

遠近問題とフェージングを考慮した DS/FH-CDMA 方式の
特性評価

正 員 真 梶 康 彦^{†*} 正 員 山 里 敬 也[†]
正 員 片 山 正 昭[†] 正 員 小 川 明[†]

Performance of DS/FH-CDMA Over Fading Channels with Near-Far Problem

Yasuhiko SHINKAJI^{†*}, Takaya YAMAZATO[†], Masaaki KATAYAMA[†]
and Akira OGAWA[†], *Members*

あらまし 本論文では、移動体通信に符号分割多元接続 (CDMA) を適用することを想定し、拡散変調に直接拡散 (Direct Sequence: DS) と周波数ホッピング (Frequency Hopping: FH) を組み合わせたハイブリッド型スペクトル拡散方式を用いた符号分割多元接続 (DS/FH-CDMA) 方式について検討を行う。まず遠近問題のみが存在する伝送路における特性を明らかにし、一般に遠近問題に弱いといわれる DS 方式と比較検討する。その結果として、DS 方式と比較して特性の改善が見られないことを示し、誤り訂正符号の必要性を述べる。そしてシステムに誤り訂正符号を導入することにより、DS 方式よりも良い特性を得ることを示す。次にフェージングのみが存在する場合について検討し、誤り訂正符号だけでなく、別のフェージング対策が必要であることを示す。対策法としてダイバーシチ受信を行う場合の効果についても明らかにする。更に、遠近問題およびフェージングの両方が存在する場合についても考察する。

キーワード DS/FH-CDMA 方式, 遠近問題, マルチパスフェージング, 誤り訂正符号, ダイバーシチ受信

1. ま え が き

スペクトル拡散に基づく符号分割多元接続 (CDMA: Code-Division Multiple-Access) は、複数のユーザが異なる拡散系列をもち、同じ周波数帯を同時に使用して通信を行う方式である。この方式は干渉や多重伝搬に強く、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徴を有しており、実用化に向けて研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽¹¹⁾。

スペクトル拡散変調方式は、送りたい信号 (情報) のもつ周波数帯域をそれよりも広い帯域にスペクトルを拡散して情報を伝送する方式であり、代表的な変調方式としては直接拡散 (DS: Direct-Sequence) 方式および周波数ホッピング (FH: Frequency-Hopping) 方式がある。DS 方式は情報信号に、それより広帯域の信号を直接、掛け合わせてスペクトル拡散を実

現する方式であり、比較的容易にスペクトル拡散を実現できる。しかしながらこの方式では、距離の異なる (従って信号強度の異なる) 複数の送信局からの信号を受信するような場合には、強度の大きな信号によって他の信号がマスクされる、いわゆる遠近問題が生じ、特性が著しく劣化することが知られている^{(2),(3),(5),(7)}。一般に、DS 方式では遠近問題を防ぐ手段として電力制御を利用する方法がとられる。しかしながら移動局が高速で移動し、伝搬特性が急激に変化する場合やフェージングが発生している環境のもとでは高精度の制御は困難であると考えられる^{(2),(3)}。特に、大ゾーン方式では遠近問題やフェージングの影響が顕著となり、DS 方式の適用は難しい。FH 方式での拡散は、情報で変調された信号の搬送周波数を、あるパターンに従って切り換えることで実現される。この方式では、信号強度の大きな信号と周波数が一致しなければ遠近問題は避けられる。しかしながらフェージングや干渉波によるビットの損失を防ぐには、十分な拡散利得を得るために多数の周波数を合成できる高速の周波数シンセサイザが必要であり、ハードウェアの面に問題があ

[†] 名古屋大学工学部電子情報学科, 名古屋市
School of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01
Japan

* 現在, 松下電器産業株式会社

る^{(2),(3),(7)}.

一方、上述した変調方式とは別に、これらを組み合わせたハイブリッド方式がある。代表的なハイブリッド方式に、DS方式とFH方式を組み合わせたハイブリッド型(DS/FH: Direct-Sequence/Frequency-Hopping)スペクトル拡散変調方式がある。DS/FH方式は、中心周波数が周期的にホッピングする直接拡散変調方式である。つまり、全帯域の一部をカバーする直接拡散信号が各瞬間に現れ、他方、信号全体としては周波数ホッピングのパターンに従うわけである。二つの方式を組み合わせることにより、(1)大きな処理利得と広いスペクトル拡散がハードウェアの面から実現しやすい、(2)DS方式の場合に問題となる遠近問題の緩和が期待できる、(3)FH方式の場合に起きるビットの損失を防ぎ得るなど、DS方式とFH方式の長所を活かし、短所を補い合う方式を得ることができる。

従来、単独のDS方式、FH方式については数多くの研究がなされており、DS/FH方式を用いた多元接続についてもいくつかの研究結果が発表されている^{(1)-(3),(10),(11)}。しかしながら、それらは電力制御が完全(遠近問題がない)である仮定のもとで検討がなされているか、あるいは、遠近問題を取り上げていても、干渉波と希望波の信号レベル比がすべて等しいと近似したものである。また遠近問題とフェージングの両方が存在する場合について、DS/FH方式の特性を明らかにし、特性向上策を検討した例はない。

本論文は移動体通信にCDMAを適用することを想定し、拡散変調にDS/FH方式を用いたスペクトル拡散通信方式について、その有効性を特に、(1)遠近問

題が存在する通信路、(2)フェージングが存在する通信路、(3)両者が存在する場合、において明らかにするものである。そして遠近問題およびフェージングのそれぞれに対する問題点を明確にし、対策法としてバースト誤り訂正符号とパスダイバーシチ技術を考え、その効果について検討を加える。

2. システム構成

ここではDS/FH/SSMAのシステムモデルを設定する。それを図1に示す。図1において総ユーザ数 K のユーザが連続的に送信している状態を仮定しており、上段は第 k ユーザの送信機、下段は第 i ユーザ(希望波ユーザ)の受信機である。

2.1 送信機モデル

第 k ユーザ($1 \leq k \leq K$)の送信機では、はじめに振幅1、ビット幅 T をもつ方形波の系列からなる情報信号 $b_k(t)$ に、振幅1、チップ幅 T_c をもつ方形波の系列からなる周期 N のDSの拡散符号 $a_k(t)$ を乗算する。これにより、帯域制限されていない直接拡散2相PSK信号を得る。ここで $T = NT_c$ であり、拡散符号の1周期分が1情報ビットに割り当てられているものとする。以下に直接拡散信号 $a_k(t)$ および情報信号 $b_k(t)$ を示す。

$$a_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} P_{T_c}(t - mT_c) \quad (1)$$

$$b_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_{k,m} P_T(t - mT) \quad (2)$$

$$a_{k,m} = a_{k,m} + N \quad (3)$$

ここで系列 $b_{k,m}$ は、第 k ユーザの情報系列である。また $a_{k,m}$ は第 k ユーザの直接拡散符号であり、式(3)に

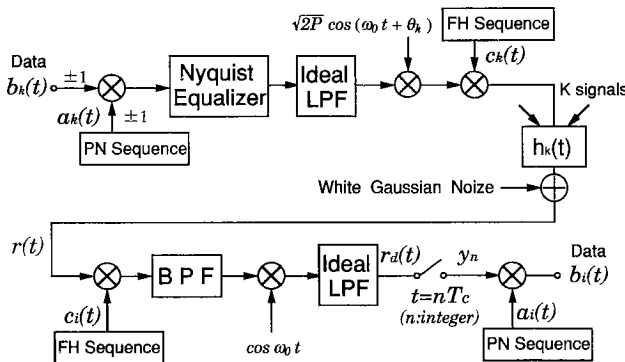


図1 DS/FH-CDMAの送受信機構成
Fig. 1 Transmitter and receiver configurations of DS/FH-CDMA.

示すようにその符号長は N であるとする。どちらの系列も ± 1 の 2 値をとるものとする。幅 T の孤立方形波パルス信号 $P_T(t)$ は、次のような信号である。

$$P_T(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

次に直接拡散信号を、1チップ波形に対応するイコライザフィルタで波形整形した後、理想帯域フィルタにより帯域制限する。そして、いったん中心周波数 ω_0 の信号に変換する。

フィルタリングされた信号は、周波数シンセサイザから出力される局発信号と乗算され、ホッピングしながら送信される。切換え可能な搬送波の数は全部で q 個ある。周波数シンセサイザでは、周波数ホッピング系列 (FH 系列) に従って搬送波が合成され、出力信号は次のようになる。

$$c_k(t) = \cos(\omega_k(t)t + \phi_k(t)) \quad (5)$$

$$\omega_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \omega_{k,m} \cdot P_{T_h}(t - mT_h) \quad (6)$$

$$\omega_{k,m} = \omega_{k,m} + q - 1 \quad (7)$$

ここで $\omega_{k,m}$ は第 k ユーザの FH 系列を表し、式(7)に示すように、周期は $q-1$ である。また T_h はホッピングの時間間隔であり、本論文ではホッピングとしては一つの周波数に滞在する間に N_b ビットの情報を伝送し、 $T \leq T_h (= N_b T)$ となる低速ホッピングを想定している。 $\phi_k(t)$ は、第 k ユーザの周波数シンセサイザによるランダム位相であり h 番目のホッピング周波数に滞在する間は一定値 ϕ_k^h をとる。

直接拡散符号として 3., 5. では相互相関特性に優れている Gold 系列を用い、また、4. ではフェージングのみを考慮するため自己相関特性を特定しやすい M 系列で検討を行う。FH の符号にはリードソロモンホッピング系列を用いる。

2.2 通信路モデル

通信路モデルとしてはレイリー分布に従って変動するマルチパス伝搬路を想定する。一般に移動通信の電波伝搬において、短区間における電界強度の変動は地形や建造物等の反射によるレイリー変動だけでなく、建物の遮断により対数正規分布に従う変動があるが、ここではレイリー変動のみを考慮する。また、大ゾーン方式への適用を考え、他局からの干渉は希望局と同一ゾーン内に限定するものとする。第 k ユーザの通信路の等価低域フィルタを次式で表す。

$$h_k(t) = \sum_{i=1}^{L_k} \beta_{k,i} \cdot \exp(j\gamma_{k,i}) \cdot (t - t_{k,i}) \quad (8)$$

ここで、 L_k はパスの数、 $\beta_{k,i}$ はレイリー分布に従うランダム変数、 $\gamma_{k,i}$ はパスの位相角、 $t_{k,i}$ はパスの遅延時間である。互いに異なる二つのパスの遅延時間差は T_c 以上であるとする⁽⁵⁾。なお、3. ではフェージングは考慮しないが、これは $L_k=1$, $\beta_{k,i}=1$, $\gamma_{k,i}=0$, $t_{k,i}=0$ とすることで満たされる。

2.3 受信機モデル

受信側では、式(8)で表される通信路を介して K 個の信号を受信する。受信信号は雑音を加えて次式のようなになる。

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{i=1}^{L_k} \text{Re}[\beta_{k,i} \cdot \exp(j\gamma_{k,i}) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} b_{k,m'} g_T(t - mT_c - \tau_{k,i}) \cdot \exp\{j\Phi_{k,i}(t - \tau_{k,i})\}] + n(t) \quad (9)$$

$$\Phi_{k,i}(t) = (\omega_0 + \omega_k(t))t + \theta_k + \phi_k(t), \quad m' = \left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor$$

ここで、系列 $b_{k,m'}$ は、第 k ユーザの m' 番目の情報系列であり、 $[x]$ は x を超えない最大の整数を表す関数である。 $a_{k,m}$ は第 k ユーザの m 番目の直接拡散系列、 P_k は信号受信電力、 $g_T(t)$ は送信フィルタの幅 T_c の方形波に対する応答波形である。また $\tau_{k,i}$ は干渉波信号の希望波信号に対する遅延時間であり、 $\tau_{k,i} = \tau_{k,0} + t_{k,i}$ である。 $n(t)$ は片側電力密度 N_0 の白色ガウス雑音成分である。また θ_k は搬送波の初期位相角、 $\phi_k(t)$ は送信側の周波数シンセサイザによるランダム位相である。

今、 i 番目のユーザ ($1 \leq i \leq K$) の d 番目のマルチパス信号を希望波として受信する場合を考える。受信機では、まず FH の逆拡散を行い、信号を中心周波数 ω_0 に周波数変換する。これは、受信信号と、受信機の周波数シンセサイザで生成した信号を掛け合わせるにより行われる。更にその信号に搬送周波数 ω_0 の搬送再生波を乗算してベースバンドにおとす。受信フィルタ通過後の信号は、以下のように書ける。

$$r_d(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{8}} \beta_{k,i} \sum_{i=1}^{L_k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} b_{k,m'} \cdot g(t - mT_c - \tau_{k,i}) \delta(\omega_k(t - \tau_{k,i}), \omega_i(t)) \cdot \cos(\Phi_{k,i}(t)) + n'(t) \quad (10)$$

$$\Phi_{k,i}(t) = \theta_k - (\omega_0 + \omega_k(t - \tau_{k,i}))\tau_{k,i} + \phi_k(t - \tau_{k,i}) - \phi_i^d(t) + \gamma_{k,i}$$

但し $g(t)$ は送信フィルタ $g_T(t)$ と受信フィルタ $g_R(t)$ の時間領域での畳込み積分 $g(t) = g_T(t) * g_R(t)$ であり、 $\phi_i^d(t)$ は希望局の受信側の周波数シンセサイザによるランダム位相である。また $\delta(\cdot, \cdot)$ は以下のような

関係を表す関数である。

$$\delta(u, v) = \begin{cases} 1 : u = v \\ 0 : u \neq v \end{cases} \quad (11)$$

そしてこのベースバンドにおちた希望信号に対してチップレベルの同期をとり、各チップの中央で信号の標本化を行い、直接拡散符号を掛け合わせ DS の逆拡散を行う。標本化の過程では、量子化は行わず、アナログ値のまま信号を処理するものとする。DS の逆拡散の演算は次のようなものである。

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \cdot y_n \quad (12)$$

希望信号に対して DS の逆拡散を行った後の出力成分は、同期が理想的であると仮定すると^{(2),(3)}、 $\tau_{i,d} = \Phi_{i,d} = 0$ となるので次のようになる。

$$Z_{i,d} = \sqrt{\frac{P_i}{8}} \beta_{i,d} \cdot b_{i,0} \quad (13)$$

希望局のマルチパス波成分は、以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} Z_{i,l} = & \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{P_i}{8}} \beta_{i,l} a_{i,m} b_{i,m'} a_{i,n} \\ & \cdot g(nT_c - mT_c - \tau_{i,l}) \\ & \cdot \delta(\omega_i(nT_c - \tau_{i,l}), \omega_i(nT_c)) \\ & \cdot \cos(\Phi_{i,l}(nT_c)) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{i,l}(t) = & \theta_i - (\omega_0 + \omega_i(t - \tau_{i,l}))\tau_{i,l} + \phi_i(t - \tau_{i,l}) \\ & - \phi_i'(t) + \gamma_{i,l} \end{aligned}$$

同様に、第 k ユーザのマルチパス成分は次式のようになる。

$$\begin{aligned} Z_{k,l} = & \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{P_k}{8}} \beta_{k,l} a_{k,m} b_{k,m'} a_{k,n} \\ & \cdot g(nT_c - mT_c - \tau_{k,l}) \\ & \cdot \delta(\omega_k(nT_c - \tau_{k,l}), \omega_k(nT_c)) \\ & \cdot \cos(\Phi_{k,l}(nT_c)) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,l}(t) = & \theta_k - (\omega_0 + \omega_k(t - \tau_{k,l}))\tau_{k,l} + \phi_k(t - \tau_{k,l}) \\ & - \phi_k'(t) + \gamma_{k,l} \end{aligned}$$

従って、受信機端での全信号出力は以下のようになる。

$$Z = Z_{i,d} + \sum_{k=1(K \neq i)}^K \sum_{l=1}^{L_k} Z_{k,l} + \sum_{l=1(L \neq d)}^{L_i} Z_{i,l} + Z_{awgn,d} \quad (16)$$

但し、 $Z_{awgn,d}$ はガウス雑音の出力成分であり、平均 0、分散 $\sigma^2 = N_0/16NT_c$ のガウス分布をなす。こうして得られた受信機出力信号の極性の正・負により、送信されたシンボルを決定する。

3. 遠近問題存在下における特性

移動体通信に CDMA を適用する上で問題となるのが遠近問題である。特に DS 方式では複数のユーザが常に同一の周波数を共有するのでその影響を受けやす

い。一方 DS/FH 方式では、周波数ホッピングを併用しているため、受信強度の大きな信号と周波数が一致しなければ遠近問題が避けられ、DS 方式に比べて特性が改善される可能性がある。そこで本章では、遠近問題が存在する通信路を想定し、電力制御を行わないもとの特性を求め、DS 方式と比較し、遠近問題の改善効果について明らかにする。なお、ここでは遠近問題のみが存在し、フェージングは考慮しない。

3.1 誤り訂正符号を用いない場合

式(16)をもとにビット誤り率を与える式を導出する。それは次式で表される。

$$\begin{aligned} P_e = & \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Z_{i,d} + \sum_{k=1(K \neq i)}^K \sum_{l=1}^{L_k} Z_{k,l} + \sum_{l=1(L \neq d)}^{L_i} Z_{i,l}}{\sqrt{2\sigma^2}} \right) \\ = & \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(Z_{i,1} + \sum_{k=1(K \neq i)}^K Z_{k,1} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

但し、 $E_b (= P_i T)$ は希望波の 1 ビット当りの受信エネルギーである。式(17)における干渉波成分を解析的に求めるのは、ホッピングによる衝突の確率や異なる二つの直接拡散符号における部分相関などを考慮しなければならないので困難である。そのため計算機シミュレーションによってビット誤り率を求めることにする。遠近問題の存在する通信路としては、図 2 のように基地局を中心とした半径 R の円のサービスエリア内に移動局 (ユーザ) が一様に分布するようなモデルを考える。サービスゾーン内に $K-1$ 個の干渉局と希望局 1 個をランダムに配置させ、式(17)の $Z_{k,l}$ を与え希望局の誤り率を計算し、それらを平均化したものを平均ビット誤り率として評価する。また、遠近問題が顕著に現れる例として、希望局がゾーンの境界付近にいる場合の特性も求めるものとする。更に、実際には移動局が基地局に接近できる距離には限界があるの

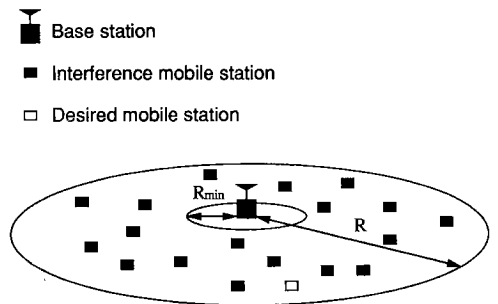


図 2 サービスゾーン内のユーザの分布
Fig. 2 Distribution of mobile station in a service zone.

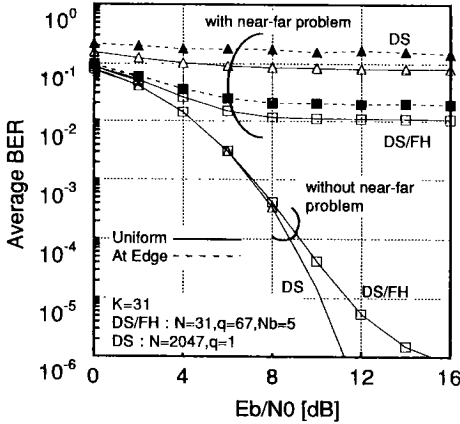


図3 E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率
Fig. 3 E_b/N_0 vs. average BER.

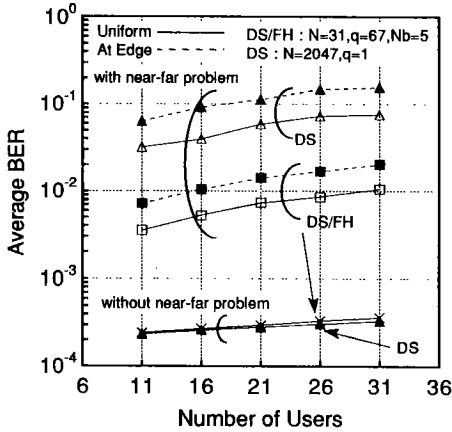


図4 ユーザ数に対する平均ビット誤り率
Fig. 4 Number of users vs. average BER.

で、ここでは移動局と基地局の距離に制限を設け、移動局は半径 $R_{min}(=0.01R)$ の円内には存在できないと仮定する。また、基地局での移動局の受信電力は距離の4乗に反比例するとする。図3にDS方式およびDS/FH方式のユーザ数が $K=31$ の場合の E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率を示す。同図には、遠近問題がない場合の特性も示してある。図によれば遠近問題がある場合は、ない場合に比べて両方式とも特性劣化が見られる。両方式を比較すると遠近問題が存在する場合においてはDS/FHの方が特性がよくなっていることがわかる。しかし、両方式とも希望局がゾーンの境界付近に位置する場合(斜線で示す)が希望局の位置をランダムに決めた場合(実線で示す)より特性が悪く、 $BER=10^{-2}$ も達成できない。図4にユーザ数に

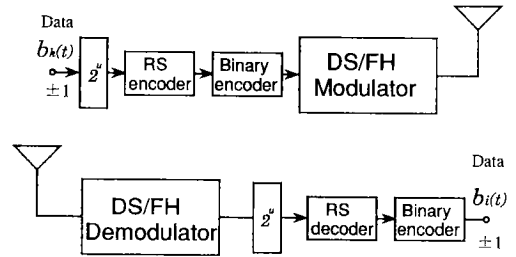


図5 符号化DS/FH-CDMAの送受信機構成
Fig. 5 Transmitter and receiver configurations of coded DS/FH-CDMA.

対するDSおよびDS/FHの平均ビット誤り率を示す。同図からも遠近問題がある場合、DS/FHの方が特性が良いことがわかる。しかしながら遠近問題がない場合に比べて両方式ともかなりユーザ数が制限されると言える。図3および図4より、遠近問題存在下においてDS/FH方式はDS方式よりも特性は良いが、十分な改善効果が得られているとは言えないことがわかる。これは、以下のように説明できる。DS/FH方式はDS方式に比べて周波数ホッピングによって信号強度の高い干渉波と周波数を共存する確率(時間)は低く(短く)なり特性は良くなる。ところが、ホッピングの過程で多数の干渉波と周波数が一致したり、干渉波の信号強度が強い場合に高い確率でバースト的な誤りが生じてしまう。そのため平均的な誤り率で見れば、DS方式と比較して十分な改善が得られない。しかしながらホッピングの過程で生じるバースト誤りを訂正できれば特性はDS方式に比較して大きく改善されると考えられる。そこでDS/FH方式において生じるバースト誤りの対策法として誤り訂正符号を導入することを考え、システムに誤り訂正符号を付加して同様に検討を行う。

3.2 誤り訂正符号を用いる場合

誤り訂正符号として、リードソロモン符号を付加したシステムを考える。リードソロモン符号は広義にはBCH符号に属する非2元符号である。基本的にはランダム誤り訂正符号であるが、符号を構成するシンボルが非2元であるので、各非2元シンボルを2元ベクトルで表すと、2元の伝送情報信号に対してはバースト誤り訂正符号となる⁽¹⁴⁾。符号化したシステムのブロック図を図5に示す。送信側では2値データが u ビットずつ 2^q 値のレベルをもつ情報シンボルに多値化される。多値化された情報シンボルは、符号器に入力され、誤り訂正符号化される。符号化されたシンボルは再び2値をもつ2元符号に変換されスペクトル拡散変

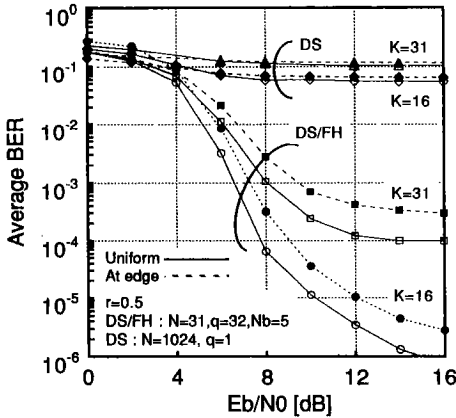


図 6 符号化したシステムの平均誤り率特性
Fig. 6 Average BER performance of coded system.

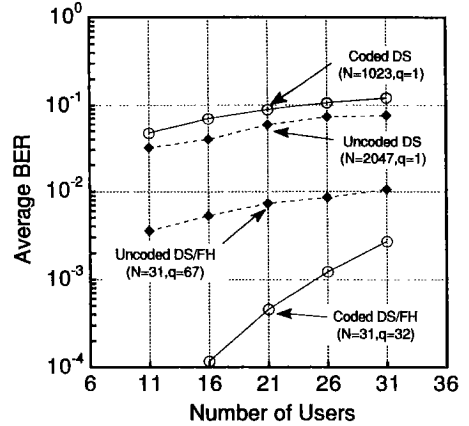


図 7 誤り訂正符号の効果
Fig. 7 Effect of the error control code.

調器に入力される。その後の動作は符号化しない場合と同じである。受信側では逆拡散およびデータ判定を行った後、 2^q 値のレベルをもつシンボルに変換する。そして 2^q 値レベルのシンボルを復号器で復号し、再び 2 元符号に戻してもとの情報系列を得る。

誤り訂正符号を導入した DS/FH 方式においては、符号化率と拡散利得にトレードオフが存在し、リードソロモン符号の場合、符号化率が 0.5 で最良の特性が得られることが確認されている⁽¹³⁾。従って、ここでは符号化率 0.5、誤り訂正符号の符号長 5 ビットの (31, 15) RS 符号を用いる。また符号化によって占有帯域が広がることを防ぐために、DS/FH 方式ではホッピング周波数 q を、DS 方式では PN 系列長 N をそれぞれ 1/2 にする。DS/FH 方式では、ホップごとに送るビット数 N_b はその値が小さいほど特性が良いが⁽¹³⁾、1 符号語内のシンボル誤り事象を独立にするためにリードソロモン符号の 1 シンボルに相当するビット数 (すなわち $N_b=5$) とし、符号長 n はホッピングの周期 $q-1$ 以下である 31 とする。なお、式(17)では符号化システムの復号後のビット誤り率を求めることはできないので、ここでは計算機シミュレーションにより雑音を含む出力を復号器で復号してビット誤り率を求める。図 6 にリードソロモン符号を用いた場合の E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率を示す。同図から、DS/FH 方式の方が特性がかなり良く、誤り訂正符号によって DS 方式よりも大きな特性改善が得られていることがわかる。図 7 にユーザ数に対する平均ビット誤り率を示す。同図には符号化しない場合の特性も併せて示している。DS/FH 方式は符号化することにより、特性が大き

く改善されており、他方 DS 方式は誤り訂正符号を用いない場合の方が特性が良く、誤り訂正符号の効果が見られない。DS 方式では、常にすべてのユーザが同一の帯域を使用しているため 1 波でも希望波より信号強度の強い干渉波が存在すれば、1 符号語内で訂正能力を超える数の誤りが生じてしまう確率が高くなり符号語誤り率が大きく劣化する。そのような場合には訂正符号の効果はなく、逆に訂正符号を用いずに、拡散系列長を 2 倍にしたシステムの方が若干良くなると考えられる。それに対して DS/FH 方式ではホッピングにより、信号レベルの大きな信号との衝突で生じる誤りが 1 周波数 (時間) に制限されるので、その誤りを訂正符号で制御することによって DS 方式に比較して特性がかなり改善されると考えられる。以上の結果から、遠近問題存在下においては、DS/FH 方式には誤り訂正符号が必要であり、そして誤り訂正符号としてリードソロモン符号を付加することにより、DS 方式に比較して十分な特性の改善が得られると言える。また図 6 で希望局がゾーンの境界付近に位置する場合 (遠近問題が顕著な場合) の特性も示している。ここでも符号化しない場合 (図 3, 図 4) と同様に希望局の位置をランダムに決めた場合より特性が悪く、BER=10⁻³ では約 1~1.5 dB の劣化が見られるがその傾向はほぼ等しい。更に遠近問題が顕著な場合の DS/FH 方式および DS 方式の誤り率特性については文献(11)で既に報告されており、そのような場合でも DS/FH 方式の有効性が高いことが確認されている。本論文ではより実状に近い場合を想定した上での DS/FH 方式の誤り率を明らかにするため、以後、遠近問題モデルとしては

希望局のゾーン内での位置をランダムに決めた場合のモデルとする。

4. フェージング環境下における特性

ここでは符号化した DS/FH 方式のマルチパスフェージング環境下における特性について検討する。フェージングの影響を明らかにするため、他局間干渉は考慮しない。すなわち $K=1$ である。

4.1 ダイバーシチ受信を行わない場合

マルチパス波の影響を明らかにするため、ここでは 2 波レイリーモデル ($L_i=2$) における DS/FH 方式の誤り率を計算機シミュレーションにより求める。先行波を受信し、同期は理想的に行われるとする。情報伝送速度は 20 kbit/s とする。また遅延波の最大遅延時間は $\tau_{max}=7 \mu s$ とし、遅延時間は $[0, 7 \mu s]$ で一様分布とする^{(4),(6)}。また PN 系列には、M 系列を、誤り訂正符号には、前章同様リードソロモン符号を用いる。以上の条件のもとでの計算結果を図 8 に示す。図には単一パスレイリーフェージングの理論曲線も併せて示してある。図によれば、雑音が支配的な領域では符号化率が低いほど特性が悪く、雑音の影響が少なくなると特性は逆転し、符号化率が 0.3 の場合が最も符号化利得が大きくなっている。単一パスレイリーフェージングの曲線と比較して特性が劣化しているのは、遅延波の影響によるもので、遅延波と希望波の相互相関が 0 にならず、取り除くことができないためであると考えられる。すなわち、雑音の影響が小さい場合には、誤りは先行波と遅延波の信号受信レベルに支配的であり、先行波のレベルが低く落ち込み、遅延波のレ

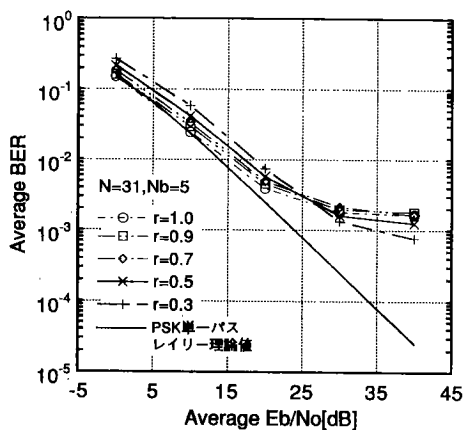


図 8 2 波モデルにおける平均誤り率特性
Fig. 8 Average BER performance in 2-ray model.

ベルが高い場合には、同期が完全であるとしても特性が著しく劣化し、誤り訂正符号によっても回復できない状態に陥ると考えられる。従ってマルチパスフェージング環境下では、誤り訂正符号だけでは十分な特性は得られず、別のフェージング対策が必要であると言える。

4.2 ダイバーシチ受信を行う場合

マルチパスフェージング環境下でのダイバーシチ技術として、各パスを通じて到来する受信信号を最大比合成する RAKE 方式が知られている。しかしながら DS/FH 方式に RAKE 方式を適用する場合、ホップごとに伝送路測定用のサウンダ信号を伝送することが必要になり、システムの複雑化を招くと共に情報伝送効率を一定に保つためにホッピング時間間隔を大きくし、更に誤りの平均バースト長を短くするためにインタリーブ技術を併用しなければならないので得策ではないと考えられる。そこで、ここではサウンダ信号の伝送を必要としない等利得合成 (EGC) 法および選択合成 (SC) 法について検討することにする。

DS/FH 方式のダイバーシチ受信機のブロック図を図 9 に示す。ダイバーシチ合成数を $M (\leq L_i)$ とすると、受信端では、 L_i 個のマルチパス信号波の内、 M 個が捕そくされ、各マルチパスの到来時間に合わせて、DS/FH 復調器に入力される。 M 個のマルチパス波をそれぞれの DS/FH 復調器で逆拡散した後、更に得られた値を合成器で合成演算し、送られたシンボルを判定する。合成された信号出力は、EGC 法の場合は式 (16) を変形して、次式のようになる。

$$Z = \sum_{d=1}^M Z_d \quad Z_d = Z_{i,d} + \sum_{l=1(l \neq d)}^{L_i} Z_{i,l} + Z_{awgn,d} \quad (18)$$

但し、 $Z_{i,d}$ および $Z_{i,l}$ はそれぞれ式 (13)、式 (14) で表されるものである。また、SC 法の場合の信号出力は得られた M 個の Z_d の内の最大値になる。上述したダイバ

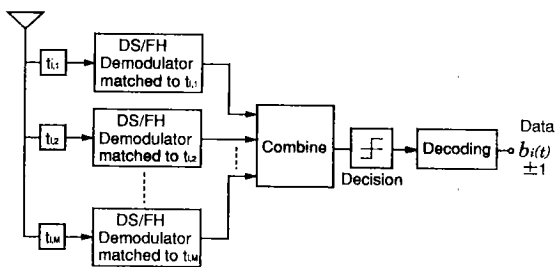


図 9 DS/FH 方式のダイバーシチ受信機構成
Fig. 9 Diversity receiver for DS/FH system.

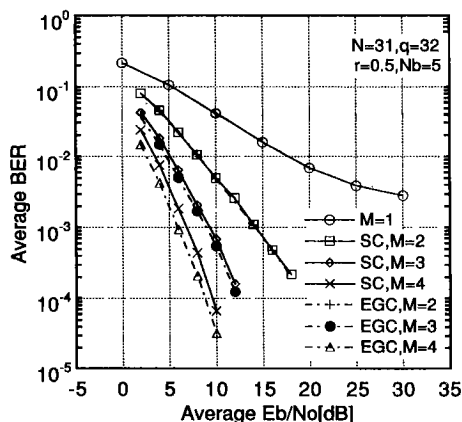


図 10 4波モデルにおけるダイバーシチ受信を行う場合の平均誤り率特性

Fig. 10 Average BER performance in 4-ray model with diversity reception.

ーシチ受信を行う場合の特性を、前節で用いたフェージングと同じ条件下で計算機シミュレーションにより求める。但しここでは $L_i=4$ とする。計算結果を図 10 に示す。図より明らかなように、ダイバーシチ技術を用いない場合よりもダイバーシチ効果によりかなり特性が改善されており、合成数 M が大きいほど特性が良くなっていることがわかる。また、EGC 法と SC 法を比較すると、 $M=2$ では差が見られないが、 M が大きくなるにつれ EGC 法の方が特性の改善が大きくなっていることがわかる。EGC 法では先行波および遅延波出力を加算したものがデータ判定に使用されるので、合成数が多いほど信号出力を大きくでき、他方遅延波の影響を低く抑えることができ、最大値のみを選択する SC 法よりも SN 比を高くできると考えられる。

5. 遠近問題およびフェージングが存在する場合の特性

前章までの結果を考慮して、ここでは誤り訂正符号としてリードソロモン符号、ダイバーシチ受信法として EGC 法を用いたシステムで、遠近問題およびフェージングの両方が存在する場合における特性を求める。遠近問題については 3. と同じ通信路モデル（但し希望局の位置はランダムに決める）を適用し、またフェージングに関しては 4. のマルチパスレイリーフェージングを想定する。各ユーザのマルチパス波の数 L_k は各ユーザの位置の周りの環境によって異なる。しかしここでは市街地におけるサービスゾーンを想定し、

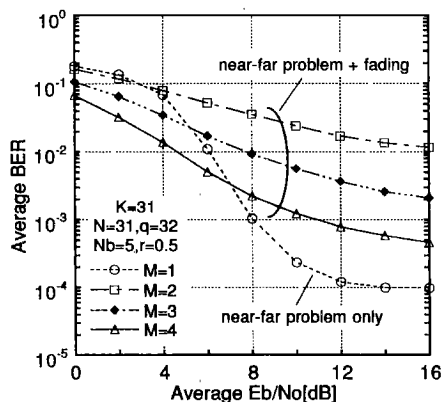


図 11 平均 E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率 (ダイバーシチ：等利得合成)

Fig. 11 Average E_b/N_0 vs. average BER. (diversity: EGC)

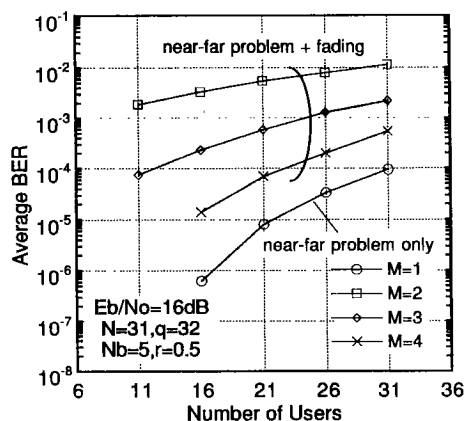


図 12 ユーザ数に対する平均ビット誤り率 (ダイバーシチ：等利得合成)

Fig. 12 Number of users vs. average BER. (diversity: EGC)

各ユーザのマルチパス数は等しいと仮定する。数値例を図 11 および図 12 に示す。情報伝送速度は 20 kbit/s、各ユーザのマルチパス遅延波の最大遅延時間は $7 \mu\text{s}$ 、マルチパスの数はすべてのユーザに対して $L_k=4$ としている。また、ダイバーシチ受信の合成法としては、EGC 法を、誤り訂正符号には、符号化率が 0.5 のリードソロモン符号を用いている。図 11 は平均 E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率、図 12 はユーザ数に対する平均ビット誤り率である。遠近問題のみが発生している場合の特性も併せて示してある。図 11 および図 12 より明らかなように合成数 $M=4$ の場合が最もダイバ

ーシチ効果が大きく特性が良く、遠近問題のみが発生している場合の特性と比較すると平均 E_b/N_0 が大きくなるに従って特性劣化が顕著となっている。これは、自局の信号に対するフェージングの影響はダイバーシチ効果により防げるものの、他ユーザの干渉信号成分が遠近問題に合わせてフェージングによって増大するためである。しかしながら、図 11 および図 12 は、DS/FH 方式が遠近問題とフェージングの両方が存在する通信路において、電力制御を用いなくても、誤り訂正符号とダイバーシチ技術を用いれば、 $BER=10^{-3}$ を達成でき DS/FH 方式の有効性が高いことがわかる。

6. むすび

本論文では、スペクトル拡散変調方式として DS/FH 方式を用いたスペクトル拡散通信システムを取り上げ、DS/FH 方式を移動体通信に適用することを想定し、その伝送特性について検討を行った。まず遠近問題が存在する通信路において、DS 方式に対する遠近問題の改善効果について検討した。ここではホッピングの過程で生じるバースト誤りを取り除くために誤り訂正符号が必要であることを述べ、リードソロモン符号を誤り訂正符号として用いることにより、DS 方式に比較して十分な特性改善が得られることを示した。次に、フェージング環境下における特性を示し、誤り訂正符号だけでは十分な特性は得られず、別のフェージング対策が必要であることを述べた。そして、ダイバーシチ受信の効果について確認した。最後に遠近問題およびフェージングの両方が存在する通信路における特性について検討し、電力制御が困難な環境下でも、誤り訂正符号およびダイバーシチ技術を用いることにより DS/FH 方式の有効性が高いことがわかった。ところで実際の自動車電話のような移動通信への適応を考えた場合、レイリー変動のみだけでなく建物の遮断による対数正規分布に従う変動、また、高速なフェージングに追従することができるキャリア再生等も考慮しなければならない。今後、これらについての検討も行き、稿を改め報告する所存である。

謝辞 本研究の一部は NTT 移動通信網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) Geraniotis E. A.: "Coherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communications", IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-3**, pp. 695-705 (Sept. 1985).
- (2) Wang J. and Moeneclaey M.: "Hybrid DS/SFH-SSMA

with predetection diversity and coding over indoor radio multipath rician-fading channel", IEEE Trans. Commun., **40**, pp. 1654-1662 (Oct. 1992).

- (3) Wang J. and Moeneclaey M.: "Hybrid DS/SFH-SSMA with predetection diversity and coding over indoor radio multipath rician-fading channel", IEEE J. Sel. Areas Commun., **10**, pp. 705-713 (May 1992).
- (4) Yoon Y. C., Kohno R. and Imai H.: "Cascaded co-channel interference cancelling and diversity combining for spread-spectrum multi-access over multipath fading channels", IEICE Trans. Commun., **E76-B**, pp. 163-168, (Feb. 1993).
- (5) Turin G. L.: "Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", Proc. IEEE, **68**, 3, pp. 328-353 (March 1980).
- (6) 横山光雄: "スペクトル拡散通信方式", 科学技術出版 (1988).
- (7) 河野隆二: "スペクトル拡散通信の展望と課題—スペクトル拡散通信の研究開発動向と展望", 信学技報, **IT93-61** (1993-10).
- (8) 中川正雄, 横山光雄: "移動通信とコンシューマ通信", 信学技報 (軽井沢セミナー "スペクトル拡散とその応用"), **SST91-7** (1991-04).
- (9) 真梶康彦, 片山正昭, 小川 明: "DS/FH/SSMA 方式における他チャンネル干渉について", 1992 年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, p. 250 (1992-10).
- (10) 真梶康彦, 片山正昭, 小川 明: "遠近問題を考慮した DS/FH/SSMA 方式の誤り率特性", 信学 '93 春大, A-210.
- (11) 真梶康彦, 山里敬也, 片山正昭, 小川 明: "誤り訂正符号を用いた DS/FH/SSMA 方式における遠近効果", 信学技報, **SAT93-2** (1993-08).
- (12) 宮川 洋, 岩垂好裕, 今井秀樹: "符号理論", 昭晃堂 (1973).
- (13) 今井秀樹: "符号理論", 電子情報通信学会 (1990).
- (14) 古賀敬一郎: "衛星通信と誤り訂正符号化技術", (財)国際衛星通信協会 (1992).

(平成 6 年 3 月 25 日受付, 6 月 23 日再受付)



真梶 康彦

平 4 名大・工・電気卒。平 6 同大大学院修士課程了。同年松下電器産業(株)入社。これまで、スペクトル拡散を用いた移動体通信に関する研究に従事。



山里 敬也

昭 63 信州大・工・電気卒。平 2 同大大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程了。工博。同年名大助手。現在に至る。符号化変調方式、衛星通信方式、通信理論等に関する研究に従事。情報処理学会会員、情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。



片山 正昭

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術大・情報処理センタ助手。平 1 阪大・大型計算機センタ助手。平 4 名大・工・電子情報・講師。平 5 同大助教授。現在に至る。衛星通信方式、デジタル通信方式、雑音理論、トラヒック理論、計算機ネットワーク等に関する研究に従事。情報処理学会会員、情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。



小川 明

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 名古屋大学に移る。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、名大・工・教授。工博。IEEE 会員。共著書「衛星通信技術」。