

GMSK 変調を用いた DS/SS/CDMA 方式の特性解析

石黒 隆之^{†*} (学生員) 山里 敬也[†] (正員)
片山 正昭[†] (正員) 小川 明[†] (正員)

An Analytically Estimation of DS/SS/CDMA Using GMSK

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

[†]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

あらまし GMSK 変調を用いた直接拡散スペクトル拡散における CDMA システムを線形近似することによって解析し, 送信信号の式および干渉波が存在する場合での逆拡散後の SN 比の式を導出した。また, シミュレーションでの結果との比較を行い, その正当性を示した。

キーワード スペクトル拡散, GMSK

1. まえがき

搬送波変調方式に GMSK [1] を用いた直接拡散スペクトル拡散 (DS/SS/GMSK) は GMSK 変調が定包絡線変調であることにより, 移動端末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が得られている [2]。

従来 DS/SS/GMSK の特性解析では専らシミュレーションが用いられてきた [2]~[4]。これは GMSK 変調が非線形変調であり解析が困難であると考えられていたからである。しかし, 最適受信フィルタや干渉波除去といった研究等にはシミュレーションによる検討だけでは限界があり, 解析による DS/SS/GMSK の検討が必要である。そこで本文では, 今までシミュレーションによってのみ評価されてきた DS/SS/GMSK 信号を解析的に評価する。スペクトル拡散を行わない GMSK 変調信号の解析として, 非線形信号である GMSK 信号を線形近似することによって解析を行う手法がある [5]。本文でもこの手法を用いて DS/SS/GMSK 信号を表す式を導出する。更にその式から, 熱雑音, 干渉波が存在する場合における逆拡散後の SN 比の式を導出する。解析によって求めた SN 比と計算機シミュレーションによって求めた SN 比とを比較し, 両者がよく一致していることを示す。

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。

$$H_T(f) = \exp \left\{ -\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{fT_c}{B_bT_c} \right)^2 \right\} \quad (4)$$

ここで, B_bT_c は送信ガウスフィルタの片側 3dB 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 DS/SS/GMSK 受信機

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。

ところで, DS/SS/GMSK の受信方法としては二つの受信方法が考えられる。一つはサンプリングを行い,

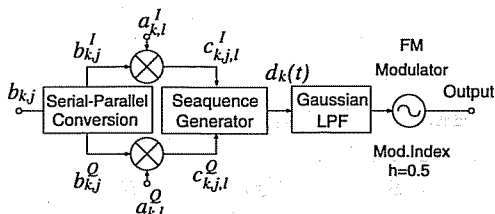


図 1 DS/SS/GMSK 送信機
Fig. 1 DS/SS/GMSK transmitter.

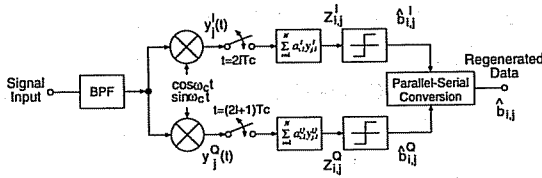


図2 DS/SS/GMSK 受信機
Fig.2 DS/SS/GMSK receiver.

拡散系列との掛合せを行う方法、そしてもう一つは受信機に送信信号と同じ送信波形を用意し、その波形と受信波形との相関をとる方法である。後者の方法では受信側においても送信側と同じ波形を用意しなければならず、更に相関操作についても拡散系列分の掛合せですむ前者に比べて複雑になると考えられる。そこで本文では、前者の方法による受信機について検討を行った。

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。本文では、GMSK 変調の受信フィルタとして一般的に使われているガウスフィルタを用いた。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。

$$H_G(f) = \exp \left\{ -2 \ln 2 \left(\frac{f T_c}{B T_c} \right)^2 \right\} \quad (5)$$

ここで、 $B T_c$ は両側 3dB 帯域幅 $B T$ 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直交した局部発振信号によって、Iチャンネル、Qチャンネルのベースバンド信号となる。ベースバンド信号は、Iチャンネル、Qチャンネルが交互にそれぞれのチップの中央でサンプリングされて、逆拡散される。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 $y_{j,l}^I, y_{j,l}^Q$ 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。

$$z_{i,j}^I = \sum_{l=1}^N a_{i,l}^I y_{j,l}^I, \quad z_{i,j}^Q = \sum_{l=1}^N a_{i,l}^Q y_{j,l}^Q \quad (6)$$

この逆拡散後の出力 $z_{i,j}^I, z_{i,j}^Q$ の極性から識別符号 $\hat{b}_{i,j}^I, \hat{b}_{i,j}^Q$ を決定する。

3. DS/SS/GMSK 信号の SN 比の式の導出

3.1 DS/SS/GMSK 送信信号の式の導出

本節では DS/SS/GMSK 信号の式の線形近似による導出方法について述べる。DS/SS/GMSK 信号を近似

するために DS/SS/GMSK 信号のベースバンド波形を M 種類のチップ波形の足し合せと考える。ここで、 M は $M = 2^{L-1}$ を満たす。 L はチップ波形の長さを決める正の整数である。まず、第 n ($0 \leq n \leq M-1$) 番目のチップ波形 $C_n(t)$ を求める。そのために位相推移関数 $\varphi(t)$ を定義する。GMSK 変調ではチップ幅 T_c の方形パルスが帯域幅 $B_b T_c$ のガウスフィルタを通り、更に周波数変調される。このときのチップ当りの位相推移関数 $\varphi(t)$ は式(7)となる[6]。

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0 & ; t < 0 \\ \frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{1}{T_c} \left\{ t_1 Q(\sigma t_1) - t_2 Q(\sigma t_2) \right\} \right] & ; 0 \leq t \leq L T_c \\ \frac{\pi}{2} & ; t > L T_c \end{cases} \quad (7)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= t - \frac{T_c}{2} - \frac{L T_c}{2}, \quad t_2 = t + \frac{T_c}{2} - \frac{L T_c}{2} \\ \sigma &= \frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

である。また、 $Q(t)$ は Q 関数を示す。実際にはガウスフィルタによって位相は無限小から無限大まで変化するが、線形近似においては 0 から $L T_c$ までのみ変化するものとする。これより、 L が大きくなるほど近似が正確になる。

つぎに関数 $S_n(t)$ を定義する[7]。

$$S_n(t) = \begin{cases} \frac{\sin[\varphi(t+nT_c)]}{\sin h\pi} & ; t < L T_c \\ \frac{\sin[h\pi - \varphi(t+nT_c - L T_c)]}{\sin h\pi} & ; t \geq L T_c \end{cases} \quad (9)$$

求める第 n 番目のチップ波形は式(10)で示される。

$$C_n(t) = \begin{cases} S_0(t) \cdot \prod_{u=1}^{L-1} S_{u+L-\alpha_{n,u}}(t); & 0 \leq t \leq T_c \cdot \min_{u=1}^{L-1} [L(2 - \alpha_{n,u}) - u] \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

ここで、 $\alpha_{n,u}$ は式 (11) を満たす。

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

k 番目の送信機から送られる DS/SS/GMSK 信号は I チャネル, Q チャネル別々に考えることによって式 (12) で示される。

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} \cdot \text{Re} [e_k(t - \tau_k)] \cos(\omega_c t + \phi_k) \\ + \sqrt{2P_k} \cdot \text{Im} [e_k(t - \tau_k)] \sin(\omega_c t + \phi_k) \quad (12)$$

ここで、 $\sqrt{2P_k}e_k(t)$ は DS/SS/GMSK 信号の複素ベースバンド信号を示し、

$$\sqrt{2P_k}e_k(t) \\ = \sqrt{2P_k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[c_{k,j,m}^I \sum_{n=0}^{M-1} \exp\left(-j\frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u}\right) \right. \\ \times \left. \left\{ \prod_{u=1}^{L-1} (d_{k,j,2m-u-2})^{\alpha_{n,u}} \right\} \right. \\ \times C_n(t - (2m+1)T_c) \\ + c_{k,j,m}^Q \sum_{n=0}^{M-1} \exp\left(-j\frac{\pi}{2} \left\{ \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right\}\right) \\ \times \left. \left\{ \prod_{u=1}^{L-1} (d_{k,j,2m-u-1})^{\alpha_{n,u}} \right\} \right. \\ \left. \times C_n(t - 2(m+1)T_c) \right] \quad (13)$$

である [7]。また、 P_k は k 番目の送信機からの信号電力である。式 (13) において、右辺の第 1 項は I 相成分によって作り出される信号波形であり、第 2 項は Q 相成分によって作り出される信号波形である。更にそれぞれの項では、チップ波形 $C_n(t)$ に情報信号、拡散信号等が掛け合わされて和がとられている。このように式 (13) から、DS/SS/GMSK 信号はチップ波形 $C_n(t)$ の足し合せによって近似できることがわかる。

3.2 SN 比の式の導出

本節では 3.1 で求めた DS/SS/GMSK 信号から SN 比を導出する。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) 解析の簡単化のために情報 $b_{k,j}$ 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 チャネルの逆拡散後の出力 $z_{k,j}^I$ のみに着目する。

k 番目の受信機に入力された i 番目の信号 $s_i(t)$ は、まず受信フィルタを通過する。DS/SS/GMSK 信号はチップ波形 $C_n(t)$ の線形足し合せで表されていることから、受信フィルタ通過後のチップ波形 $C'_n(t)$ は式 (14) で示される。

$$C'_n(t) = C_n(t) * F^{-1}[H_G(f)] \\ = C_n(t) * \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln 2}} B \cdot \exp\left(-\frac{\pi^2 B^2 t^2}{2 \ln 2}\right) \quad (14)$$

ここで、 $F^{-1}[\cdot]$ は逆フーリエ変換を示す。よって、 $C_n(t)$ を $C'_n(t)$ と置き換えることにより受信フィルタ通過後の信号が得られる。これより、受信フィルタ通過後の複素ベースバンド信号 $\sqrt{2P_k}e'_k(t)$ は式 (15) と表される。

$$\sqrt{2P_k}e'_k(t) \\ = \sqrt{2P_k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[c_{k,j,m}^I \sum_{n=0}^{M-1} \exp\left(-j\frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u}\right) \right. \\ \times \left. \left\{ \prod_{u=1}^{L-1} (d_{k,j,2m-u-2})^{\alpha_{n,u}} \right\} \right. \\ \times C'_n(t - (2m+1)T_c) \\ + c_{k,j,m}^Q \sum_{n=0}^{M-1} \exp\left(-j\frac{\pi}{2} \left\{ \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right\}\right) \\ \times \left. \left\{ \prod_{u=1}^{L-1} (d_{k,j,2m-u-1})^{\alpha_{n,u}} \right\} \right. \\ \left. \times C'_n(t - 2(m+1)T_c) \right] \quad (15)$$

このあと、受信フィルタ通過後の波形をベースバン

ドに落とし、逆拡散することによって希望波信号出力、干渉波出力が得られる。

まず、 i 番目の信号（希望波）の逆拡散後の受信機出力 $z_{i,j}^I$ を求める。受信フィルタ通過後のベースバンド信号の I チャンネルにおけるサンプリングタイミングが $e'[t = (2l + \{(L+1)/2\})T_c]$ 、(l は整数) であることを考慮に入れると [7],

$$\begin{aligned} z_{i,j}^I &= \sum_{l=1}^N \sqrt{\frac{P}{2}} e' \left(2lT_c + \frac{L+1}{2} T_c \right) a_{i,l}^I \\ &= \sum_{l=1}^N \Psi_D(l) a_{i,l}^I \end{aligned} \quad (16)$$

と表すことができる。ここで、 $\Psi_D(l)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Psi_D(l) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{M-1} \left[\Re_n^I A_{i,n}^I(l-q) D_n(2qT_c) \right. \\ &\quad \left. + \Re_n^Q A_{i,n}^Q(l-q) D_n((2q-1)T_c) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

但し、

$$\begin{aligned} \Re_n^I &= \Re \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} \right) \right] \\ \Re_n^Q &= \Re \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \left\{ \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right\} \right) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} A_{i,n}^I(l) &= a_{i,l}^I \prod_{u=1}^{L-1} (d_{i,j,2l-u-2})^{\alpha_{n,u}} \\ A_{i,n}^Q(l) &= a_{i,l}^Q \prod_{u=1}^{L-1} (d_{i,j,2l-u-1})^{\alpha_{n,u}} \end{aligned} \quad (19)$$

である。また式の簡単化のために、 $D_n(t) = C_n'(t + \{(L+1)/2\}T_c)$ と置き換えを行った。

つぎに干渉波成分の逆拡散後の出力を示す。干渉信号としての k 番目の信号の逆拡散後の出力 $z_{k,j}^I$ は希望波の場合と同様に考え、更に干渉波においては位相遅延、時間遅延が生じることを考慮に入れると、

$$\begin{aligned} z_{k,j}^I &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=1}^N \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{M-1} a_{i,l}^I [\cos \phi_k \\ &\quad \times \{ \Re_n^I A_{k,n}^I(l-q) D_n(2qT_c - \tau_k) \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \Re_n^Q A_{k,n}^Q(l-q) D_n((2q-1)T_c - \tau_k) \} \\ &+ \sin \phi_k \{ \Im_n^I A_{k,n}^I(l-q) D_n(2qT_c - \tau_k) \\ &+ \Im_n^Q A_{k,n}^Q(l-q) D_n((2q-1)T_c - \tau_k) \} \end{aligned} \quad (20)$$

となる。ここで、 \Im_n^I, \Im_n^Q はそれぞれ

$$\begin{aligned} \Im_n^I &= \Im \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} \right) \right] \\ \Im_n^Q &= \Im \left[\exp \left(-j \frac{\pi}{2} \left(\sum_{u=1}^{L-1} \alpha_{n,u} - 1 \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

である。 $z_{k,j}^I$ は k が異なれば確率的に独立であり、平均値はゼロである。そこで $z_{k,j}^I$ の分散は τ_k と ϕ_k を先に述べたような確率変数として扱うことによって得られる。

$$\text{Var}[z_{k,j}^I] = \int_0^{2NT_c} \int_0^{2\pi} (z_{k,j}^I)^2 \frac{d\phi_k}{2\pi} \frac{d\tau_k}{2NT_c} \quad (22)$$

これを計算すると式 (23) が得られる [8].

$$\text{Var}[z_{k,j}^I] = \sum_{l_1=1}^N \sum_{l_2=1}^N \Psi_k(l_1, l_2) a_{i,l_1}^I a_{i,l_2}^I \quad (23)$$

ここで、 $\Psi_k(l_1, l_2)$ は式 (24) のように表される。

$$\begin{aligned} \Psi_k(l_1, l_2) &= \frac{P}{8NT_c} \left[\sum_{n_1=0}^{M-1} \sum_{n_2=0}^{M-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{s=1}^N \right. \\ &\quad \times \{ (\Re_{n_1}^I \Re_{n_2}^I + \Im_{n_1}^I \Im_{n_2}^I) \Phi_{n_1, n_2}(2rT_c) \\ &\quad \times A_{k, n_1}^I(l_1 - s) A_{k, n_2}^I(l_2 - s - r) \\ &\quad + (\Re_{n_1}^I \Re_{n_2}^Q + \Im_{n_1}^I \Im_{n_2}^Q) \Phi_{n_1, n_2}((2r-1)T_c) \\ &\quad \times A_{k, n_1}^I(l_1 - s) A_{k, n_2}^Q(l_2 - s - r) \\ &\quad + (\Re_{n_1}^Q \Re_{n_2}^I + \Im_{n_1}^Q \Im_{n_2}^I) \Phi_{n_1, n_2}((2r+1)T_c) \\ &\quad \times A_{k, n_1}^Q(l_1 - s) A_{k, n_2}^I(l_2 - s - r) \\ &\quad + (\Re_{n_1}^Q \Re_{n_2}^Q + \Im_{n_1}^Q \Im_{n_2}^Q) \Phi_{n_1, n_2}(2rT_c) \\ &\quad \left. \times A_{k, n_1}^Q(l_1 - s) A_{k, n_2}^Q(l_2 - s - r) \right\} \end{aligned} \quad (24)$$

また、 $\Phi_{n_1, n_2}(t)$ は受信ガウスフィルタ通過後のチップ波形の相互相関関数である。

$$\Phi_{n1,n2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} D_{n1}(\tau)D_{n2}(t-\tau)d\tau \quad (25)$$

最後に雑音電力を求める。雑音電力はサンプリング出力間の相関を考えると次のように表される [4]。

$$\text{Var}[z_n^I] = \sum_{l_1=1}^N \sum_{l_2=1}^N \Psi_N(l_1, l_2) a_{i,l_1}^I a_{i,l_2}^I \quad (26)$$

ここで、

$$\Psi_N(l_1, l_2) = \frac{N_0 B}{8} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{(\pi(l_1 - l_2)BT_c)^2}{\ln 2}\right) \quad (27)$$

である。SN比は式(28)より求めることができるので、式(28)に $z_{i,j}^I$, $\text{Var}[z_n^I]$, $\text{Var}[z_{k,j}^I]$ を代入することによって逆拡散後のSN比の式が得られる。

$$\text{SNR} = \frac{(z_{i,j}^I)^2}{\text{Var}[z_n^I] + \sum_{k=1, k \neq i}^K \text{Var}[z_{k,j}^I]} \quad (28)$$

4. シミュレーションとの比較

3. で求めたSN比の式による結果を、シミュレーションによって求めた結果と比較する。拡散系列としては、系列長127のGold系列[9]を用いた。式(16)から式(28)よりSN比の式は拡散系列の関数となっており、系列の種類や系列長により式(28)の解析式とシミュレーションの結果との違いが大きく変化することはないと考えられる。そこで本文では、一つの拡散系列を例にとって検討を行う。このときの送信ガウス

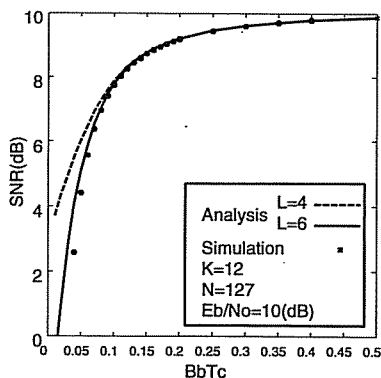


図3 SN比での解析とシミュレーションとの比較
Fig. 3 Comparison between analysis and simulation in term of the signal-to-noise power ratio.

フィルタの帯域幅 $B_b T_c$ に対する $L=4, 6$ のときのSN比を図3に示す。ここで、 $E_b/N_0 = 10$ dB, ユーザ数 $K=12$, 受信ガウスフィルタの帯域幅 BT_c はSN比が最大となるように設定した。図3より解析の結果はシミュレーションの結果とほぼ等しいことがわかる。また、 $L=4$ のときより $L=6$ のほうが $B_b T_c$ の小さいところでシミュレーションの結果により近づいていることがわかる。 $B_b T_c$ の小さいときは、送信フィルタによって帯域が厳しく制限されているために、チップ波形は時間的に広がってしまう。このような場合に L が小さいと、足し合わせるチップの時間長さが短いのでDS/SS/GMSK波形を十分に近似しきれなくなってしまう。また L を大きくすれば、足し合わせるチップ波形の時間長さが長いことにより正確にDS/SS/GMSK波形を近似できる。このように考えると、DS/SS/GMSK変調を用いたCDMAシステムを解析的にできるだけ正確に評価しようとするとき、 L をできるだけ大きくすることが考えられる。しかし、 L が大きくなるとチップ波形の種類 M も大きくなり、計算量が增大してしまう。よって、解析には式の正確さと計算量にトレードオフが存在することになるが、通常においては $B_b T_c$ は0.1以上で考えればよいので[2]~[4]、図3より $L=6$ で十分であることがわかる。

5. むすび

本文では、搬送波変調方式にGMSKを用いた場合のスペクトル拡散方式において、送信信号を表す式と逆拡散後におけるSN比の式を解析により求めた。また得られた結果をもとに、拡散符号としてGold系列を用い、実際にSN比を算出した。そして、この結果とシミュレーションによって得られたSN比との比較を行った。この結果、解析式から求めたSN比とシミュレーションで求めたSN比はほぼ一致しており、解析式の正当性が示された。また、 $B_b T_c$ が小さいところでは L の値によりSN比の計算値が変化し、 L が大きくなるほど解析の結果がシミュレーションの結果に近づいていくことがわかった。本文では、受信機として受信信号をサンプリングする方法を用いた。もう一つの方法である希望波と受信波形との相互相関をとる方法の解析については、式(13)で求められた送信信号波形どうしの相互相関を計算することにより可能であると考えられる。

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] J.P. Aldis and S.K. Barton, "The performance of GMSK as a modulation scheme for direct sequence CDMA," *ISSSTA '94*, Oulu, Finland, pp.554-559, July 1994.
- [4] T. Ishiguro, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A study on improvement of performance of CDMA with DS/SS/GMSK," *Proceeding 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] G.K. Kaleh, "Simple coherent receivers for partial response continuous phase modulation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.SAC-7, no.9, pp.1427-1436, Dec. 1989.
- [7] 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./March/April 1994.
- [8] T. Shibata, M. Katayama, and A. Ogawa, "Performance of asynchronous band-limited DS/SSMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.8, pp.921-928, Aug. 1993.
- [9] 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.
(平成 8 年 3 月 4 日受付, 7 月 15 日再受付)