

CPM-CDMA システムのための位相拡散系列の構成手法

学生員 森岡 和行^{*a)} 非会員 アサノ デービッド^{**}

A Method to Construct Phase Spreading Sequences for CPM-CDMA Systems

Kazuyuki Morioka^{*a)}, Student Member, David Asano^{**}, Non-member

(2013年2月1日受付, 2013年12月17日再受付)

In this paper, a construction method for phase spreading sequences which is suitable for CPM-CDMA systems is proposed. Using these sequences, the performance of asynchronous CPM-CDMA systems with traditional BPSK/OQPSK-CDMA systems and the tradeoff between spreading factor and modulation parameters are considered. Numerical results show that the optimal modulation index for CPFSK-CDMA systems is $h = 0.5$ and the performance is better for lower values of $B_b T_c$ in GMSK-CDMA systems. Also, we found that the user capacities of MSK-CDMA systems are 2.3 times larger than that of BPSK/OQPSK-CDMA systems.

キーワード: 位相連続変調 (CPM), 位相連続周波数偏移変調 (CPFSK), 最小偏移変調 (MSK), ガウス型最小偏移変調 (GMSK), 符号分割多元接続 (CDMA), 位相拡散系列 (PSS)

Keywords: Continuous phase modulation, Continuous phase frequency shift keying, Minimum shift keying, Gaussian minimum shift keying, Code division multiple access, Phase spreading sequence

1. はじめに

近年, 様々なデバイスがネットワークに繋がり, モノとモノ同士で通信を行い, インターネットと連携してサービスを行う, M2M (Machine to machine) や IoT (Internet of things) が次世代の社会インフラとして注目されている。このような社会基盤の実現には, 配線コストのかからない無線通信技術が必須であり, 大量のデバイスから情報を収集する無線センサネットワークへの期待が高まっている。無線センサデバイスへの要件としては, 通常の電池で何年も動作し続けられるよう低消費電力であることや, セキュリティ面から秘匿性に優れていること等が重要である。例えば, ZigBee^{†1} の物理層規格として採用されている, IEEE 802.15.4^{††2} では, 変調方式として, 周波数拡散方式が採用

されている。さらに, 周波数拡散方式の一次変調方式として, 振幅変動が小さく, 増幅器の線形性への要求が小さい OQPSK (Offset quadrature phase shift keying) が用いられ, 電力利用効率を向上させている。

OQPSK は, CPM (Continuous phase modulation) の特別なケースとみることができる^①。CPM は, 位相が連続的に遷移するため, スペクトル特性に優れ, また定包絡線特性を持つため電力利用効率に優れた魅力的な変調方式である。そのため, CPM を CDMA (Code division multiple access) の一次変調方式として用いる CPM-CDMA システムの検討が多くなされている^{②-④}。

Garber ら^②は, BPSK/QPSK よりも優れたスペクトル特性を持つ OQPSK を CDMA の一次変調方式として用いるシステムを提案した。Lehnert^③は, OQPSK をサイン波で波形整形した方式である MSK (Minimum shift keying) を CDMA の一次変調方式として用いた。これらの研究では, ガウス近似を用いて誤り率特性を解析している。一方, Hsu ら^④は, MAI (Multiple access interference) の解析を詳細に行っている。

一般的な CPM-CDMA システムは, Svensson^⑤によって検討され, Lane ら^⑥によって, Multi- h CPM へ拡張された。Lane らはまた, CPM の記憶を持つという特性を利用し, 復

a) Correspondence to: Kazuyuki Morioka. E-mail: Kazuyuki.Morioka@gmail.com

* 信州大学大学院総合工学系研究科
〒380-8553 長野市若里 4-17-1

Department of Mathematics and System Development, The Interdisciplinary Graduate School of Science and Technology, Shinshu University
4-17-1, Wakasato, Nagano 380-8553, Japan

** 信州大学工学部情報工学科

〒380-8553 長野市若里 4-17-1

Department of Computer Science & Engineering, Shinshu University

4-17-1, Wakasato, Nagano 380-8553, Japan

[†] <http://www.zigbee.org/>

^{††} <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>

調に MLSD (Maximum likelihood sequence detection) を適用した。さらに、CPM はパスメモリを持つため、完全な同期が不要であることから、非同期 CDMA システムで CPM を用いることが有効であると指摘している。Hsu らの Multi- h CPM-CDMA システムについて、理論解析を行い、スペクトル密度や平均誤り率等の性能評価指標を導出している。このように、これまでに CPM-CDMA システムに関する多くの研究が行われ、CPM-CDMA 方式の有効性が示されてきた。

一方、CPM-CDMA システムに適した拡散符号の検討はほとんどなされていない。Yang ら⁽¹⁰⁾は、CPM-CDMA システムに適した符号について検討し、完全直交位相拡散系列 (perfect orthogonal phase spreading sequences) をコンピュータ探索によって求めた。しかし、長い符号の探索には時間がかかり、また完全に直交する符号系列自体の数も少ない。さらに、文献(10)では、CPM における変調指数 h が 0.5 の場合しか検討されていない。本論文では、任意の変調指数 h について、任意の長さの拡散位相系列 (PSS: Phase spreading sequences) を構成する手順を提案する。本論文で構成する PSS は完全な直交系列ではないが、符号間距離の観点から良好な特性を持ち、また、符号系列の数も多く、容易に構成することが可能である。さらに、文献(10)では、従来の M 系列や Gold 系列との比較や、CPM の変調パラメータである h と性能の関連性等に関する検討がなされていない。本論文では、これらの検討についても行う。

さらに、本論文で提案した PSS を用いた CPM-CDMA システムの性能評価を行う。CDMA システムの評価を行う場合には、拡散利得と占有帯域幅に影響を与える変調パラメータとのトレードオフを考慮することが重要である。ところが、これまでの CPM-CDMA システムに関する研究においては、変調パラメータと帯域幅におけるトレードオフの検討がなされていない。Asano ら⁽¹¹⁾は、拡散利得と CPM の変調指数 h との間にトレードオフの関係があることを指摘し、拡散後の帯域幅が一定という条件下での性能評価を行った。しかし、文献(11)では、比較対象である BPSK に帯域制限フィルタを用いていないため、BPSK との比較において公平性を欠く評価となっている。実際のシステムでは、BPSK には帯域制限フィルタが用いられるため、帯域制限フィルタを用いた場合の BPSK との比較を行うことが重要である。本論文では、性能評価において、比較対象である従来型の CDMA システムには帯域制限フィルタを適用する。さらに、拡散後の帯域幅が一定という条件下で最適な変調パラメータも導出する。

CPM-CDMA システムは、復調負荷を犠牲にすることで、スペクトル特性と電力利用効率を同時に改善可能である。復調負荷を軽減するために、本論文では受信器にビタビアルゴリズムを適用した。なお、センサネットワークにおいては、送信側であるセンサノードは低消費電力であることが必須であるが、センサノードからの情報を収集するシンクノードにおいては、固定電源に接続していることが想定

されており、受信側の電力制約は送信側程シビアではない。そのため、CPM-CDMA システムは、センサネットワークにおける多元接続方式として魅力的である。IEEE 802.15.4 における OQPSK による周波数拡散方式では、CDMA による多元接続は行われていないが、本論文における評価によって、CPM-CDMA システムが、センサネットワークにおける多元接続方式としても有効であることを示す。

本論文の構成は以下のようになっている。まず、第 2 章において、CPM-CDMA のシステムモデルを示す。また、拡散利得と変調パラメータのトレードオフについて述べ、拡散後の帯域幅が一定となるような拡散率を求める。第 3 章では、任意の変調指数、任意の符号長を持つ位相拡散系列の構成方法を述べる。第 4 章では、コンピュータシミュレーションによる性能評価の結果を示し、考察を行う。最後に、第 5 章において結論を述べる。

2. システムモデル

本論文では、複数の送信側ノード (センサノード) に対して受信側ノード (シンクノード) 1 の上りリンク回線における非同期型 CDMA システムを想定する。すなわち、送信側は電池で駆動するため電力制約が厳しいが、受信側は電源に接続されているため電力制約は送信側程厳しくない状況を想定している。

(2-1) 送受信信号モデル おのおののユーザは、 $\log_2 M$ シンボルのデータを送信するために、 M 個の拡散系列が割り当てられる。 M が 2 の場合を考えると、拡散系列は次のように表される。

$$\begin{aligned} \alpha_0^{(k)} &= \{\alpha_{0,0}^{(k)}, \alpha_{0,1}^{(k)}, \dots, \alpha_{0,N-1}^{(k)}\}, \text{シンボルが } +1 \text{ の場合,} \\ \alpha_1^{(k)} &= \{\alpha_{1,0}^{(k)}, \alpha_{1,1}^{(k)}, \dots, \alpha_{1,N-1}^{(k)}\}, \text{シンボルが } -1 \text{ の場合.} \end{aligned}$$

ここで、 k ($0 \leq k \leq K-1$) は、第 k 番目のユーザを表しており、 K は、システム内の総ユーザ数を表している。

第 k 番目のユーザに割り当てられた、第 j 番目の拡散系列における、第 i 番目のチップを $\alpha_{ji}^{(k)} \in \{-1, +1\}$ と表す。また、 N を拡散系列長とする。シンボルとマッピングされた系列は、CPM 変調器への入力として用いられ、位相連続信号が生成される。

送信信号 $s_k(t)$ は以下のように表される⁽¹⁾。

$$s_k(t) = A \cos[2\pi f_c t + \phi_k(t, \alpha_j^{(k)})]. \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 A は送信信号の振幅で、 f_c はキャリア周波数を表している。 $\phi_k(t, \alpha_j^{(k)})$ は、第 k 番目のユーザの拡散系列にマッピングされた位相であり、次のように表される。

$$\phi_k(t, \alpha_j^{(k)}) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_{ji}^{(k)} q(t - iT_c). \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 T_c をチップインタバル、 T をシンボルインタバルとすると、拡散符号長は $N = T/T_c$ で表される。 h は CPM における変調指数を表しており、 $h = 2q/p$ (p と q は互いに素な正の整数) とする。また、 $\alpha_{ji}^{(k)}$ における i は、 N を法

として表される。すなわち, $\alpha_{j-1}^{(k)} = \alpha_{j,N-1}^{(k)}, \alpha_{j-2}^{(k)} = \alpha_{j,N-2}^{(k)}, \dots, \alpha_{j-L}^{(k)} = \alpha_{j,N-L}^{(k)}$ となる。また, 式 (2) における関数 $q(t)$ は, 以下で定義される位相連続関数である。

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \dots \dots \dots (3)$$

ここで, $g(t)$ が以下で表される方形パルスであり, $L = 1$ の場合には, 変調信号 $s_k(t)$ は, CPFSK (Continuous phase frequency shift keying) と呼ばれる⁽¹⁾。

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT_c}, & 0 \leq t \leq LT_c \\ 0, & \text{その他の場合.} \end{cases} \dots \dots \dots (4)$$

特に, $h = 0.5$ の場合, CPFSK 信号は MSK (Minimum shift keying) となる⁽¹⁾。

さらに, $g(t)$ が以下で表されるガウスパルスである場合, GMSK (Gaussian MSK) と呼ばれる⁽¹⁾。

$$g(t) = \frac{1}{2T_c} \left[Q\left(2\pi B_b \frac{t - \frac{T_c}{2}}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi B_b \frac{t + \frac{T_c}{2}}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \\ 0 \leq B_b T_c \leq 1.$$

ここで, B_b は, ガウスフィルタにおける 3dB 帯域幅であり, $Q(t)$ は次のように表される。

$$Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2}\right) d\tau \dots \dots \dots (5)$$

また, 受信信号は, すべてのユーザの送信信号が加算された後, AWGN (Additive white Gaussian noise) が付与され, 次のように表される。

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} A \cos[2\pi f_c t + \phi_k(t - \tau_k, \alpha_j^{(k)}) + \xi_k] + n(t). \\ \dots \dots \dots (6)$$

ここで, $n(t)$ は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である。遅延時間 τ_k は, $[0, T]$ で一様分布に従う確率変数とする。また, 位相オフセット ξ_k は, $[0, 2\pi]$ で一様分布に従う確率変数とする。ここで, 一般性を失うことなく, 第 1 番目のユーザの遅延時間 τ_0 と位相オフセット ξ_0 をゼロとし, その他のユーザの遅延時間と位相オフセット $\tau_k, \xi_k, k = 1 \dots K-1$ は, 第 1 ユーザとの相対的な差として定義する。Fig. 1 に CPM-CDMA システムのブロック図を示す。ここで, 図中の $d_k, k = 0 \dots K-1$ は, 第 k ユーザの送信シンボルを表している。最後に, 本論文では, CPM 変調を規定する, 変調指数 h , パルス継続幅 L , パルス形状 g , および GMK の場合における正規化 3dB 帯域幅 $B_b T_c$ をまとめて「変調パラメータ」と定義する。

〈2・2〉 受信器の構成 ここでは, 本論文で扱う CPM-CDMA システムにおける受信器の構成について述べる。区間 $lT_c \leq t < (l+1)T_c$ において, 式 (2) は次のように展開できる⁽¹⁾。

$$\phi_k(t, \alpha_j^{(k)}) = 2\pi h \sum_{i=l-(L-1)}^l \alpha_{j,i}^{(k)} q(t - iT_c) + \theta_l \dots \dots \dots (7)$$

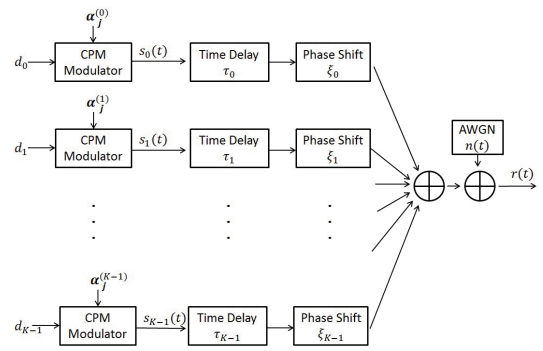


Fig. 1. Block diagram of CPM-CDMA systems.

$$= \theta(t, \alpha_j^{(k)}, l) + \theta_l. \dots \dots \dots (8)$$

ここで,

$$\theta(t, \alpha_j^{(k)}, l) = 2\pi h \sum_{i=l-(L-1)}^l \alpha_{j,i}^{(k)} q(t - iT_c), \dots \dots \dots (9)$$

であり, また,

$$\theta_l = \left[h\pi \sum_{i=-\infty}^{l-L} \alpha_{j,i}^{(k)} \right] \pmod{2\pi}, \dots \dots \dots (10)$$

となる。

ここで, $\theta(t, \alpha_j^{(k)}, l)$ は, 第 l 番目のチップインタバルにおける, 現在の位相であり, θ_l は, 第 $(l-1)$ 番目のチップインタバルまでの位相の遷移を表している。すなわち, 位相 $\phi_k(t, \alpha_j^{(k)})$ は, 過去の状態遷移における積算部分と最新の L チップインタバルに依存する部分に分けることができる⁽¹⁾。

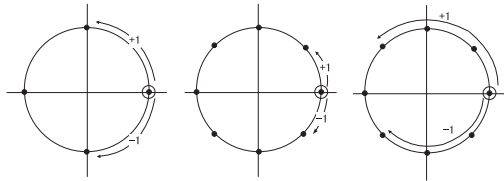
ここで, $h = 2q/p$ (p と q は互いに素な正の整数) とすると, θ_l は次のように表される。

$$\theta_l = \frac{2\pi}{p} \times q \times \sum_{i=-\infty}^{l-L} \alpha_{j,i}^{(k)} \pmod{2\pi}. \dots \dots \dots (11)$$

よって, θ_l は, $2\pi/p$ の倍数となり, 位相のとり得る値の数は $2\pi/(2\pi/p) = p$ となる。さらに, おおののチップインタバルにおいて, チップの値に応じて, q 単位ずつ遷移することになる (式 (11) の $\times q$ の部分に相当)。

Fig. 2 は, $h = 0.5, h = 0.25, h = 0.75$ の場合の例を示している。 $h = 0.5$ ($p = 4, q = 1$) の場合, 位相の取り得る値は, $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ の 4 つである。また, $q = 1$ であるので, 位相はチップインタバルごとに 1 単位ずつ遷移する (Fig. 2 の (a))。同様に, $h = 0.25$ ($p = 8, q = 1$) の場合, 位相の取り得る値は, $0, \pi/4, \pi/2, \pi, 3\pi/4, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4$ の 8 つである。この場合も, $q = 1$ なので, 1 単位ずつ遷移する (Fig. 2 の (b))。 $h = 0.75$ ($p = 8, q = 3$) の場合, 位相の取り得る値は $h = 0.25$ の場合と同じ 8 つである。この場合, $q = 3$ であるので, チップインタバルごとに 3 単位ずつ遷移することになる (Fig. 2 の (c))。

このように CPM は現在のシンボルが過去のシンボルに依存するため, 誤り率特性を改善するために, MLSD (Maximum likelihood sequence detection) を適用することが可能



(a) $h=0.5, p=4, q=1$. (b) $h=0.25, p=8, q=1$. (c) $h=0.75, p=8, q=3$.
 Fig. 2. Phase transitions in CPM-CDMA systems.

である。本論文では、効率よく復調を行うために、ビタビアルゴリズムを適用した。CPMにおけるビタビアルゴリズムを用いた復調方式については、文献(1)の6.5.3節に詳しく記述されている。さらに、文献(12)において、CPM-CDMAシステムへのビタビアルゴリズムの適用について述べている。受信アルゴリズムの詳細については、誌面の都合上省略するが文献(1)(12)を参照されたい。

〈2・3〉 拡散符号長 アサノらは、CPM-CDMAシステムにおいて拡散利得と変調指数の間にトレードオフが存在することを指摘した⁽¹¹⁾。CDMAシステムにおいては、より長い拡散符号長を用いることで、ユーザ容量を増やすことが可能であるが、その分より広い帯域を必要とする。一方、CPMにおいては、より小さな変調指数を用いることで、必要帯域を狭くすることができる。CDMAシステムの性能評価においては、拡散後の帯域幅が一定という条件のもとで比較を行うことが重要である。帯域幅の定義には様々あるが、本論文では、一般的に用いられる、 $X\%$ 帯域幅を用いる。ここで、 $X\%$ 帯域幅 B_X は、全体の電力のうち $X\%$ を含む帯域幅として定義され、次のように表される。

$$\frac{\int_{-B_X/2}^{B_X/2} S(f)df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f)df} = \frac{X}{100} \dots \dots \dots (12)$$

ここで、 $S(f)$ はスペクトル密度を表している。 $X\%$ 帯域幅 B_X は、式(12)を数值的に計算することで求めることができる。また、式(12)におけるスペクトル密度 $S(f)$ は、信号の自己相関関数をフーリエ変換することで求めることができる。式(12)を数值的に計算して求めた CPFSK と GMSK における 99% 帯域幅 (両側波帯) を Table 1 における列「 B_{99} 」列に示す。ここで、表中の $B_b T_c$ は、ガウスフィルタにおける 3dB 帯域幅とチップインタバルの積を表している。また、スペクトル密度 $S(f)$ は文献(13)に基づいて計算を行った。

次に、従来の BPSK/OQPSK-CDMA システムとの比較を行うために、ルートコサインロールオフフィルタを用いた場合の BPSK/OQPSK の 99% 帯域幅も求める必要がある。本論文では、帯域制限された BPSK/OQPSK の 99% 帯域幅 (両側波帯) は、文献(14)の Table 1 より、次のようにして求めた。例えば、文献(14)の Table 1 において、GMSK ($BT = 0.5$) の 99% 帯域幅のスペクトル効率 ((bits/s)/Hz) は、 $R_b/B = 0.97$ となっている。ここで、GMSK のビットレート R_b は、 $R_b = 1.0$ であるので、 $B = R_b/0.97 = 1.031$ となる。これは、スペクトル密度 $S(f)$ から数値積分によって求めた、GMSK の 99% 帯域幅とほ

Table 1. 99% bandwidth of CPFSK and GMSK.

| CPFSK | | GMSK | |
|-------|----------|-----------|----------|
| h | B_{99} | $B_b T_c$ | B_{99} |
| 0.25 | 0.898 | 0.2 | 0.792 |
| 0.375 | 1.082 | 0.3 | 0.914 |
| 0.5 | 1.182 | 0.4 | 0.988 |
| 0.625 | 1.600 | 0.5 | 1.034 |
| 0.75 | 1.846 | 0.6 | 1.064 |

Table 2. 99% bandwidth of root-raised-cosine roll off filtered BPSK and OQPSK.

| BPSK | R_b/B_{99} | B_{99} | OQPSK | R_b/B_{99} | B_{99} |
|----------------|--------------|----------|----------------|--------------|----------|
| $\alpha = 1.0$ | 0.610 | 1.639 | $\alpha = 1.0$ | 1.220 | 1.639 |
| $\alpha = 0.5$ | 0.790 | 1.266 | $\alpha = 0.5$ | 1.580 | 1.266 |
| $\alpha = 0.0$ | 1.010 | 0.990 | $\alpha = 0.0$ | 2.020 | 0.990 |

ぼ一致していることが分かる (本論文の Table 1 における $B_b T_c = 0.5$ の場合)。

同様に、文献(14)の Table 1 を用いて、ルートコサインロールオフフィルタを用いた場合の BPSK/OQPSK の 99% 帯域幅を求めることができる。例えば、文献(14)の Table 1 において、OQPSK ($\alpha = 1.0$) の 99% 帯域幅のスペクトル効率 ((bits/s)/Hz) は、 $R_b/B = 1.220$ となっている。ここで、OQPSK のビットレート R_b は、 $R_b = 2.0$ であるので、 $B = R_b/1.220 = 1.639$ となる。ロールオフ率 1.0, 0.5, 0.0 のルートコサインロールオフフィルタによって帯域制限された BPSK と OQPSK の 99% 帯域幅を Table 2 の列「 B_{99} 」に示す。表には、文献(14)におけるスペクトル効率の値 (R_b/B) も示してある。

次に、拡散後の帯域幅が一定となるような拡散符号長の決め方を述べる。拡散後の帯域幅が一定という条件から、OQPSK を基準の変調方式とすると、

$$B_X^{OQPSK} \times N^{OQPSK} = B_X^{CPM} \times N^{CPM}, \dots \dots \dots (13)$$

が成り立つ。ここで、 B_X^{OQPSK} と N^{OQPSK} はそれぞれ、OQPSK の $X\%$ 帯域幅と拡散符号長を表している。同様に、 B_X^{CPM} と N^{CPM} はそれぞれ、CPM の $X\%$ 帯域幅と拡散符号長を表している。

式(13)より、CPM の拡散符号長は、

$$N^{CPM} = \left\lfloor N^{OQPSK} \times \frac{B_X^{OQPSK}}{B_X^{CPM}} \right\rfloor, \dots \dots \dots (14)$$

となる。ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は、 x を超えない最小の整数値を表している。 $X\%$ 帯域幅を用いた同様なアプローチは文献(15)(16)にも見られる。

例えば、ロールオフ率 $\alpha = 0.0$ のルートコサインロールオフフィルタで帯域制限された OQPSK を基準として、 $N^{OQPSK(0.0)} = 127$ の場合を考える。ここで、 $OQPSK(\alpha)$ は、ロールオフ率 α のルートコサインロールオフフィルタで帯域制限された OQPSK を表している。同様に、 $BPSK(\alpha)$ は、ロールオフ率 α のルートコサインロールオフフィルタで帯域

Table 3. Sequence length of CPFSK and GMSK.

| $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 127$ | | | | $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 255$ | | | | $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 511$ | | | |
|----------------------------|----------|-----------|----------|----------------------------|----------|-----------|----------|----------------------------|----------|-----------|----------|
| CPFSK | | GMSK | | CPFSK | | GMSK | | CPFSK | | GMSK | |
| h | N_{99} | $B_b T_c$ | N_{99} | h | N_{99} | $B_b T_c$ | N_{99} | h | N_{99} | $B_b T_c$ | N_{99} |
| 0.25 | 140 | 0.2 | 158 | 0.25 | 281 | 0.2 | 318 | 0.25 | 563 | 0.2 | 638 |
| 0.375 | 116 | 0.3 | 137 | 0.375 | 233 | 0.3 | 276 | 0.375 | 467 | 0.3 | 553 |
| 0.5 | 106 | 0.4 | 127 | 0.5 | 213 | 0.4 | 255 | 0.5 | 428 | 0.4 | 512 |
| 0.625 | 78 | 0.5 | 121 | 0.625 | 157 | 0.5 | 244 | 0.625 | 316 | 0.5 | 489 |
| 0.75 | 68 | 0.6 | 118 | 0.75 | 136 | 0.6 | 237 | 0.75 | 274 | 0.6 | 475 |

Table 4. Sequence length of root-raised-cosine roll off filtered BPSK and OQPSK.

| $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 127$ | | | | $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 255$ | | | | $N_{99}^{BPSK(0.0)} = 511$ | | | |
|----------------------------|----------|----------|----------|----------------------------|----------|----------|----------|----------------------------|----------|----------|----------|
| BPSK | | OQPSK | | BPSK | | OQPSK | | BPSK | | OQPSK | |
| α | N_{99} | α | N_{99} | α | N_{99} | α | N_{99} | α | N_{99} | α | N_{99} |
| 1.0 | 76 | 1.0 | 76 | 1.0 | 154 | 1.0 | 154 | 1.0 | 308 | 1.0 | 308 |
| 0.5 | 99 | 0.5 | 99 | 0.5 | 199 | 0.5 | 199 | 0.5 | 399 | 0.5 | 399 |
| 0.0 | 127 | 0.0 | 127 | 0.0 | 255 | 0.0 | 255 | 0.0 | 511 | 0.0 | 511 |

制限された BPSK を, $CPFSK(h)$ は, 変調指数 h の CPFSK を, $GMSK(B_b T_c)$ は, 変調パラメータが $B_b T_c$ の GMSK を表すものとする。Table 2 に示したように, $B_{99}^{OQPSK(0.0)}$ は 0.990, $h = 0.5$ の場合の $B_{99}^{CPFSK(0.5)}$ は, 1.182 である。よって, $h = 0.5$ の場合の CPM の拡散符号長は,

$$N^{CPFSK(0.5)} = \left\lceil 127 \times \frac{0.990}{1.182} \right\rceil = 106, \dots \dots \dots (15)$$

となる。様々なパラメータにおける, CPFSK と GMSK の拡散符号長を Table 3 の列「 N_{99} 」に示した。同様に, 様々なロールオフ率における BPSK/OQPSK の拡散符号長を Table 4 の列「 N_{99} 」に示した。ここで, N_{99} は, ロールオフ率 $\alpha = 0.0$ のルートコサインロールオフフィルタで帯域制限された OQPSK の符号長 $N^{OQPSK(0.0)} = 127, 255, 511$ を基準として求めている。

3. 位相拡散系列

本章では, CPM-CDMA システムにおける拡散符号系列について述べる。各々のユーザは 1 シンボルを送信するために 2 個の拡散符号系列が割り当てられ, データシンボルはそれらにマッピングされる。CPM-CDMA システムにおける拡散符号系列は, 位相拡散系列 (PSS: Phase spreading sequences) と呼ばれる⁽¹⁰⁾。ここでは, 文献(8)を基に任意の変調指数 $h = 2q/p$ (p と q は互いに素な正の整数), 任意の系列長について PSS の構成方法を述べる。

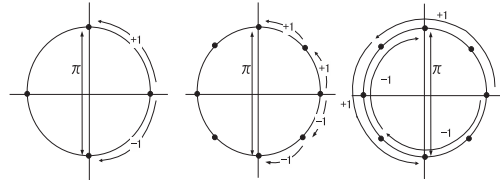
[PSS の構成方法] シンボルに応じて $p/4$ 個の +1 または -1 を系列の先頭に挿入した次の系列,

$$\alpha_0 = \{+1, \dots, +1, | a_0, a_1, \dots, a_{N-1}\},$$

$$\alpha_1 = \{-1, \dots, -1, | a_0, a_1, \dots, a_{N-1}\},$$

を, おのおのシンボル +1, シンボル -1 にマッピングする。

ここで, CPM における変調指数を $h = 2q/p$ (p と q は互いに素な正の整数) とする。したがって, 符号長は



(a) $h=0.5, p=4, q=1$. (b) $h=0.25, p=8, q=1$. (c) $h=0.75, p=8, q=3$.

Fig. 3. Transition part of phase spreading sequences.

$N = p/4 + N'$ と表される。Fig. 3 に示すように, 拡散符号系列の初めの $p/4$ ビットに, +1 または -1 を挿入することは, シンボルが +1 と -1 の場合の位相差が π となることを意味する。したがって, 残りの N' ビットが同じであれば, 位相差は π のままとなる。これは, 最大の符号間距離を保っていることを意味している。本論文では, このように PSS を遷移部と識別部に分けて考える。ここで, 遷移部は初めの $p/4$ ビットで, 識別部は系列の残りの部分である。

遷移部においては, 次の位相の状態が現在位置から $+\pi/2$ または $-\pi/2$ のどちらへ遷移するかが決定される。一方, 識別部においては, ユーザの識別を行うために, 符号の自己相関特性, および相互相関特性が重要となる。そのため, 識別部においては, 従来の CDMA システムで用いられる M 系列や Gold 系列のような相関特性の優れたランダム符号を用いる。識別部における +1 と -1 の数が同じであれば, 遷移部で決定された次の状態は変わらない。なぜなら, +1 で左回りに $N'/2$ 単位遷移し, -1 で右回りに $N'/2$ 単位遷移して遷移部で決定された元の位置に戻るからである。ここで, M 系列や Gold 系列の +1 と -1 の数の差は 1 であるので, 系列の最後に識別部における +1 と -1 の数が等しくなるように, +1 または, -1 を挿入する。

次に, 任意の長さの PSS を生成する方法を述べる。そのために, 識別部における +1 と -1 の数が同じになるように識別部の系列を途中で切り詰めることを考える。また, 識別部の +1 と -1 の数が同じで, かつ所望の系列長に 1 ビット足りない場合には, 系列の最後に 0 を挿入する。0 を挿入することは, 状態が変わらないことを意味する。

例えば, あるユーザが識別部として, 系列 $\{+1-1+1+1-1-1+1\}$ を割り当てられたとする。 $h = 0.25$ ($p = 8, q = 1$) で, 全体で 9 ビットの系列を生成する場合を考える。遷移部は, $p/4 = 2$ ビットであり, シンボルに応じて $\{+1+1\}$ または, $\{-1-1\}$ となる。識別部は, 元の系列を 6 ビットで打ち切り, 最後に 0 を挿入することで, $\{+1-1+1+1-1-1 0\}$ となる。よって, 9 ビットの系列は,

$$\alpha_0 = \{+1+1 | +1-1+1+1-1-1 0\},$$

$$\alpha_1 = \{-1-1 | +1-1+1+1-1-1 0\},$$

となる。ここで, 「|」よりも前が遷移部, 「|」よりも後ろが識別部を表している。また, 識別部における +1 と -1 の数はともに 3 個ずつで等しくなっている。

変調指数 $h = 2p/q$ で任意の長さ N の PSS を生成する方法をまとめると次のようになる。

- (1) 各ユーザにユーザ固有の拡散系列 (M 系列, Gold 系列等) を割り当てる。
- (2) (1) を長さが N になるように切り捨てる。切り捨てた結果, 別のユーザと同じ系列になった場合は (1) からやりなおす。
- (3) (2) の結果に「+1」と「-1」の個数が同じになるように系列の最後を「0」に変更し, 識別部とする。
- (4) 送信シンボルが「0」の場合, 識別部の先頭に $p/4$ 個の「+1」を挿入する。
送信シンボルが「1」の場合, 識別部の先頭に $p/4$ 個の「-1」を挿入する。

このように, PSS では, シンボルに応じて, 系列の先頭に $p/4$ ビットの +1 または -1 の系列を挿入し, 識別部において, +1 と -1 の数が等しい, ユーザ固有の系列を繋げることで生成する。上述したように, このように生成した PSS はシンボルが +1 の場合と -1 の場合の位相差が π だけ離れており, 符号間距離の観点から優れた特性を持つ。

また, 手順 (1) においてどのような拡散系列を割り当てるかによって特性が変わることが考えられる。一般的には, M 系列の方が相関特性がよいが利用できる符号数がきわめて少ない。そのため, 第 3 世代携帯電話等, 実用的な CDMA システムでは符号数の多い Gold 系列が用いられている。本論文でも符号数の観点から手順 (1) における拡散符号は Gold 系列とした。第 4 章では, CPM-CDMA システムにおける拡散符号系列として, 手順 (1) にて Gold 系列を用いて生成した PSS と純粋な Gold 系列を用いた場合の性能比較を行う。

4. 性能評価

本章では, コンピュータシミュレーションを用いて, CPM-CDMA システムにおける性能評価を行う。評価は AWGN 環境を仮定し, 受信器には, ビタビアルゴリズムを適用した。本論文で提案した PSS の識別部には Gold 系列を用いた。また, Gold 系列の生成には, プリファードペアな 2 つの M 系列をモジュロ加算することで生成している。

はじめに, 第 3 章で述べた PSS と CDMA システムにおいて一般的に用いられる純粋な Gold 系列を用いた場合の性能比較を行った。Fig. 4 は, 変調指数 $h = 0.5$ の場合の Gold 系列と PSS および, 文献⁽¹⁰⁾で提案されている, 完全直交位相拡散系列 (図中には「Orth」と示した) とのビット誤り率の比較を示している。縦軸がビット誤り率であり, 横軸はビットエネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) である。符号長は 31 で, システムのユーザ数は 7 である。参考のために, 図中には, ユーザ数が 1 の場合と拡散を行わない場合の CPFSK ($h = 0.5$) のビット誤り率も示している。Fig. 4 より PSS を用いた方が誤り率特性が若干優れていることが分かる。しかし, その差はそれほど大きくはないことが分かる。第 2 章で述べたように, $h = 0.5$ の場合の状態数は 4 である。そこで, 次に, 状態数が大きい場合, すなわち状態数 16 の場合を検討する。Fig. 5 は, 変調指数 $h = 0.625$

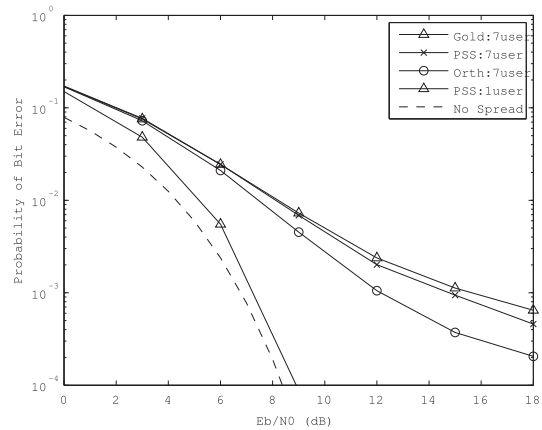


Fig. 4. Comparison of PSS and gold sequences. $h = 0.5$.

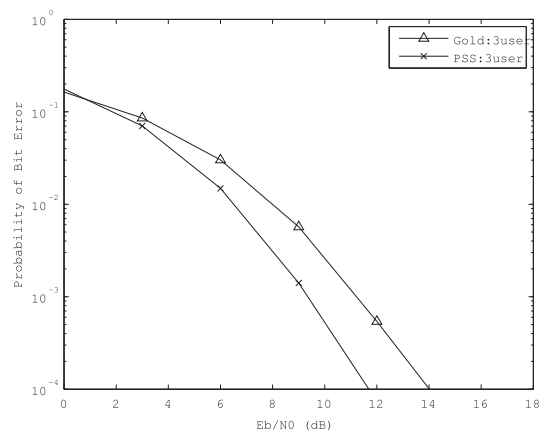


Fig. 5. Comparison of PSS and gold sequences. $h = 0.625$.

の場合の Gold 系列と PSS とのビット誤り率の比較を示している。縦軸がビット誤り率であり, 横軸はビットエネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) である。符号長は 31 で, システムのユーザ数は 3 である。Fig. 5 より状態数が大きい場合には, PSS を用いた方が優れた誤り率特性を示すことが分かる。

次に, Fig. 6 は, CPFSK-CDMA システムにおいてビット誤り率 10^{-3} を達成するのに必要な E_b/N_0 を示した。横軸は, CPM における状態数 p を表している。また, 符号長は 31 で, ユーザ数は 3 である。Fig. 6 から, Gold 系列を用いるよりも, PSS を用いた方が性能がよいことが分かる。これは, 第 3 章で述べたように, PSS では, +1 と -1 の場合の距離が π だけ離れており, 最大の符号間距離を保つためである。また, 状態の数が増えるほど, 両者の差が大きくなることが分かった。

次に, 拡散後の帯域幅が一定という条件で拡散利得と変調指数のトレードオフについて検討した。ここでは, ロールオフ率 $\alpha = 0.0$ のルートコサインロールオフフィルタで帯域制限された OQPSK を基準とした。また, 帯域幅には 99% 帯域幅を用い, $N_{99}^{OQPSK(0.0)} = 127$ を基準としている。つまり, CPM の符号長は, Table 3 と Table 4 の $N_{99}^{OQPSK(0.0)} = 127$ の列で表される符号長を用いた。

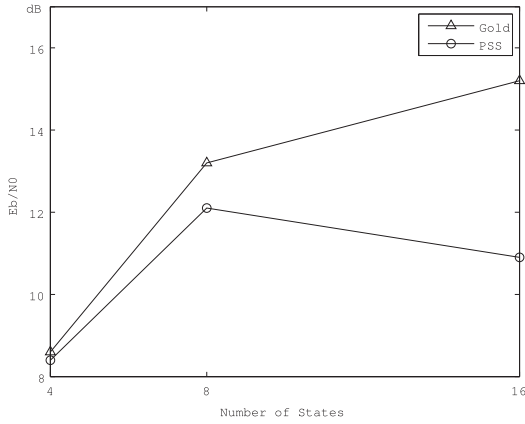


Fig. 6. Comparison of PSS and gold sequences. Required E_b/N_0 at BER of 10^{-3} .

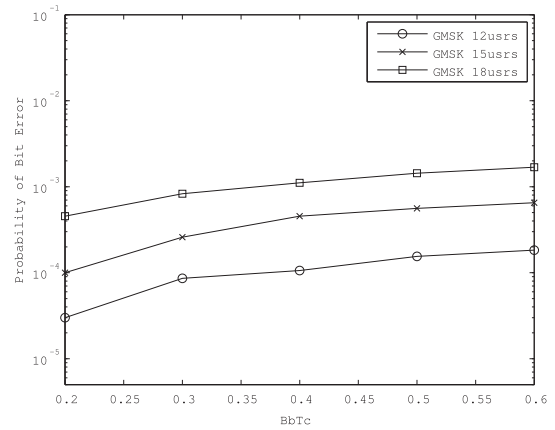


Fig. 8. Performance as a function of B_bT_c for GMSK.

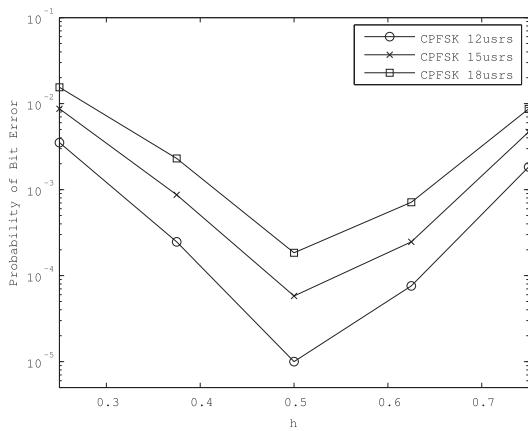


Fig. 7. Performance as a function of h for CPFSK.

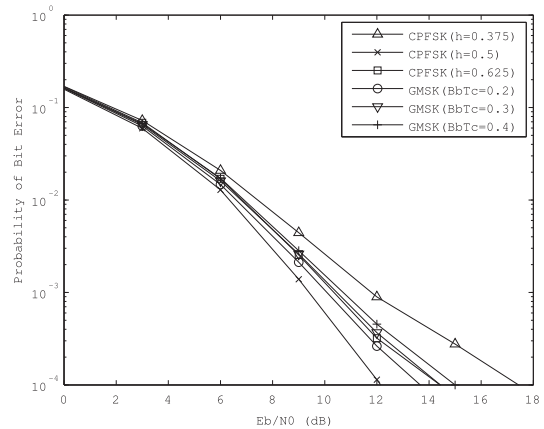


Fig. 9. Comparison of CPFSK and GMSK.

Fig. 7 は, E_b/N_0 が 15dB の場合の CPFSK-CDMA システムにおけるビット誤り率を示している。横軸は, 変調指数 h であり, システムのユーザ数が 12, 15, 18 の場合の結果を示している。Fig. 7 より, $h = 0.5$, すなわち, MSK の場合が最も優れたトレードオフを実現できることが分かる。拡散を行わない通常の CPFSK では, h の値がおおよそ 0.6 付近で最もビット誤り率がよいことが知られている。CPFSK-CDMA システムにおいては, 0.6 よりも小さい変調指数を用いて, より長い拡散符号を用いた方が優れたトレードオフを実現できることが分かった。これは, $h = 0.5$ の場合, 状態数が最小の 4 となり, 符号間の距離が最も離れるため, ユーザを分離しやすいことと, また, 拡散後の帯域幅を一定とすると, $h = 0.5$ の場合の方がより長い符号を用いることができるためである。

Fig. 8 は, E_b/N_0 が 15dB の場合の GMSK-CDMA システムにおけるビット誤り率を示している。横軸は, 変調パラメータ B_bT_c である。システムのユーザ数が 12, 15, 18 の場合の結果を示している。Fig. 8 より, より小さい B_bT_c を用いて, より長い拡散符号を用いた方が優れたトレードオフを実現できることが分かる。

次に, CPFSK と GMSK の性能比較を行った。拡散符号長は, 同じく Table 3 と Table 4 を用いた。すなわち, 99%

帯域幅で考え, $N_{99}^{OQPSK(0,0)} = 127$ を基準としている。Fig. 9 は, ユーザ数 12 の場合の結果を示している。Fig. 9 より, $h = 0.5$, すなわち MSK の場合が最も優れたトレードオフを実現できていることが分かる

最後に, 帯域制限フィルタとしてルートコサインロールオフフィルタを用いた BPSK/OQPSK-CDMA システムと MSK-CDMA システムの性能比較を行った。拡散符号長は $N_{99}^{OQPSK(0,0)} = 127, 255, 511$ を基準とし, Table 3 と Table 4 で表される拡散符号長を用いて, 18dB でビット誤り率 10^{-4} を達成する最大のユーザ数を求めた。チャンネルは, AWGN チャンネルとし, BPSK/OQPSK にはルートコサインロールオフフィルタを適用し, ロールオフ率 1.0, 0.5, 0.0 の場合でシミュレーションを行った。結果を Table 5, Table 6 に示した。表中の K_{MSK} は, MSK-CDMA システムの最大ユーザ容量, K_{BPSK} は, BPSK-CDMA システムの最大ユーザ容量, K_{OQPSK} は, OQPSK-CDMA システムの最大ユーザ容量を示している。また, $K_{MSK}/K_{BPSK}, K_{MSK}/K_{OQPSK}$ に, BPSK, OQPSK に対する MSK の容量の比率を示した。

Table 5 より, MSK-CDMA システムは, 帯域制限された BPSK-CDMA システムよりも最大で, 2.3 倍のユーザ容量を達成していることが分かる。また, Table 6 より, MSK-CDMA システムは, 帯域制限された OQPSK-CDMA シス

Table 5. Capacity comparison of MSK and BPSK.

| | BPSK | K_{MSK} | K_{BPSK} | K_{MSK}/K_{BPSK} |
|------------------|----------------|-----------|------------|--------------------|
| $N_{Base} = 127$ | $\alpha = 1.0$ | 16 | 7 | 2.3 |
| | $\alpha = 0.5$ | 16 | 8 | 2.0 |
| | $\alpha = 0.0$ | 16 | 10 | 1.6 |
| $N_{Base} = 255$ | $\alpha = 1.0$ | 23 | 13 | 1.8 |
| | $\alpha = 0.5$ | 23 | 14 | 1.6 |
| | $\alpha = 0.0$ | 23 | 15 | 1.5 |
| $N_{Base} = 511$ | $\alpha = 1.0$ | 53 | 27 | 2.0 |
| | $\alpha = 0.5$ | 53 | 29 | 1.8 |
| | $\alpha = 0.0$ | 53 | 33 | 1.6 |

Table 6. Capacity comparison of MSK and OQPSK.

| | OQPSK | K_{MSK} | K_{OQPSK} | K_{MSK}/K_{OQPSK} |
|------------------|----------------|-----------|-------------|---------------------|
| $N_{Base} = 127$ | $\alpha = 1.0$ | 16 | 7 | 2.3 |
| | $\alpha = 0.5$ | 16 | 8 | 2.0 |
| | $\alpha = 0.0$ | 16 | 8 | 2.0 |
| $N_{Base} = 255$ | $\alpha = 1.0$ | 23 | 13 | 1.8 |
| | $\alpha = 0.5$ | 23 | 14 | 1.6 |
| | $\alpha = 0.0$ | 23 | 15 | 1.5 |
| $N_{Base} = 511$ | $\alpha = 1.0$ | 53 | 29 | 1.8 |
| | $\alpha = 0.5$ | 53 | 29 | 1.8 |
| | $\alpha = 0.0$ | 53 | 34 | 1.6 |

テムよりも最大で、同じく 2.3 倍のユーザ容量を達成していることが分かる。また、本論文では、拡散後の帯域幅が一定という条件で比較検討を行うために、Table 3, Tble 4 に示したとおり、基準とする符号長に合わせて、該当符号の長さを決定している。そのため、符号の切れ目によっては、若干性能が悪くなったり、よくなったりすることが考えられる。したがって、 $N_{Base} = 255$ で比較した場合の方が 127 や 511 よりも若干悪いように見えるのは符号長の影響によるものと考えられる。

さらに、 $N_{99}^{CPFSK(0.5)}$ よりも $N_{99}^{OQPSK(0.0)}$ が大きいにも関わらず、MSKの方がユーザ容量が大きくなるのは、MSKでMLSDを適用したことによる性能の向上が影響していると考えられる。シミュレーション結果より、MSK-CDMAシステムは、受信負荷を犠牲にすることで、従来のOQPSK-CDMAシステムよりも大きいユーザ容量を達成できることが分かった。これは、ユーザ容量が同じであるならば、MSK-CDMAシステムの方が、優れたビット誤り率特性を持つことを示している。また、言い換えると、より低い送信電力で所望のビットエラー率を達成できることを意味している。センサネットワークにおいては、送信器における電力制約はシビアであるが、シンクノードにおける受信器の電力制約は、送信器程シビアではない。したがって、MSK-CDMAシステムは、PAN(Personal aerea network)向けの低消費電力の通信方式および、ユーザ多重方式として有効であるといえる。

5. おわりに

本論文では CPM-CDMA システムにおける、位相拡散系列の構成手法を提案し、コンピュータシミュレーションに

より、従来の CDMA システムで用いられている Gold 系列を用いた場合よりも優れた性能を達成できることを示した。また、構成した位相拡散系列を用いて、拡散後の帯域幅が一定という条件のもとで、CPM-CDMA システムの性能評価を行った。その結果、CPFSK-CDMA システムにおいては、変調指数が $h = 0.5$ の場合、すなわち MSK が最も性能がよく、GMSK-CDMA システムにおいては、変調パラメータ $B_b T_c$ が小さいほど性能がよいことが分かった。また、帯域制限フィルタを用いた BPSK/OQPSK-CDMA システムとの性能比較を行った。その結果、MSK-CDMA システムは、BPSK-CDMA システム、OQPSK-CDMA システムよりも、最大で 2.3 倍のユーザ容量を達成できることが分かった。CPM-CDMA システムは、復調負荷を犠牲にすることで、スペクトル特性と電力利用効率を同時に改善可能である。本論文では、復調負荷を軽減するために受信器にビタビアルゴリズムを適用した。さらに、センサネットワークにおいては、送信側であるセンサノードは低消費電力であることが必須であるが、センサノードからの情報を収集するシンクノードにおいては、固定電源に接続していることが想定されており、受信側の電力制約は送信側程シビアではない。そのため、CPM-CDMA システムは、センサネットワークにおける多元接続方式として魅力的である。IEEE 802.15.4 における周波数拡散方式では、CDMA による多元接続は行われていないが、本論文における評価によって、CPM-CDMA システムが、センサネットワークにおける多元接続方式としても有用であることが示された。

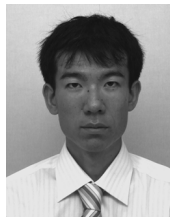
文 献

- (1) F. Xiong, F. Xiong, and F. Xiong: Digital modulation techniques, Artech House Norwood, MA, USA (2000)
- (2) F. Garber and M. Pursley: "Performance of offset quadriphase spread-spectrum multiple-access communications", *IEEE Trans. Communications*, Vol.29, No.3, pp.305-314 (1981)
- (3) J.S. Lehnert: "Serial MSK spread-spectrum multiple-access communications", *IEEE Trans. Communications*, Vol.40, No.6, pp.1119-1127 (1992)
- (4) F. Hsu and J.S. Lehnert: "A characterization of multiple-access interference in generalized quadriphase spread-spectrum communications", *IEEE Trans. on Communications*, Vol.42, No.234, pp.2001-2010 (1994)
- (5) A. Svensson, C. Sundberg, and G. Lindell: "On direct sequence spread spectrum systems with continuous phase modulation", Proc. Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, Maryland, pp.526-531 (1985)
- (6) W.D. Lane and A.M. Bush: "Spread-spectrum multi-h modulation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.8, No.5, pp.728-742 (1990)
- (7) R. Hsu and J.S. Lehnert: "The performance of continuous-phase-coded DS/SSMA communications", *IEEE Trans. on Communications*, Vol.46, No.4, pp.533-543 (1998)
- (8) T.M. Lok and J.S. Lehnert: "DS/SSMA communication system with trellis coding and CPM", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.12, No.4, pp.716-722 (1994)
- (9) L.H.J. Lampe, R. Tzschoppe, J.B. Huber, and R. Schober: "Noncoherent continuous-phase modulation for DS-CDMA", *Communications*, 2003. ICC'03. IEEE International Conference on, Vol.5, pp.3282-3286 (2003)
- (10) F. Yang, S. Leung, C. Ngan, and G. Bi: "The performance and design criterion of phase spreading sequences for DS/SSMA communications with full response CPM over Rayleigh fading channels", *Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM'99*, Vol.1, pp.914-918 (1999)
- (11) D.K. Asano, T. Hayashi, and R. Kohno: "Modulation and processing gain

tradeoffs in DS-SS spread spectrum systems”, *Spread Spectrum Techniques and Applications*, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on, Vol.1, pp.9–13 (1998)

- (12) K. Morioka and D. Asano: “Sequence detection for CPM-CDMA signals using Viterbi Algorithm”, *Proceedings of the IEICE General Conference*, A-5-1 (2011) (in Japanese)
森岡和行・アサノデービッド: 「CPM-CDMA システムにおけるビタビアルゴリズムの適用」, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, A-5-1 (2011)
- (13) T. Aulin and C.E. Sundberg: “Calculating digital FM spectra by means of autocorrelation”, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.30, No.5, pp.1199–1208 (1982)
- (14) K. Andrews, D. Lee, F. Pollara, and M. Srinivasan: “Performance comparison of selected bandwidth-efficient coded modulations”, *Interplanetary Network Progress Report*, Vol.151, pp.1–19 (2002)
- (15) M.A. Landolsi and W.E. Stark: “DS-SS chip waveform design for minimal interference under bandwidth phase and envelope constraints”, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.47, No.11, pp.1737–1746 (1999)
- (16) S. Cheng, M.C. Valenti, and D. Torrieri: “Coherent continuous-phase frequency-shift keying: parameter optimization and code design”, *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol.8, No.4, pp.1792–1802 (2009)

森岡和行 (学生員) 2005年北海道大学卒業, 2009年信州大学大学院工学系研究科修了。現在, 同大学大学院総合工学系研究科博士課程在籍中。2011年9月より独立行政法人情報通信研究機構。2013年4月より独立行政法人電子航法研究所。主としてデジタル無線通信に関する研究に従事。IEEE, 電子情報通信学会各学生員。



アサノデービッド (非会員) 1994年トロント大学電子情報工学研究科博士課程修了 (Ph.D.)。1994年郵政省通信総合研究所 (STA フェロー)。1996年4月信州大学工学部情報工学科講師。現在, 同准教授。主としてデジタル無線通信や情報システムに関する研究に従事。IEEE Senior Member, 電子情報通信学会各会員。

