

陪直交系列からなる接続系列を用いたCSK/SS ALOHA方式の 接続数に関する検討

小室信喜[†] 羽渕裕真^{††}

[†] 茨城大学大学院理工学研究科

^{††} 茨城大学工学部

〒316-8511 茨城県日立市中成沢4丁目12番1号

E-mail: †nkmr@cis.ibaraki.ac.jp, ††habuchi@mx.ibaraki.ac.jp

あらまし 本稿では、ALOHA方式と非直交系列を用いたコードシフトキーイング(Code Shift Keying; CSK)を組み合わせたCSK/SS ALOHA方式のスループット性能について検討されている。本方式において、非直交系列は陪直交系列を接続することによって構成されており、陪直交系列を接続する数を変化させた場合のスループット性能について検討されている。その結果、陪直交系列の接続数によって本方式のスループット性能が変化することが明らかにされている。

キーワード アロハ方式, 非直交系列, スループット特性

A Study on the Constructure of Concatenated Orthogonal Sequences of the CSK/SS ALOHA System

Nobuyoshi KOMURO[†] and Hiromasa HABUCHI^{††}

[†] Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University

^{††} Faculty of Engineering, Ibaraki University

Nakanarusawa 4-12-1, Hitachi-shi, Ibaraki, 316-8511 Japan

E-mail: †nkmr@cis.ibaraki.ac.jp, ††habuchi@mx.ibaraki.ac.jp

Abstract In this paper, the throughput performance of the CSK/SS ALOHA system with nonorthogonal sequences which combines the ALOHA system with Code Shift Keying (CSK) using nonorthogonal sequences is evaluated. The throughput performance of the CSK/SS ALOHA system is evaluated when varying the number of concatenating orthogonal sequences because the nonorthogonal sequences of this system are constructed by concatenating plural orthogonal sequences. Consequently, the throughput performance of this system varies by the number of concatenating orthogonal sequences.

Key words ALOHA system, nonorthogonal sequence, throughput performance

1. はじめに

車間通信や家庭内ネットワーク等において、無線技術を用いたネットワークの構築等に関する研究が行われている。ALOHA方式と直接拡散型スペクトル拡散通信 (Direct Sequence Spread Spectrum; DS/SS) 方式を組み合わせた DS/SS ALOHA 方式は、アクセス制御が容易である、システムの構成が容易である、パケットの競合による性能劣化の緩和できる等の点から注目されている [1]-[5]。この方式は、各ユーザにユーザを識別するための PN (Pseudo Noise) 系列を割り当て、各ユーザは割り当てられた PN 系列を用いてパケットのビットを拡散し、伝送するという方式である。DS/SS ALOHA 方式は上記の特長に加え、次のような特長を有している。(1) ユーザはパケットの生成と同時にパケットの送信が可能である。(2) スペクトル拡散通信の特長を有しており、秘話性・秘匿性・耐干渉性に優れている。

DS/SS ALOHA 方式の情報変調として M 個の直交系列をもつコードシフトキーイング (Code Shift Keying; CSK) を用いることによりスループット特性の改善が可能である [6]。この方式は、M-ary/SS ALOHA 方式と呼ばれており、系列数 M を増加させることによりビット誤り率をシャノンの限界に近づけることができるため、 M の増加によりスループット特性を改善することができる。筆者らは、これまでに非直交系列を用いた CSK/SS ALOHA 方式を提案してきた [7][8]。非直交系列を用いることにより系列間干渉に対する耐性が劣化する一方、直交系列のみを用いた CSK/SS ALOHA 方式よりも多くの系列を持つことができる。[7] では、3 個の陪直交系列を接続することにより非直交系列が構成されている。また [8] では、非直交系列は M_{con} 個の陪直交系列を接続することにより構成しており、 M_{con} の数を変化させた場合のスループット性能について検討されている。[8] では、パケットの干渉数をパケットの先頭の位置のみで見積もるパーフェクトキャプチャを仮定して検討されている。しかしながら、パケットの干渉数はパケットの送信中にも変化するため、それに対応したノンパーフェクトキャプチャの検討が必要であるが、これまで検討がなされていない。

そこで本稿では、ノンパーフェクトキャプチャの場合の陪直交系列を接続した系列を用いた CSK/SS ALOHA 方式のスループット性能について検討し、陪直交系列を接続する数を変化させた場合におけるスループット性能の評価を行う。

表 1 に、次節以降で利用する記号について示す。

2. システム構成

図 1 に本方式のシステム構成を示す。各ユーザはそれぞれ独立にパケットを生成する。各ユーザにはユーザを識別するために固有の Pseudo-Noise (PN) 系列が割り当てられている。また、すべてのユーザには同じ非直交系列が割り当てられている。図 2 には非直交系列の構成方法を示す。本方式は陪直交系列を M_{con} 個接続することによって非直交系列が構成されている。陪直交系列 # i から構成できる非直交系列のグループをグループ # i とする。各グループ間の系列は直交している。し

表 1 記号

L_{p-info}	1 パケットのビット数 [bit]
L_p	パケット長 [frames]
$2M_{os}$	陪直交系列の数
L_{mes}	直交系列のメッセージビット数 ($\log_2 M_{os}$)
M_{con}	陪直交系列の接続数
M_{non}	非直交系列の数
N_{bit}	非直交系列のメッセージビット数 ($L_{mes} + M_{con}$)
K	ユーザ数
k	干渉パケット数
G	1 パケット時間内の平均生成パケット数 (オフロード)
E_b	1 ビットあたりの送信信号エネルギー
N_0	雑音電力スペクトル密度

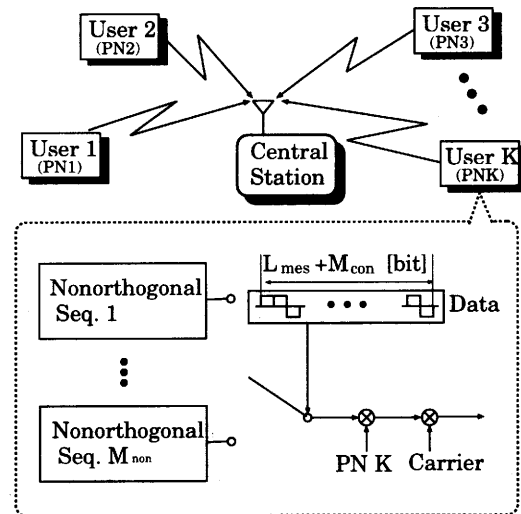


図 1 システムモデル

かし、同じグループ内の系列は非直交である。1 種類の陪直交系列から $2^{M_{con}}$ 個の非直交系列が構成される。したがって、 $2M_{os}(= 2^{L_{mes}+1})$ 個の陪直交系列から $M_{os}2^{M_{con}}$ 個の非直交系列が構成される。また、1 つの非直交系列が持つ情報ビット数は $N_{bit} = \log_2(M_{os}2^{M_{con}}) = (L_{mes} + M_{con})$ ビットである。

移動局側では、まずパケットの情報ビット、 L_{p-info} 、を $\frac{L_{p-info}}{N_{bit}} = L_p$ に分割し、 N_{bit} ビットのデータによって M_{non} 個ある非直交系列のうち 1 つの系列が選択される。次に、選択された非直交系列と各ユーザに割り当てられた PN 系列を乗算する。次に、 L_p 個のフレームから成るパケットを搬送波に乗せ、基地局側に送信する。

受信局側では、受信信号と搬送波及びユーザ識別のための PN 系列を乗算する。次に送信されてきた非直交系列を推定することによって N_{bit} ビットのデータを復調する。

3. 理論解析

3.1 解析条件

筆者らは以下の条件を仮定し、解析を行う。

- 1パケットが持つ情報ビット数を L_{p-info} に固定する。
- ユーザ数 K は無限大とする。
- オフロードロード G は1パケット区間 T_p における平均パケット生成数とする。そのとき、1チップ区間あたりの平均生成パケット数 G_{chip} は

$$G_{chip} = \frac{G}{L_p M_{non}}$$

である。

- 各パケットは全て等しい電力で受信されるものとする。
- 熱雑音として両側電力スペクトル密度が $N_0/2$ である白色ガウス雑音が存在するものとする。

3.1.1 系列成功率

1つの非直交系列を正しく判定する確率 P_c は次式で表される [9] [10]。

$$P_c = \left\{ 1 - \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{R1}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{R2}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{R3}}{M_{con}}} \right) \right\} \times \left\{ 1 - \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{L1}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{L2}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{L3}}{M_{con}}} \right) \right\} \times \dots \times \left\{ 1 - \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{L_{M_{con}}}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{2_{M_{con}}}}{M_{con}}} \right) - \frac{1}{12} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{3_{M_{con}}}}{M_{con}}} \right) \right\} \times (1 - P_{L_{m,c}}) \quad (1)$$

ここで $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ であり、送信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 SNR_{R1} , SNR_{R2} , SNR_{R3} は次式で与えられる。

$$SNR_{R1} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{k_i}{3M_{con}M_{os}} + \frac{1}{2} \left(\frac{N_{bit}E_b}{N_0} \right)^{-1} \right\}^{-1},$$

$$SNR_{R2} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{k_i \frac{M_{con}M_{os}}{3} + \sqrt{3}\sigma_i'}{(M_{con}M_{os})^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{N_{bit}E_b}{N_0} \right)^{-1} \right\}^{-1},$$

$$SNR_{R3} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{k_i \frac{M_{con}M_{os}}{3} - \sqrt{3}\sigma_i'}{(M_{con}M_{os})^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{N_{bit}E_b}{N_0} \right)^{-1} \right\}^{-1},$$

$$\sigma_i'^2 = k_i \left\{ (M_{con}M_{os})^2 \frac{33}{360} + M_{con}M_{os} \left(\frac{1}{20} + \frac{k_i - 1}{36} \right) - \frac{1}{20} - \frac{k_i - 1}{36} \right\}$$

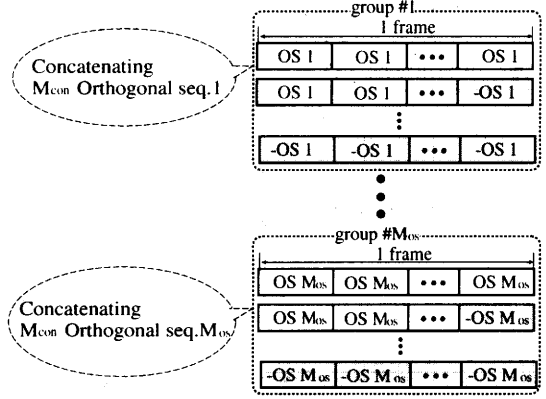


図2 非直交系列の構成

ただし、 k_i は i 番目の接続系列における干渉パケット数である。また、 $P_{L_{m,c}}$ は送信された陪直交系列の推定を誤る確率であり、次式で与えられる。

$$P_{L_{m,c}} = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} f(x_1) \times \left[\frac{2}{3} \int_{-\infty}^{x_1} f_1(x_{j+1}) dx_j + \frac{1}{6} \int_{-\infty}^{x_1} f_2(x_{j+1}) dx_j + \frac{1}{6} \int_{-\infty}^{x_1} f_3(x_{j+1}) dx_j \right]^{M_{os}-1} dx_1 \quad (2)$$

$f_1(x_j)$, $f_2(x_j)$, $f_3(x_j)$ は相関器出力の確率密度関数であり、

$$f_1(x_j) = f_1(|q_{j1}|) \otimes f_1(|q_{j2}|) \cdots \otimes f_1(|q_{jM_{con}}|),$$

$$f_2(x_j) = f_2(|q_{j1}|) \otimes f_2(|q_{j2}|) \cdots \otimes f_2(|q_{jM_{con}}|),$$

$$f_3(x_j) = f_3(|q_{j1}|) \otimes f_3(|q_{j2}|) \cdots \otimes f_3(|q_{jM_{con}}|)$$

と表される。ここで、

$$f_1(q_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1j_i}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{q_j - \mu_{j_i}}{\sigma_{1j_i}} \right)^2 \right\},$$

$$f_2(q_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1j_i}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{q_j - \mu_{j_i}}{\sigma_{1j_i}} \right)^2 \right\},$$

$$f_3(q_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1j_i}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{q_j - \mu_{j_i}}{\sigma_{1j_i}} \right)^2 \right\}$$

である。 q_j は i 番目の接続系列における j 番目の相関器出力、 μ_{j_i} は q_j の平均である。 σ_{1j_i} , σ_{2j_i} , σ_{3j_i} はそれぞれ、

$$\sigma_{1j_i} = \frac{N_{bit}/M_{con}}{2SNR_{R1}},$$

$$\sigma_{2j_i} = \frac{N_{bit}/M_{con}}{2SNR_{R2}},$$

$$\sigma_{3j_i} = \frac{N_{bit}/M_{con}}{2SNR_{R3}}$$

であり、 \otimes は畳み込み積分である。

3.2 スループット性能

本方式のパケットの到着の様子及び着目パケット (my packet)

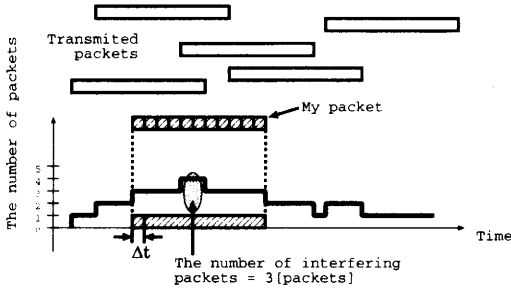


図3 同時送信局数の遷移

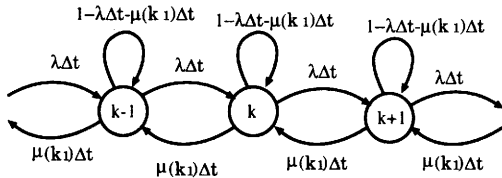


図4 干渉パケット数の状態遷移

に対する同時送信局数の遷移の様子を図3に示す。本方式は Unslotted 型の ALOHA 方式を用いており、図3に示すように同時送信パケット数が時々刻々と変化することになる。パケットの生成がポアソンであり、パケット長が固定であるとき、同時送信パケット数の遷移はマルコフ過程の $M/D/\infty$ のシステムの遷移と同じであると考えられる。ポアソン生起を仮定した場合、微小時間 Δt に同時に2個以上のパケットが発生することはほとんどないため、 Δt における干渉パケット数の増加は1とみなすことができる。また、パケット長が固定であるため、干渉パケット数の減少も1とみなすことができる。ゆえに、干渉パケット数が k であるとき、次の時間には $k+1$, k , $k-1$ の3つの状態のいずれかになる。パケットの1番目の系列における干渉パケット数を k_1 とする。干渉パケット数の状態遷移はマルコフモデルによって得られ、その状態遷移を図4に示す。ただし、発生率 λ は G/T_p であり、終了率 $\mu(k_1)$ は、 k_1/T_p である。干渉パケット数の状態方程式は次式となる。

$$P_k(t + \Delta t) = P_k(t)(1 - \mu(k_1)\Delta t - \lambda\Delta t) + P_{k-1}(t)\lambda\Delta t + P_{k+1}(t)\mu(k_1)\Delta t \quad (3)$$

ここでは Δt は1倍直交系列時間と同じであるものとする。

1番目のフレームから $i-1$ 番目のフレームまでのパケットが送信に成功し、 i 番目のフレームにおける干渉パケット数が k であると仮定する。その時、パケット成功確率 $P_S(k, i, k_1)$ は式(3)と式(1)より得られ、

$$P_S(k, i, k_1) = P_S(k, i-1, k_1)(1 - \mu(k_1)\Delta t - \lambda\Delta t)P_c + P_S(k-1, i-1, k_1)\lambda\Delta tP_c(k-1) + P_S(k+1, i-1, k_1)\mu(k_1)\Delta tP_c(k+1) \quad (4)$$

となる。ただし、

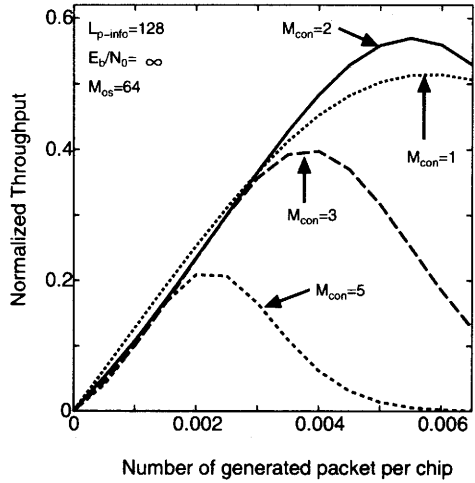


図5 スループット性能

$$P_{S_i}(k = k_1, 1, k_1) = \frac{G^{k_1}}{k_1!} \exp(-G)$$

である。パケット長が L_p である時、パケット成功確率 \bar{Q} は次式で表される。

$$\bar{Q} = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{k_1=0}^{\infty} P_{S_i}(k, L_p, k_1)P_c \quad (5)$$

本方式のスループット性能 S_{non} は次式で表される。

$$S_{non} = G\bar{Q} \quad (6)$$

1パケットが持つ情報ビットを考慮したスループット性能 S_{info} は、

$$S_{info} = G\bar{Q}N_{bit}L_p \quad (7)$$

となる。以上より、1パケットあたりのチップ数で正規化したスループット S_{norm} は次式の通り得られる。

$$S_{norm} = \frac{S_{info}}{M_{con}M_{os}L_p} = \frac{N_{bit}S_{non}}{M_{con}M_{os}} \quad (8)$$

4. 性能評価

図5に本方式のスループット性能を示す。パケット長 $L_{p-info} = 128$, $E_b/N_0 = \infty$, 接続する倍直交系列の数 $M_{os} = 64$, 倍直交系列の接続数 $M_{con} = 1, 2, 3, 5$ である。図の縦軸は正規化したスループットであり、横軸は1チップ時間あたりに発生するパケット数である。図より、本方式のスループット性能には最大値が存在することがわかる。また、本方式のスループット性能は倍直交系列の接続数 M_{con} によって変化することがわかる。

図6にパーフェクトキャプチャ、ノンパーフェクトキャプチャで解析した場合の本方式の M_{con} を変化させた場合の最大スループットを示す。 $L_{p-info} = 128$, $E_b/N_0 = \infty$, $M_{os} = 64$

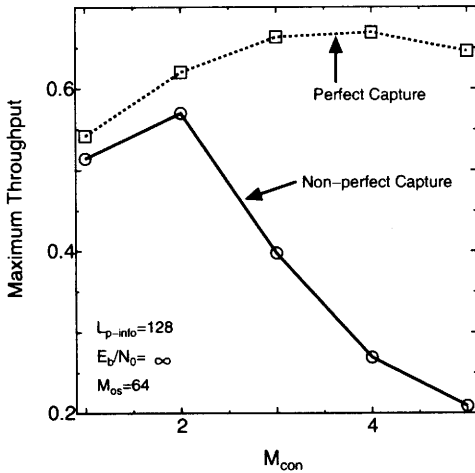


図6 最大スループット性能

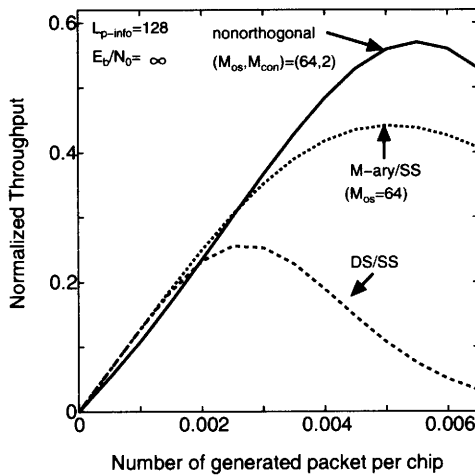


図7 スループット性能の比較

である。図の縦軸は最大スループットであり、横軸は陪直交符号の接続数 M_{con} である。図より、最大スループットは M_{con} によって変化しており、最大スループットを最大にする M_{con} が存在することがわかる。図6においては、パーフェクトキャプチャの場合の最適の M_{con} は4であり、ノンパーフェクトキャプチャの場合の最適の M_{con} は2である。

図7に本方式、DS/SS ALOHA 方式及び M-ary/SS ALOHA 方式のスループット性能を示す。 $L_{p-info} = 128$, $E_b/N_0 = \infty$, $M_{os} = 64$, $M_{con} = 2$ である。また、DS/SS ALOHA 方式の PN 系列長及び M-ary/SS ALOHA 方式の直交系列長は 64 であり、M-ary/SS ALOHA 方式における直交系列の数は 64 である。図より、本方式のスループット特性は DS/SS ALOHA 方式及び M-ary/SS ALOHA 方式のスループット特性よりも優れていることがわかる。本方式の最大スループットは DS/SS ALOHA 方式よりも約 2.2 倍、M-ary/SS ALOHA 方式よりも約 1.3 倍高い。

5. おわりに

本研究では、ALOHA 方式と非直交系列を用いたコードシフトキーイング (Code Shift Keying; CSK) を組み合わせた CSK/SS ALOHA 方式のノンパーフェクトキャプチャの場合のスループット性能について検討を行った。本方式において、非直交系列は陪直交系列を接続することによって構成されており、陪直交系列を接続する数を変化させた場合についてスループット性能の評価を行った。その結果、

- 陪直交系列の接続数によって本方式のスループット性能が変化する。接続数の最適値はノンパーフェクトキャプチャとパーフェクトキャプチャでは異なることを明かにした。
- 本方式のスループット特性は DS/SS ALOHA 方式や M-ary/SS ALOHA 方式よりも優れていることが明らかとなった。

謝辞

本研究の一部は科学研究費 (基礎研究 C) の補助により行われた。

文献

- [1] Robert K. Morrow, Jr., James S. Lehnert: "Packet Throughput in Slotted ALOHA DS/SSMA Radio Systems with Random Signature Sequences", IEEE Transactions on Communications, Vol.40, No.7, pp.1223-1230, July 1992.
- [2] Richard D. J. van Nee, Rogier N. Van Wolfswinkel, Ramjee Prasad: "Slotted ALOHA and Code Division Multiple Access Techniques for Land-Mobile Satellite Personal Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.13, No.2, pp.382-388, February 1995.
- [3] Takeshi Sato, Hiraku Okada, Takaya Yamazato, Masaaki Katayama, Akira Ogawa: "Throughput Analysis of DS/SSMA Unslotted ALOHA System with Fixed Packet Length", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.14, No.4, pp.750-755, May 1996.
- [4] Jun-Kui AHN, Een-Kee HONG, Tae-Joong KIM and Keum-Chan WHANG: "Throughput Analysis of 1/N Slotted DS-CDMA Packet Radio Networks Using a Slot-Averaged SIR Model", IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, No.4, pp.952-959, April 2001.
- [5] 岡田啓, 山里敬也, 片山正昭, 小川明: "有限ユーザ CDMA Unslotted ALOHA 方式のスループット解析法に関する一検討", 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J81-A, No.7, pp.1089-1093, 1998年7月
- [6] Tsuyoshi Arai, Hiromasa Habuchi: "Performance in the SSMA Unslotted ALOHA systems with the M-ary/SS Technique", ICICS'99, No.302, November 1999.
- [7] Nobuyoshi Komuro, Hiromasa Habuchi and Masaru Kamada: "Throughput Analysis of Nonorthogonal Multilevel Spread ALOHA Systems", Proc. GLOBECOM'02, vol2, pp1825-1829, Nov. 2002.
- [8] Nobuyoshi Komuro and Hiromasa Habuchi: "Throughput of the CSK/SS ALOHA System with Nonorthogonal Sequences", Proc. WPMC'03, Vol3/3, pp.(V3-483)-(V3-487), Oct. 2003
- [9] Kouji OHUCHI, Hiromasa HABUCHI, Toshio TAKEBAYASHI: "A Theoretical Analysis of the Synchronous SS-CSC/CDMA System", IEICE TRANSACTIONS on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, No.11, pp.2291-2297, November 1998.
- [10] Jack M. Holtzman: "A Simple, Accurate Method to Calculate Spread-Spectrum Multiple-Access Error Probabilities", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL.40, NO.3, pp.461-464, MARCH 1992.