

GMSK 変調を用いた DS/SS/CDMA 信号の受信特性改善

石黒 隆之^{†*} 山里 敬也[†] 片山 正昭[†] 小川 明[†]

An Improvement of Performance of DS/SS/CDMA with GMSK

Takayuki ISHIGURO^{†*}, Takaya YAMAZATO[†], Masaaki KATAYAMA[†],
and Akira OGAWA[†]

あらまし DS/SS/GMSK 変調を用いた CDMA システムは GMSK 変調の定包絡線性により、信号の帯域制限と送信機における非直線の存在下においても高い周波数利用効率を得ることができる。本論文では、更なる周波数利用効率の向上のための受信機の最適化について検討する。その方法として、逆拡散系列に最適な荷重を加える。DS/SS/GMSK 波形の線形近似による信号対雑音電力比の式を用いて、信号対雑音電力比を最大にする荷重を求める。そして、従来受信機との比較を逆拡散後の信号対雑音電力比、ビット誤り率、周波数利用効率について行う。この結果より、逆拡散系列に最適な荷重を加えた場合に特性が向上されることを示す。

キーワード CDMA, GMSK, 信号対雑音電力比, ビット誤り率, 周波数利用効率

1. ま え が き

スペクトル拡散 (SS) 技術に基づく符号分割多元接続方式 (CDMA) は、多重伝搬に強い、干渉に強い、非同期の多元接続が可能である等、移動体通信に適した特性を多くもつ。SS 方式では信号を広帯域に拡散して伝送することが特徴の一つであるので、帯域制限についてはあまり重視されていない。しかし、実際のシステムでは帯域外ふく射を許容値内に抑えることが必要で、このために帯域制限を行っても能率良く伝送できる搬送波変調方式を用いることが重要となる。位相連続 FSK に属する Minimum-Shift-Keyed (MSK) 信号は、完全定包絡線信号であることから非直線増幅器を通っても帯域が広がらず、低電力消費 (low power consumption) が重要な移動体通信に適している。しかし実際の無線通信における実用的な信号としては、MSK も占有帯域幅、帯域外放射電力の点で十分満足できるものとは言えない。MSK 変調の前に前置フィルタとしてガウスフィルタを採用した Gaussian Filtered MSK (GMSK) は、円滑な位相推移特性をもちつつ、信号の狭帯域化を図ることができる [1]。このような理由から、搬送波変調方式に GMSK を用いた直接拡

散スペクトル拡散 (DS/SS/GMSK) は移動局における非直線と帯域制限の存在下でも比較的良好な周波数利用効率を得られている [2]。

GMSK 変調では送信ガウスフィルタの帯域幅は連続的に任意に変化させることができるので、これを適当に調整して特性の最適化を図ることができる。すなわち、送信信号スペクトルをチップレートに対して相対的に狭める代わりに、拡散率あるいは情報伝送速度を高めることが考えられる。しかし、一般には信号スペクトルを狭めるとチップ間干渉が増大してしまうので、周波数利用効率は逆に悪くなってしまう。そこで厳しい帯域制限下での周波数利用効率の向上を図るには、信号スペクトルの帯域を狭めてもチップ間干渉による特性の劣化を最小限に抑える受信機を検討することが重要である。

本論文では、逆拡散系列に最適なアナログ的荷重を加えることを提案する。DS/SS/GMSK システムにおいては、先に述べたチップ間干渉による影響のほかに熱雑音と同一チャネルからの干渉波による影響も受ける。提案受信機ではこれらの存在下において、最も特性が良くなるように荷重が決定される。

本論文では、逆拡散後の信号対雑音電力比 (SN 比) を最大にするような荷重を最適な荷重であるとする。SN 比を最大にする荷重を求めるためには、まず SN 比を荷重された逆拡散系列の関数として表す必要がある。DS/SS/GMSK 変調を用いた CDMA システム

[†] 名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻, 名古屋市
Department of Information Electronics, Graduate School of
Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01 Japan
* 現在, 日本電信電話株式会社

の解析的評価は GMSK 変調の非線形性により困難であるとされてきたが、本論文では線形近似による DS/SS/GMSK システムの SN 比の導出の方法 [3] を用いて、SN 比を逆拡散系列の関数として表し、これを用いて SN 比を最大にするような荷重を求める。このようにして求めた逆拡散系列を用いて逆拡散後の信号対雑音電力比、ビット誤り率、周波数利用効率を求め、従来の受信機 [4] との比較検討を行う。

2. システムモデル

2.1 DS/SS/GMSK 送信機

DS/SS/GMSK 送信機を図 1 に示す [2]。システムではユーザ数 K の多元接続通信を仮定している。 k 番目の送信機において、 ± 1 の値をもつ情報ビット $b_{k,j}$ は Serial-Parallel Conversion によって式 (1) のように、I チャネル、Q チャネルにそれぞれ振り分けられる。

$$\left. \begin{aligned} b_{k,j}^I &= b_{k,2j-1} \\ b_{k,j}^Q &= b_{k,2j} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

この二つの信号はそれぞれ系列長 N の拡散系列と掛け合わされる。

$$\left. \begin{aligned} c_{k,j,l}^I &= b_{k,j}^I \cdot a_{k,l}^I \\ c_{k,j,l}^Q &= b_{k,j}^Q \cdot a_{k,l}^Q \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

この後、再び二つの系列は式 (3) のようにまとめられる。

$$\left. \begin{aligned} d_{k,j,2l-1} &= c_{k,j,l}^I \cdot c_{k,j,l}^Q \\ d_{k,j,2l} &= -c_{k,j,l+1}^I \cdot c_{k,j,l}^Q \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

拡散後の情報ビット $d_{k,j,l}$ はチップ長 T_c の NRZ 方形パルス信号にのせられガウスフィルタを通る。このガウスフィルタの特性を式 (4) に示す。

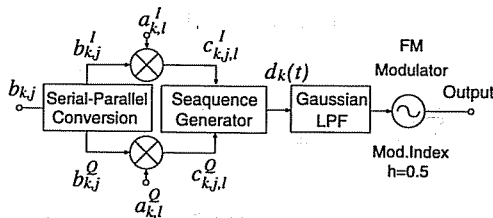


図 1 DS/SS/GMSK 送信機
Fig. 1 DS/SS/GMSK transmitter.

$$\left. \begin{aligned} H_T(f) &= \exp(-\beta_T^2 f^2 T_c^2) \\ \beta_T &= \frac{1}{(B_b T_c)} \sqrt{\frac{\ln 2}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここで、 $B_b T_c$ は送信ガウスフィルタの片側 3 dB 帯域幅 BT 積であり、送信ガウスフィルタの帯域幅を決定する。そして最後に、変調指数 $h = 0.5$ の周波数変調を行うことによって、DS/SS/GMSK 信号が発生される。

2.2 Optimally weighted sampling correlator

K 個の送信機から発生された信号は互いに非同期であり、 τ_k の遅延と、 θ_k の位相変化の後、片側電力スペクトル密度が N_0 である加法的白色ガウス雑音と共に足し合わされる。

提案受信機構成を図 2 に示す。ここで、受信機は i 番目の受信機を示している。受信機では、入ってきた K 個の信号およびガウス雑音は受信帯域フィルタに送られる。本論文では、GMSK 変調の受信フィルタとしてガウスフィルタを用いる。受信ガウスフィルタの周波数特性を等価低域系で式 (5) に示す。

$$\left. \begin{aligned} H_G(f) &= \exp(-\beta_R^2 f^2 T_c^2) \\ \beta_R &= \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{(B T_c)} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

ここで、 $B T_c$ は両側 3 dB 帯域幅 BT 積であり、受信ガウスフィルタの帯域幅を決定する。フィルタを通過した信号は互いに直交した局部発振信号によって、I チャネル、Q チャネルのベースバンド信号となる。ベースバンド信号は、チップの中央で交互にサンプリングされて、アナログ的に荷重された逆拡散系列 $w_{i,l}^I$ 、 $w_{i,l}^Q$ により逆拡散される。DS/SS/GMSK システムでは、受信時において希望波信号はチップ間干渉、白色ガウス雑音、同一チャネル間干渉の影響を受ける。荷重はこれらの存在下において特性が最も良くなるように求められる。そこで、この受信機を Optimally weighted

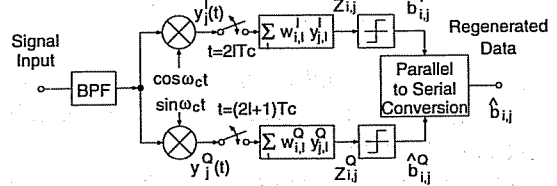


図 2 DS/SS/GMSK 受信機
Fig. 2 DS/SS/GMSK receiver.

sampling correlator と呼ぶこととする。最適な荷重を求める方法については 3. で述べる。

$2T_c$ 間隔でサンプリングしたときの I チャンネル, Q チャンネルの値を $y_{j,n}^I, y_{j,n}^Q$ とすると, I チャンネル, Q チャンネルにおけるそれぞれの逆拡散後の出力は式 (6) のように示される。

$$\left. \begin{aligned} z_{i,j}^I &= \sum_{l=1}^N w_{i,l}^I y_{j,l}^I \\ z_{i,j}^Q &= \sum_{l=1}^N w_{i,l}^Q y_{j,l}^Q \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式 (6) で得られる $z_{i,j}^I, z_{i,j}^Q$ の極性を判定することにより, 情報を決定することができる。

3. 最適荷重逆拡散系列の決定方法

本章では最適荷重の決定方法について述べる。ここで最適荷重とは, 逆拡散後の SN 比を最大にする荷重であるとする。最適荷重を求めるには DS/SS/GMSK システムを解析的に評価する必要がある。しかし GMSK 変調は非線形変調であるので, そのまま DS/SS/GMSK システムを評価するのは非常に困難であると考えられる。そこで本論文では, GMSK 信号を数種類のチップ波形の線形足し合せによって近似することができることを利用して [5], DS/SS/GMSK 信号を線形近似を用いて表現し, 逆拡散後の SN 比を表す式を導出する。そして, この式を用いて最適荷重逆拡散系列を決定する。

まず最適荷重逆拡散系列の決定方法を述べる前に, 導出の条件を以下に示す。

- (1) 希望波信号を受信するために必要な同期は完全であるとする。
- (2) すべての信号は受信端において同じ電力 P をもつ。
- (3) 偶相関のみを考えるために情報 $b_{k,j}$ は 1 であるとする。

$$(a_{k,l}^I = c_{k,j,l}^I, a_{k,l}^Q = c_{k,j,l}^Q)$$

- (4) 干渉波の遅延時間 τ_k は区間 $[0, 2NT_c]$ で, 搬送波位相角 ϕ_k は区間 $[0, 2\pi]$ で一様分布する確率変数であるとして取り扱う。

また, スペクトル拡散通信では逆拡散の過程で送受信フィルタ, 非直線系等による符号間干渉の影響が平均化されるので, 逆拡散後の I, Q チャンネルの出力 $z_{k,j}^I$

と $z_{k,j}^Q$ にはほとんど違いがみられない。従って, 伝送特性を決定する受信機出力としては以後は I チャンネルの逆拡散後の出力 $z_{k,j}^I$ のみに着目する。

このとき, SN 比を表す式は式 (7) のように表される [3]。

$$\text{SNR} = \frac{\left(\sum_{l=1}^N \Psi_D(l) w_{i,l}^I \right)^2}{\sum_{l_1=1}^N \sum_{l_2=1}^N \Psi_U(l_1, l_2) w_{i,l_1}^I w_{i,l_2}^I} \quad (7)$$

ここで, $\Psi_D(l)$ は l 番目のサンプル出力の希望波成分である。線形近似を行うことによって希望波成分のサンプル出力が数種類のチップ波形 $D_n(t)$ の線形足し合せで表現できることを用いると, 式 (8) で表すことができる。

$$\Psi_D(l) = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{M-1} [\Re_n^I A_{i,n}^I(l-q) D_n(2qT_c) + \Re_n^Q A_{i,n}^Q(l-q) D_n((2q-1)T_c)] \quad (8)$$

但し, $\Re_n, A_{i,n}(l)$ はチップ波形 $D_n(t)$ にかかる係数であり, DS/SS/GMSK 信号においては式 (10) のような関係がある [5]。

$$\left. \begin{aligned} \Re_n^I &= \text{Re} \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} \right) \right] \\ \Re_n^Q &= \text{Re} \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \left\{ \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right\} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} A_{i,n}^I(l) &= a_{i,l}^I \prod_{u=1}^{L-1} (d_{i,j,2l-u-2})^{\alpha_{n,u}} \\ A_{i,n}^Q(l) &= a_{i,l}^Q \prod_{u=1}^{L-1} (d_{i,j,2l-u-1})^{\alpha_{n,u}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

また $\alpha_{n,u}$ は式 (11) を満たし, $\{0, 1\}$ のいずれかの値をとる。

$$n = \sum_{u=1}^{L-1} 2^{u-1} \cdot \alpha_{n,u} \quad (11)$$

そしてサンプリングされた DS/SS/GMSK 信号を線形近似するためのチップ波形 $D_n(t)$ は, 受信フィルタ通過前のチップ波形 $C_n(t)$ と受信ガウスフィルタとの畳

込みで表すことができる。

$$\begin{aligned} D_n\left(t - \frac{L+1}{2}T_c\right) &= C_n(t) * F^{-1}[H_G(f)] \\ &= C_n(t) * \sqrt{\frac{\pi}{2\ln 2}}B \cdot \exp\left(-\frac{\pi^2 B^2 t^2}{2\ln 2}\right) \quad (12) \end{aligned}$$

ここで、 $C_n(t)$ は DS/SS/GMSK 送信信号を線形近似するために足し合わせるチップ波形の組であり [6],

$$C_n(t) = \begin{cases} S_0(t) \cdot \prod_{u=1}^{L-1} S_{u+L\alpha_{n,u}}(t); \\ 0 \leq t \leq T_c \cdot \min_{u=1}^{L-1} [L(2 - \alpha_{n,u}) - u] \\ 0; \text{ otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

と表すことができ、更に $S_n(t)$ は式 (14) のように定義される。

$$S_n(t) = \begin{cases} \frac{\sin[\varphi(t + nT_c)]}{\sin h\pi}; & t < LT_c \\ \frac{\sin[h\pi - \varphi(t + nT_c - LT_c)]}{\sin h\pi}; & t \geq LT_c \end{cases} \quad (14)$$

そして最後に $\varphi(t)$ は DS/SS/GMSK 信号の位相の変化を示す関数である [7].

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0; & t < 0 \\ \frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{1}{T_c} \left\{ t_1 Q(\sigma t_1) - t_2 Q(\sigma t_2) \right\} \right]; & 0 \leq t \leq LT_c \\ \frac{\pi}{2}; & t > LT_c. \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} t_1 &= t - \frac{T_c}{2} - \frac{LT_c}{2}, \quad t_2 = t + \frac{T_c}{2} - \frac{LT_c}{2} \\ \sigma &= \frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2}} \end{aligned} \quad (16)$$

また $Q(t)$ は Q 関数を示す。

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-u^2/2} du \quad (17)$$

つぎに $\Psi_U(l_1, l_2)$ は l_1 番目と l_2 番目のサンプル出力の全雑音成分の積の平均値である。これは更に熱雑

音成分と干渉波成分に分けることができる。

$$\Psi_U(l_1, l_2) = \Psi_N(l_1, l_2) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \Psi_k(l_1, l_2) \quad (18)$$

ここで、 $\Psi_N(l_1, l_2)$ は熱雑音成分を示しており、式 (19) のように表される。

$$\begin{aligned} \Psi_N(l_1, l_2) &= \frac{N_0 B}{8} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{(\pi(l_1 - l_2)BT_c)^2}{\ln 2}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

また、 $\Psi_k(l_1, l_2)$ は k 番目の送信機からの干渉波の成分を示しており、干渉波信号を線形近似し、更に逆拡散後の分散を求めることによって式 (20) と表すことができる [3].

$$\begin{aligned} \Psi_k(l_1, l_2) &= \frac{P}{8NT_c} \left[\sum_{n_1=0}^{M-1} \sum_{n_2=0}^{M-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{s=1}^N \right. \\ &\times \{ (\Re_{n_1}^I \Re_{n_2}^I + \Im_{n_1}^I \Im_{n_2}^I) \Phi_{n_1, n_2}(2rT_c) \\ &\times A_{k, n_1}^I(l_1 - s) A_{k, n_2}^I(l_2 - s - r) \\ &+ (\Re_{n_1}^I \Re_{n_2}^Q + \Im_{n_1}^I \Im_{n_2}^Q) \\ &\times \Phi_{n_1, n_2}((2r - 1)T_c) \\ &\times A_{k, n_1}^I(l_1 - s) A_{k, n_2}^Q(l_2 - s - r) \\ &+ (\Re_{n_1}^Q \Re_{n_2}^I + \Im_{n_1}^Q \Im_{n_2}^I) \\ &\times \Phi_{n_1, n_2}((2r + 1)T_c) \\ &\times A_{k, n_1}^Q(l_1 - s) A_{k, n_2}^I(l_2 - s - r) \\ &+ (\Re_{n_1}^Q \Re_{n_2}^Q + \Im_{n_1}^Q \Im_{n_2}^Q) \Phi_{n_1, n_2}(2rT_c) \\ &\left. \times A_{k, n_1}^Q(l_1 - s) A_{k, n_2}^Q(l_2 - s - r) \right] \quad (20) \end{aligned}$$

またここで、それぞれのチップ波形の係数 \Im_n とチップ波形の相互相関値 $\Phi_{n_1, n_2}(t)$ は式 (21) のように定義される。

$$\begin{aligned} \Im_n^I &= \text{Im} \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} \right) \right] \\ \Im_n^Q &= \text{Im} \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \left(\sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right) \right) \right] \\ \Phi_{n_1, n_2}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} D_{n_1}(\tau) D_{n_2}(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (21)$$

式 (7) を使い最大の SN 比を与えるような $w_{i,l}^I$ の組を求めることによって、最適荷重を求めることができる。これは多変数関数の最大値を求めるという問題であるが、この問題を解くのは非常に計算時間がかかると考えられる。そこで本論文では、一つの変数（各チップの荷重値に相当）に着目し、その変数のみを変化させ、その場合の SN 比の最大値を計算する。この計算をすべての変数に対して行う。そして、この操作を更に SN 比がある値に収束するまで繰り返す。

この荷重の最適化手順の詳細は付録に示される。

4. 特性解析

3. で得られる最適荷重を用いて提案方式である Optimally weighted sampling correlator と従来方式との比較を行う。本論文では従来方式として、三つの受信機を考えることとする [4]。1 番目は提案受信機である Optimally weighted sampling correlator において ± 1 のみの荷重を用いる受信機である。この受信機は ± 1 の系列を受信機側でも用意すればよいので、構造が簡単であると考えられる。しかし、チップ間干渉によって特性が大きく劣化するものと考えられる。この受信機を Sampling correlator と呼ぶこととする。

2 番目の受信機は受信側において希望波と同じ波形を用意し、受信された信号との連続的時間相関操作を行うことによって判定するものである。この受信機は熱雑音に対して整合していることから、熱雑音の存在下では一番良い特性が得られると考えられるが、CDMA のように他ユーザからの干渉波が存在する場合においては特性が良いとは限らない。この受信機を Continuous-time correlator と呼ぶこととする。

そして 3 番目の受信機としては Optimally weighted sampling correlator のようにアナログ的な荷重を用いる受信機を考える。しかし、この受信機においては最適化を行わずに希望波の送信信号のベースバンド信号から荷重を決定する。このようにすることによって、この受信機では荷重を干渉量や E_b/N_0 に依存することなく決めることができる。この受信機を Weighted sampling correlator と呼ぶこととする。

上記の三つの受信機を本論文の提案受信機と比較する。ところで、解析的に求められた Optimally weighted sampling correlator での SN 比の式 (7) の値は近似の度合を示すパラメータ L によって変化し、 L を大きくすることによって近似の正確度が増す。更に、送信ガウスフィルタの帯域幅 $B_b T_c$ が 0.1 以上で

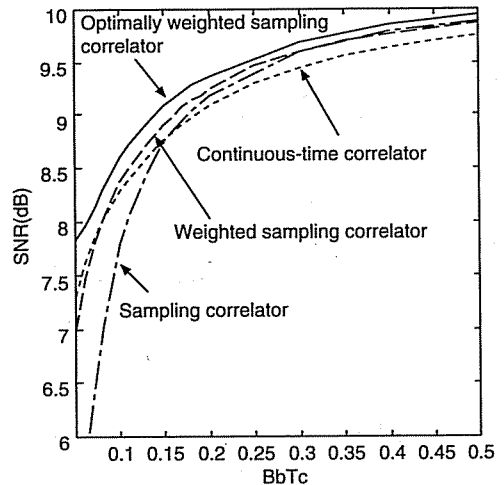


図3 信号電力対雑音電力
Fig. 3 The performance of various types of the correlator in term of the signal-to-noise power ratio.

あれば、 L が 6 で十分正確であることがわかっている [3]。そこで本論文においても $L = 6$ を用いることとする。また拡散系列は系列長 $N = 127$ の gold 符号 [8] を用いる。

まず SN 比による比較を行う。最適荷重を用いた結果と従来方式における結果を図 3 に示す。ここで、 $E_b/N_0 = 10$ dB, $K = 12$ とする。図 3 より、提案方式である Optimally weighted sampling correlator は従来のどの受信機と比較しても特性が改善していることがわかる。 $B_b T_c$ の小さいところではチップ間干渉によって希望波成分のサンプリング出力が大きく変動されており、Optimally weighted sampling correlator は希望波成分のサンプリング出力が大きく劣化しているところに小さい荷重を加えることによって特性の劣化を最小限に抑えている。また $B_b T_c$ の大きいところにおいてはチップ間干渉の影響が小さいにもかかわらず、SN 比が改善されていることがわかる。干渉波成分は厳密にはガウス分布をしていないので、サンプリング出力のチップ間における相関値にばらつきが生じている。Optimally weighted sampling correlator はこのばらつきを利用して干渉波の影響を最小にするように荷重を決定する。このためにチップ間干渉が存在しない場合においても、Optimally weighted sampling correlator の特性は従来方式に比べて向上している。これより逆拡散系列の最適荷重は、チップ間干渉だけでなく干渉波に対しても最適な荷重を決定しているこ

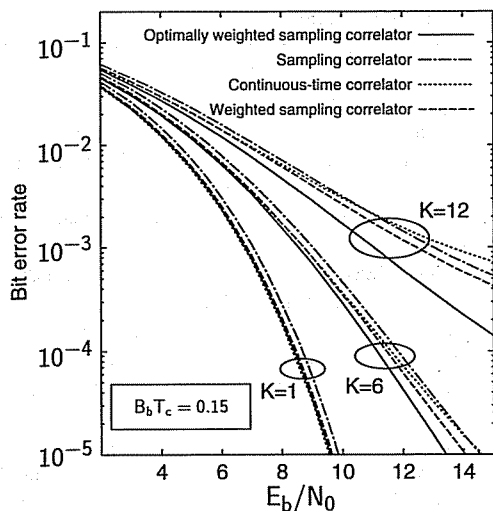


図4 ビット誤り率特性
Fig.4 The bit error rate performance.

とがわかる。また最適荷重を用いなくても、希望波の送信波形から荷重を決定している Weighted sampling correlator においても特性の改善がみられることがわかる。

つぎにビット誤り率について検討を行う。熱雑音はガウス分布をしており、干渉波の分布もユーザ数が大きければ中央極限定理によりガウス分布をするものと仮定することができる。この場合ビット誤り率は Q 関数を用いて式 (22) のように定義することができる。

$$\text{BER} = Q(\sqrt{\text{SNR}}) \quad (22)$$

$B_b T_c = 0.15$ の場合のビット誤り率特性を図4に示す。ここで、ユーザ数は $K = 1, 6, 12$ の場合を示している。図4より、Optimally weighted sampling correlator はユーザ数、または E_b/N_0 が大きい場合に従来の受信機に比べて大きな特性の向上が見られることがわかる。これはユーザ数、又は E_b/N_0 が大きいときには干渉波の影響が大きくなり、それと共に最適荷重による干渉波に対しての特性改善も大きくなるからである。

最後に周波数利用効率について検討する。周波数利用効率は式 (23) のように定義される。

$$\eta = \frac{K_{\max}(R_b)_{\max}}{W_s} \quad (23)$$

ここで、 K_{\max} は E_b/N_0 を固定したときに、あるビット誤り率を達成することができる最大ユーザ数である。また W_s はこのシステムの割り当てられた帯域幅であ

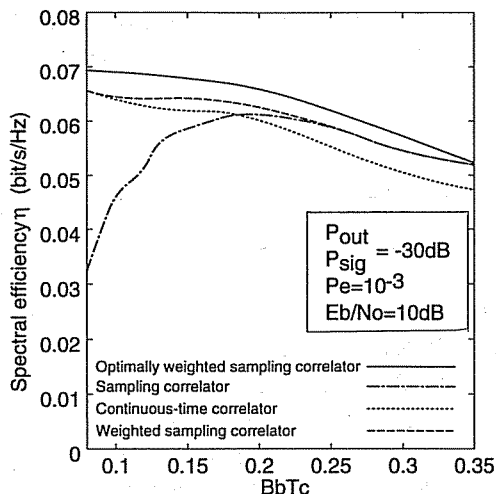


図5 周波数利用効率
Fig.5 The spectral efficiency.

り、この帯域外に放出される電力を許容値以下に制限する必要がある。そして $(R_b)_{\max}$ は先に述べたシステム帯域幅が与えられた場合の最大情報伝送速度（ビットレート）である。帯域外電力の制限の尺度として次のものを用いる。すなわち、システム内での最大ユーザ数の割当て帯域外に放射される全電力 P_{out} を一波の全電力 P_{sig} で規格化したものを用いる。

式 (23) より求めた周波数利用効率の結果を図5に示す。ここで許容ビット誤り率は 10^{-3} とし、 $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ とする。そして $P_{\text{out}}/P_{\text{sig}} = -30 \text{ dB}$ であるとする。図5より、Optimally weighted sampling correlator を用いたシステムは従来の受信機を用いたシステムに比べて周波数利用効率の向上が見られていることがわかる。Optimally weighted sampling correlator はチップ間干渉、同一チャネルからの干渉波による影響をともに減少させていることから、 $B_b T_c$ 全体にわたって特性の向上がみられる。Optimally weighted sampling correlator を用いたシステムでは Continuous-time correlator, Weighted sampling correlator と同様に、 $B_b T_c$ が小さくなるほど周波数利用効率が少しずつ向上していることがわかる。そのため、周波数利用効率を向上させるためには、 $B_b T_c$ を小さくすればよいことがわかる。しかしながら $B_b T_c$ を小さくすると、全体の情報量は増える反面、同時送信ユーザ数が減少してしまう。これによって CDMA の特徴が薄れてしまうことが考えられる。これより CDMA の特徴を失わず、かつ高い周波数利用効率を

得るためには、 $B_b T_c$ を周波数利用効率の変化が小さい 0.1 から 0.15 の間にするのがよいと考えられる。

5. ま と め

本論文では、搬送波変調方式に GMSK 変調を用いたスペクトル拡散方式において、周波数利用効率の向上のための受信機の最適化について検討した結果を述べてきた。そして、そのために逆拡散系列に最適荷重を用いる受信機を提案した。解析で求められた SN 比の式を用いて、この式を最大化するように逆拡散系列にアナログ的な荷重を加え、従来の受信機との比較検討を行った。この結果、最適荷重を用いることによって特性の向上がみられることがわかった。周波数利用効率の向上を考えた場合、送信ガウスフィルタの 3dB 低下帯域幅をチップレートの 0.1 ~ 0.15 倍程度にすることが有効であることがわかった。提案方式である Optimally weighted sampling correlator では、最適化された荷重は干渉波の系列、 E_b/N_0 などで変化する。そのために、干渉波の数や E_b/N_0 が大きく変動するような環境においては、最適な荷重を適応的に変化させる必要があり、構成も複雑になると考えられる。しかし、もし到来する干渉波の拡散系列や E_b/N_0 があまり変動しなければ、最適荷重も先に用意することができ、逐次計算する必要がないので受信機の構造も従来の受信機とほぼ変わらず、簡単にできると考えられる。また希望波信号のみに依存した荷重を用いている Weighted sampling correlator でも、かなりの特性の改善を達成できることがわかった。

結果として、受信機における逆拡散での系列にアナログ的な荷重を加えることは、システムの周波数利用効率の向上に有効であると言える。

謝辞 本研究の一部は日本電信電話株式会社の助成によるもので、ここに記して謝意を示す。

文 献

- [1] M. Ishizuka and K. Hirade, "Optimum Gaussian filter and deviated-frequency-looking scheme for coherent detection of MSK," IEEE Trans. Commun., vol.COM-28, no.6, pp.850-857, June 1980.
- [2] A. Ogawa, M. Katayama, T. Yamazato, and T. Maebara, "Performance of CDMA with DS/SS/GMSK," ISSSTA '94, Oulu, Finland, pp.564-568, July 1994.
- [3] 石黒隆之, 山里敬也, 片山正昭, 小川 明, "GMSK 変調を用いた DS/SS/CDMA 方式の特性解析," 信学論 B-II, vol.J80-B-II, no.1, pp.18-26, Jan. 1997.
- [4] T. Ishiguro, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A study on improvement of performance of CDMA

with DS/SS/GMSK," Proc. of 1995 International Symposium on Communications (ISCOM '95), pp.605-612, Taipei, Taiwan, Dec. 1995.

- [5] P.A. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)," IEEE Trans. Commun., vol.COM-34, no.2, pp.150-160, Feb. 1986.
- [6] Peter Jung, "Laurent's representation of binary digital continuous phase modulated signals with index 1/2 revisited," IEEE Trans. Commun., vol.COM-42, no.2/3/4, pp.221-224, Feb./Mar./April 1994.
- [7] G.K. Kaleb, "Simple coherent receivers for partial response continuous phase modulation," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.SAC-7, no.9, pp.1427-1436, Dec. 1989.
- [8] R. Gold, "Maximal recursive sequences with 3-valued receive cross-correlation functions," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.IT-14, no.1, pp.154-156, Jan. 1968.

付 録

1. 最適化の方法

SN 比の式は荷重逆拡散系列 $w_{i,l}^T$ の関数として式 (7) のように書くことができる。

まず $w_{i,l}^T$ を簡単に w_l と置き換え、 l' 番目の系列 $w_{l'}$ を準最適化することを考える。このとき l' 番目以外の系列 w_l は定数とみなすことができる。SN 比である l' 番目の系列 $w_{l'}$ の関数として表すと上記より SN 比の式 (7) は式 (A.1) と書き直すことができる。

$$\text{SNR}(w_{l'}) = \frac{(W_1 w_{l'} + W_2)^2}{W_3 w_{l'}^2 + W_4 w_{l'} + W_5} \quad (\text{A.1})$$

ここで W_1, W_2, W_3, W_4, W_5 は下式で表され、いずれも定数として取り扱うことができる。

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= \Psi_D(l') \\ W_2 &= \sum_{l=1, l \neq l'}^N \Psi_D(l) w_l \\ W_3 &= \Psi_U(l', l') \\ W_4 &= \sum_{l=1, l \neq l'}^N (\Psi_U(l, l') + \Psi_U(l', l)) w_l \\ W_5 &= \sum_{l_1=1, l_1 \neq l'}^N \sum_{l_2=1, l_2 \neq l'}^N \Psi_U(l_1, l_2) \cdot w_{l_1} w_{l_2} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.2})$$

となる。

つぎに、この $\text{SNR}(w_{l'})$ を最大にすることを考える。 $\text{SNR}(w_{l'})$ を $w_{l'}$ で微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dw_{l'}} \text{SNR}(w_{l'}) &= \frac{W_1 w_{l'} + W_2}{(W_3 w_{l'}^2 + W_4 w_{l'} + W_5)^2} \\ &\times \{(W_1 W_4 - 2W_2 W_3) w_{l'} \\ &+ 2W_1 W_5 - W_2 W_4\} \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

この式が 0 になる $w_{l'}$ を求めることによって、準最適に最大となる $\text{SNR}(w_{l'})$ を決定できる。分母は雑音電力の 2 乗であるので正の実数となる。従って、

$$W_1 w_{l'} + W_2 = 0 \quad (\text{A-4})$$

あるいは

$$(W_1 W_4 - 2W_2 W_3) w_{l'} + 2W_1 W_5 - W_2 W_4 = 0 \quad (\text{A-5})$$

を満足する $w_{l'}$ を求めればよい。

ところで、 $W_1 W_4 - 2W_2 W_3 \neq 0$ 、 $W_1 \neq 0$ とすれば、その解は、

$$w_{l'} = -\frac{W_2}{W_1} \quad (\text{A-6})$$

あるいは

$$w_{l'} = \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3} \quad (\text{A-7})$$

である。 $\text{SNR}(w_{l'})$ を図に表すと図 A-1、図 A-2 のような形であることから、 $\text{SNR}(w_{l'})$ の最大値は

$$w_{l', \max} = \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3} \quad (\text{A-8})$$

のときに得ることができる。ここで求められた準最適荷重逆拡散系列を式 (A-1) に代入することによって、 $\text{SNR}(w_{l'})$ の最大値を求めることができる。

$W_1 = 0$ のときは、 $W_1 = \Psi_D(l')$ であるので l' 番目のサンプリングの信号には希望波成分出力が含まれていないことを示す。よって、その出力には 0 の荷重を掛け合わせ、雑音成分を除去するのが最適である。よって、このときは $w_{l'} = 0$ とすればよい。

また $W_1 W_4 - 2W_2 W_3 = 0$ について調べる。式 (A-1) は

$$\text{SNR}(w_{l'}) = \frac{W_1^2 w_{l'}^2 + 2W_1 W_2 w_{l'} + W_2}{W_3 w_{l'}^2 + W_4 w_{l'} + W_5} \quad (\text{A-9})$$

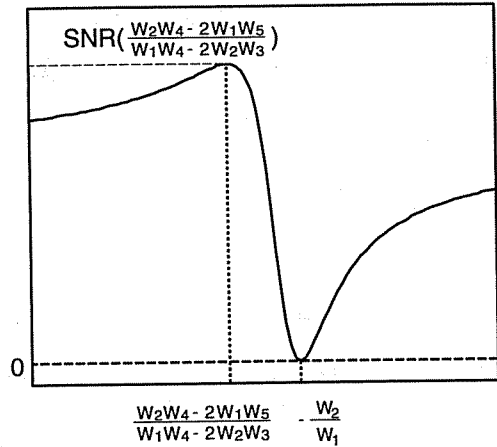


図 A-1 $\text{SNR}(w_{l'})$ のグラフ

$$\left(-\frac{W_2}{W_1} > \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3}\right)$$

Fig. A-1 The curve of $\text{SNR}(w_{l'})$

$$\left(-\frac{W_2}{W_1} > \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3}\right).$$

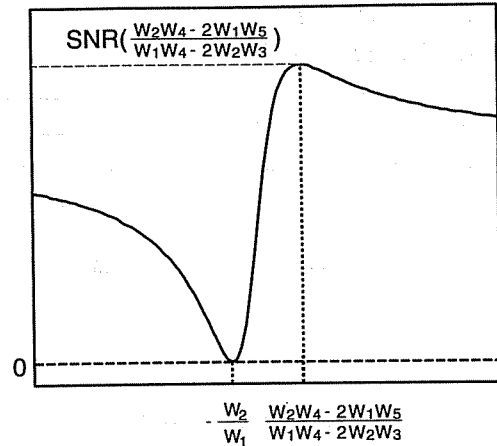


図 A-2 $\text{SNR}(w_{l'})$ のグラフ

$$\left(-\frac{W_2}{W_1} < \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3}\right)$$

Fig. A-2 The curve of $\text{SNR}(w_{l'})$

$$\left(-\frac{W_2}{W_1} < \frac{W_2 W_4 - 2W_1 W_5}{W_1 W_4 - 2W_2 W_3}\right).$$

のように書ける。これより $2W_2/W_1$ は着目している希望波成分とその他の希望波成分との相関を意味し、 W_4/W_3 は着目している雑音成分とその他の雑音成分との相関を意味している。雑音はほぼランダムであるので雑音成分の相関は希望波成分の相関に比べて非常

に小さいものと考えることができる。そこで、

$$\frac{2W_2}{W_1} \gg \frac{W_4}{W_3} \quad (\text{A-10})$$

これより、

$$\frac{W_4}{W_3} - \frac{2W_2}{W_1} \neq 0 \quad (\text{A-11})$$

つまり、

$$W_1W_4 - 2W_2W_3 \neq 0 \quad (\text{A-12})$$

と考えることができる。このように $W_1W_4 - 2W_2W_3 \neq 0$ について検討を行えばよく、結果として式 (A-8) によって l' 番目の準最適な荷重逆拡散系列を求めることができる。この方法をすべての w_l について行うことにより準最適に最大化された SN 比を求めることができる。そして、この操作を更に繰り返すことにより SN 比を最適な最大値まで収束させることができる。

ここで最大 SN 比に収束させるためには、初期値を適当に選ぶことが必要である。本文では、送信ガウスフィルタの帯域幅 B_bT_c が大きいときには、最適荷重逆拡散系列が送信拡散系列にほぼ等しいことを利用している。つまり、 B_bT_c が大きい場合の最適逆拡散系列から B_bT_c が大きい場合の方へ、最適荷重を計算していき、前の最適荷重逆拡散系列を次の計算の初期値とすることにより、初期値が最適荷重逆拡散系列に近いものとなるようにしている。

(平成 8 年 3 月 13 日受付, 7 月 15 日再受付)



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・大型計算機センター・講師。平 4 名大・工・電子情報講師。平 5 助教授。現在に至る。衛星通信/測位、スペクトル拡散通信、変復調理論、雑音理論、トラヒック理論および計算機ネットワーク等の研究に従事。工博。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。情報処理学会、情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。



小川 明 (正員)

昭 35 名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)入社。同社研究所勤務を経て、昭 63 名古屋大に移る。この間、デジタル通信方式、衛星通信、移動体通信等に関する研究開発に従事。現在、同大工・教授。工博。共著書:「衛星通信技術」。IEEE 会員。



石黒 隆之 (学生員)

平 6 名大・工・電気卒。平 8 同大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)入社。これまで、スペクトル拡散通信方式の変調および復調方式に関する研究に従事。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電気卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶同大学院博士課程了。同年名大助手。現在に至る。符号化変調方式、衛星通信測位、通信理論等に関する研究に従事。工博。平 7 本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。