な推定は難しいため、相関値出力をもとに信号の再生を行ってきた。しかしここでは信号振幅の推定を行い、干渉信号をスレッシュホールド判定値に推定した振幅値を乗算してから再生する場合と、干渉信号を相関値出力を再拡散して再生する場合との特性比較をスループット特性によって行う。スレッシュホールド判定値から干渉信号を再生する場合のスループット特性は、式 (17) を

$$\eta_{i+1}^n = \frac{1}{3N} \sum_{i=l+2}^{n+1} A_i^2 + \frac{N_0}{T_b} + \frac{1}{6N} \sum_{s=1}^l \left(\sigma_{A_s}^2 + 4A_s^2 \cdot P_b(n, s|A_s) \right) \quad (30)$$

とすればよい [12]。ただし $\sigma_{A_s}^2$ はユーザ s の振幅値の推定誤差の分散を示し、

$$P_b(n, s|A_s) = Q \left(\frac{A_s}{\sqrt{\eta_s^n}} \right) \quad (31)$$

である。これを図 12 に示す。ここでは簡単化のため $\sigma_{A_s}^2$ をすべてのユーザで等しく σ^2 としている。また $\sigma^2 = 0.0$ の場合は振幅推定が理想的に行える場合に相当する。図 12 より、振幅推定が理想的に行える場合、

スレッシュホールド判定値を用いた方が相関値出力を用いた場合よりも特性は良くなる。しかしながら σ^2 が大きくなる、つまり振幅の推定誤差が大きくなるにつれて、スレッシュホールド判定値を用いたときの特性は劣化し、相関値出力を用いた場合の特性を下回るようになる。よって、ある程度正確な振幅推定を行うことができればスレッシュホールド判定値を用いた方がよいが、そうでない場合は相関値出力を用いた方がよいといえる。

6. む す び

CDMA U-ALOHA 方式における MAI の影響を抑えてその特性改善を図るため、本論文では CDMA U-ALOHA 方式に干渉除去技術を用いたシステムを提案した。特に MAI の影響が大きくなる受信信号電力の不均一な状況を想定し、SIC を用いた場合の特性を明らかにした。特性評価指標としてビット誤り率特性を用いず、各パケットの送受信の成否を反映するスループットを用いた。評価の結果、SIC を用いると特性改善が見られ、特に特性が顕著に劣化することで知られている受信信号電力不均一下において、大きな特性改善があることがわかった。なお、減算に用いる信号の再生誤りによる特性劣化という、SIC を用いることによって生じる特性劣化は見られなかった。

本論文では受信信号電力の不均一が発生するモデルとしてレイリーフェージング環境を考えた。しかし他の受信信号電力が不均一な場合においても、ある程度受信信号電力にばらつきが見られる場合には本論文と同様な議論が成り立ち、提案方式によって顕著な特性改善が可能であると予測される。

謝辞 本研究の一部は、通信・放送機構の創造的情報通信技術開発推進制度の公募課題及び日本学術振興会科学研究費補助金の助成を受けて行われている。記して謝意を表する。

文 献

- [1] T. Yamazato, A. Ogawa, M. Katayama, and A. Jamalipour, "Introduction to CDMA ALOHA," IEEE Global Telecommunications Conference, Tutorial Note, TI-13, 1998.
- [2] P.W. Graaf and J.S. Lehnert, "Performance comparison of a slotted ALOHA DS/SSMA network and a multichannel narrow-band slotted ALOHA network," IEEE Trans. Commun., vol.46, no.4, pp.544-552, April 1998.
- [3] R.D.J. van Nee, R.N. van Wolfswinkel, and R. Prasad, "Slotted ALOHA and code division multiple access techniques for land-mobile satellite per-

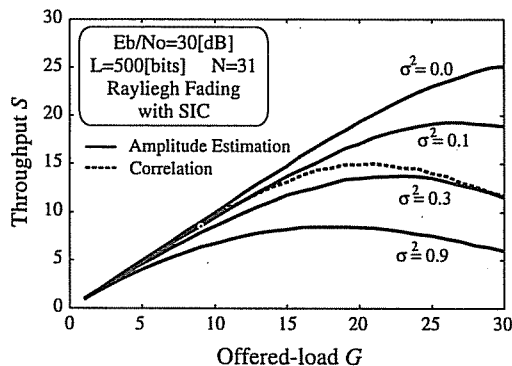


図 12 振幅推定を行った場合におけるスループット特性
Fig. 12 Throughput Performance with the amplitude estimation.

- sonal communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.13, no.2, pp.382-388, Feb. 1995.
- [4] M. Yin and V.O.K. Li, "Unslotted CDMA with fixed packet lengths," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.4, pp.529-541, May 1990.
 - [5] 岡田 啓, 佐藤 毅, 山里敬也, 片山正昭, 小川 明, "固定長パケット CDMA Unslotted ALOHA 方式の近似法に関する一検討," 信学技報, SST96-61, Dec. 1996.
 - [6] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版, 1988.
 - [7] 立川敬二, W-CDMA 移動通信方式, 丸善, 2001.
 - [8] S. Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.
 - [9] A. Duel-Hallen, J.M. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multi-user detection for CDMA systems," IEEE Pers. Commun., vol.2, no.2, pp.46-58, April 1995.
 - [10] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-SS communications," IEEE Commun. Mag., vol.34, pp.124-136, Oct. 1996.
 - [11] P.R. Patel and J.M. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/SS system," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.12, no.5, pp.796-807, June 1994.
 - [12] P.R. Patel and J.M. Holtzman, "Analysis of a DS/SS successive interference cancellation scheme using correlations," IEEE Global Telecommunications Conference, vol.1, pp.76-80, 1993.
 - [13] H. Fuji and S. Tachikawa, "Improvement methods of propagation error for multiple access interference successive cancellation techniques in DS/SS," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E81-A, no.7, pp.1423-1429, July 1998.
 - [14] Y. Tadokoro, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A new packet detection scheme in CDMA unslotted ALOHA system with successive interference cancellation," IEEE Global Communications Conference, vol.5, pp.3173-3177, San Antonio, U.S.A., 2001.

(平成 14 年 5 月 22 日受付, 9 月 10 日再受付,
10 月 24 日最終原稿受付)



田所 幸浩 (学生員)

2000 名大・工・電子情報卒。2002 同大学院博士課程前期課程了。現在, 同博士課程後期課程。2001 年会東海支部学生研究奨励賞受賞。パケット無線通信, マルチユーザ受信等の研究に従事。IEEE 学生員。



岡田 啓 (正員)

1995 名大・工・電子情報卒。1997 同大学院博士課程前期課程了。1999 同大学院博士課程後期課程了。工博。同年日本学術振興会特別研究員・PD。2000 名大・情報メディア教育センター・助手, 現在に至る。パケット無線通信, マルチメディアトラヒック, 符号分割多元接続方式, マルチユーザ受信等の研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。1996 年電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 1998 年会・学術奨励賞受賞。



山里 敬也 (正員)

1988 信州大・工・電子卒。1990 同大学院修士課程了。1993 慶大大学院博士課程了。工博。同年, 名大工学部電子情報学科助手。1998 同大情報メディア教育センター助教授, 現在に至る。1997 より 1998 まで, ドイツカイザースラウテルン大学客員研究員。スペクトル拡散通信, 変復調理論, トラヒック制御, 誤り制御などの研究に従事。1995 年会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



片山 正昭 (正員)

1981 阪大・工・通信工学卒。1986 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。1989 阪大大型計算機センター講師。1992 名大工学部電子情報学科講師。1993 同大助教授, 2001 年 7 月より情報メディア教育センター教授 (電子情報学専攻, 兼任) 現在に至る。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 米国ミシガン大学アンアール校工学部電気電子計算機科学科客員助教授。雑音理論, 信号伝送と変復調技術, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。1986 年会篠原記念学術奨励賞。1996 年, 2001 年会通信ソサイエティー功労感謝状。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



小川 明 (正員)

1960 名大・工・電気卒。同年国際電信電話 (株) (現 KDDI (株)) 入社。1981 同社研究所次長。1985 同社シドニー事務所長。1988 名大工学部教授。2000 より名城大学理工学部教授。工博。デジタル通信システム, スペクトル拡散及び CDMA システム, 移動体通信, 衛星通信に関する研究に従事。IEEE, SITA 及び映像情報メディア学会各会員。