

インパルス性干渉が OFDM-CDMA 下りリンクに及ぼす影響の考察

工藤 栄亮 安達 文幸

東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻
〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: kudoh@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本論文では、アンテナダイバーシチ受信を用いる OFDM-CDMA 下りリンクを対象に、インパルス性の干渉波が存在するときの周波数選択性フェージング環境下でのビット誤り率の計算式を導出し、モンテカルロ数値積分手法により平均ビット誤り率 (BER) 特性を求めた。OFDM-CDMA 周波数等化として誤差最小合成 (MMSEC) 周波数等化と直交再生合成 (ORC) 周波数等化を用いた。インパルス性干渉の面積が大きい場合には誤りフロアを生じ、このような誤りフロアに対してはダイバーシチ受信による改善効果が得られないことを明らかにした。また、インパルス性干渉の影響は、MMSEC 周波数等化と ORC 周波数等化とで殆ど同じであり、さらに周波数帯域幅の同じ DS-CDMA とも殆ど同じであることが分かった。

キーワード イグニッションノイズ, 都市雑音, インパルス性干渉, OFDM-CDMA, DS-CDMA, ダイバーシチ

Analysis of OFDM-CDMA Forward Link Performance in Pure Impulsive Interference over a Frequency Selective Fading Channel

Eisuke KUDOH and Fumiyuki ADACHI

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: kudoh@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, the bit error rate (BER) of the OFDM-CDMA down-link in the presence of pure impulsive interference with antenna diversity in a frequency selective fading channel is theoretically derived and is numerically obtained by a Monte-Carlo integration method. Minimum mean square error combining (MMSEC) and orthogonal restoring combining (ORC) are considered for frequency-domain equalization. It is found that the error floor due to impulsive interference becomes larger as the area of impulse increases, and that the antenna diversity reception does not help to reduce the error floor. Almost no difference is observed between the MMSEC and the ORC with respect to the impulsive interference influence on the BER performance. Furthermore, the impulsive interference impacts OFDM-CDMA transmission similarly to DS-CDMA transmission.

Key words Ignition noise, Urban noise, Impulsive interference, OFDM-CDMA, DS-CDMA, diversity, Rake receiver

1. まえがき

移動通信では、音声を中心としたサービスから、画像等の高速マルチメディア通信へとサービスの比重が移りつつある。特に下りリンクの高速化への要求が高い。高速伝送では、遅延パスの影響を無視できなくなるから伝搬路は周波数選択性になる。このような周波数選択性伝搬路における高速伝送方式として注目を集めているのが、直交周波数多重 (OFDM) - 符号分割多重 (CDMA) 伝送である[1]。OFDM-CDMA は、各サブキャリアから見て非周波数選択性伝搬路と見なせる程度の低速度変調を行う直交サブキャリアを多数用い、周波数軸上で定義された拡散符号を用いて多重する方式である (なお DS-SS-CDMA は時間軸上で定義された拡散符号を用いる)。OFDM-CDMA の拡散率を 1 とすれば、無線 LAN に適用されている OFDM[2]になる。

一方、社会生活が複雑になるにつれ、交通機関、高圧送電線、高周波機器等によって人工的に発生する都市雑音は増加する傾向にある。このような都市雑音はインパルス性干渉として特徴づけられる。インパルス性干渉のよく知られたモデルとして、受信帯域幅よりも狭い帯域幅のインパルス性干渉波に近似する Middleton のクラス A モデル[3][4]や、内燃機関のスパークプラグから発するインパルス性干渉のモデルとして頻りに利用されている純粋なインパルスモデル[5][6]がある。これまで多くの文献で、デジタル無線伝送に及ぼすこれらインパルス性干渉の影響が扱われている[10][11][12][13]。

本論文では、純粋インパルスが OFDM-CDMA 下りリンクへ及ぼす影響を明らかにすることを目的としている。非フェージング環境下での OFDM の伝送特性に及ぼすインパルス性干渉の影響については文献[7]で理論的に検討している。しかしながら、筆者らの知る限り、インパルス性干渉が OFDM-CDMA の伝送特性に与える影響について、周波数選択性フェージング、アンテナダイバーシチ受信、他ユーザ干渉を考慮した総合的な検討はなされていない。そこで、本論文では、都市雑音の影響を最も受けやすいと考えられる OFDM-CDMA 下りリンク (基地局 - 移動局) を対象に、周波数選択性フェージング、アンテナダイバーシチ受信、他ユーザ干渉を考慮して、純粋インパルス干渉が発生した場合のビット誤り率 (BER) 特性を表す計算式を導出する。等面積のインパルス性干渉が一定確率で発生するというモデルを仮定する。導出した BER 計算式を用いてモンテカルロ数値積分手法により BER 特性を求める。また、同じ帯域幅の DS-SS-CDMA と BER 特性を比較する。

2. ビット誤り率の導出

2.1 送受信系のモデル

基地局から移動局への下りリンクを対象とする。移動局のアンテナ配置と OFDM-CDMA 通信の送受信系を、それぞれ図 1 と図 2 に示す。基地局では各ユーザの変調シンボルを拡散率と等しい個数だけコピーしてサブキャリアを変調し、周波数の関数として定義した直交拡散符号と長周期スクランブル符号とを乗積した上で逆高速フーリエ変換 (IFFT) し、ガードインターバルを挿入した後、伝搬路へ送信する。

移動局では M -ブランチのアンテナダイバーシチ受信を行う。インパルス干渉源は移動局から十分遠方に存在するものとし、インパルス性の平面波が移動局の M 本のアンテナに同一入射角で到来するものとする。移動局の各アンテナでは、受信信号とインパルス性干渉波に背景雑音を加わる。受信信号を各サブキャリア成分に分解した後、まずサブキャリアごとに最大比合成 (MRC) する。これらに、スクランブル符号および各ユーザに割り当てられた直交符号を乗積した後、それらを加算することで受信シンボルを得る。ところで、周波数選択性フェージング環境下では MRC 合成後で見た伝搬路の等価伝達関数は一定ではないから、ユーザ間の直交性が崩れる。そこで、ユーザ間の直交性を再生する周波数等化を行う。本論文では、誤差最小合成 (MMSE) 周波数等化[14][15]および直交再生合成 (ORC) 周波数等化[8]を仮定し、チャンネル推定および周波数等化は理想的に行われるとする。

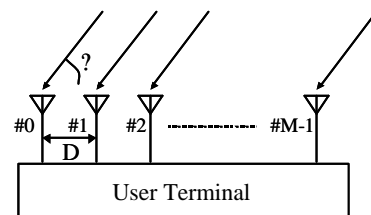
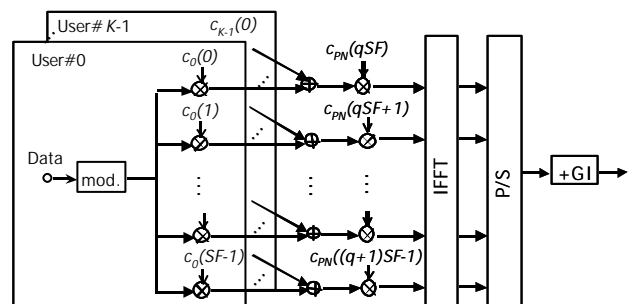
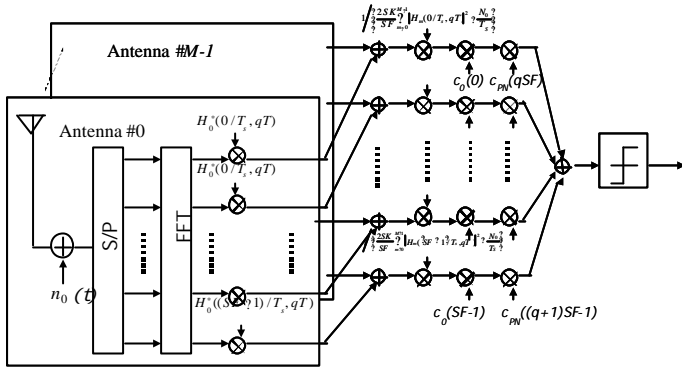


図1 無線端末のアンテナ配置



(a) 送信系



(b) ユーザ 0 の受信系

図 2 OFDM-CDMA 通信の送受信系

2.2 送信信号表現

OFDM-CDMA 送信信号の等価低域表現は次式のようになる。

$$s(t) = \sum_{q=0}^{SF-1} g(t - qT) \sqrt{\frac{2S}{SF}} \sum_{i=0}^{SF-1} u(q, i) \exp(j2\pi \frac{i}{T_s} (t - qT)) \quad (1)$$

ここで、 S は 1 ユーザあたりの平均送信電力、 SF は拡散率である。サブキャリア間隔は $1/T_s$ で、 SF 個の直交サブキャリアを用いている。第 i 番目のサブキャリアの搬送波周波数は $f_i = i/T_s$ である。 $u(q, i)$ は i 番目のサブキャリアの q 番目の OFDM-CDMA シンボルであり、第 k 番目のユーザの q 番目の変調シンボルを $d_k(q)$ とすると次式のように表される。

$$u(q, i) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{PN}(qSF + i) d_k(q) c_k(i) \quad (2)$$

上式で K はユーザ数、 $c_k(i) = \{-1, 1\}$ は符号長が拡散率 SF に等しい直交拡散符号系列、 $c_{PN}(qSF + i) = \{-1, 1\}$ はスクランブル符号系列である。 T は OFDM シンボル長であり、有効シンボル長を T_s 、伝搬路の遅延広がりによるサブキャリア間の直交性の崩れを防ぐために挿入するガードインターバルの長さを T_g とすると、次式で与えられる。

$$T = T_g + T_s \quad (3)$$

また、 $g(t)$ は次式で与えられる送信パルス応答である。

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_g \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

2.3 伝搬路

時刻 t で第 m 番目のアンテナで観測される伝搬路のインパルス応答 $h_m(t, t)$ は、 L 個の離散パスがあるものとして、次式で表される。

$$h_m(t, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,l}(t) \exp(-j2\pi f_l t) \quad (5)$$

ここで、 $\tilde{h}_{m,l}(t)$ および f_l はそれぞれ第 l パスの複素チャネル利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|\tilde{h}_{m,l}(t)|^2] = 1$

である。伝搬路のインパルス応答の長さが T_g より短い、すなわち最大遅延時間 $\{\tau_l\}_{\max}$ が T_g 以下であるとすると、この時、伝搬路の伝達関数 $H_m(f, t)$ は次式になる。

$$H_m(f, t) = \int_0^{T_g} h_m(\tau, t) \exp(j2\pi f \tau) d\tau \\ = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,l}(t) \exp(j2\pi f \tau_l) \quad (6)$$

2.4 受信信号表現

第 m 番目のアンテナにおける受信信号の等価低域表現 $r_m(t)$ は次式のようになる。

$$r_m(t) = \int_0^{T_g} h_m(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + I_m(t) + n_m(t) \quad (7)$$

ここで、 $I_m(t)$ は第 m 番目のアンテナで受信されるインパルス性干渉波形であり、 $n_m(t)$ は電力スペクトル密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音を表す。さて、インパルス性干渉波として、デルタ関数で表される面積 A の理想インパルスを仮定し、1 データシンボル内に 1 個のインパルスが入射するものとする。また、干渉源は基地局から十分離れているものとし、各アンテナに入射されるインパルス性干渉波は等面積かつ同じ入射角 θ で入射するものとする。第 m 番目のアンテナに入射された干渉波形 $I_m(t)$ は次式のように表される。

$$I_m(t) = I_n(t) \exp[j2\pi m(D/\lambda) \cos \theta] \quad (8)$$

ここで λ は搬送波波長、 D はアンテナ間隔を表す。また、

$$I_n(t) = A \sum_n \delta(t - t_n) \quad (9)$$

であり t_n は第 n 番目のインパルスの発生時点である。 $r_m(t)$ をフーリエ変換することによって、第 i 番目サブキャリアの成分 $\tilde{u}_m(q, i)$ が、次式のように得られる。

$$\tilde{u}_m(q, i) = \frac{1}{T_s} \int_{qT}^{qT+T_s} r_m(t) \exp(-j2\pi \frac{i}{T_s} (t - qT)) dt \\ = \sqrt{\frac{2S}{SF}} \sum_{n=0}^{SF-1} u_m(q, n) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi \frac{i}{T_s} (n - i)t) dt \quad (10)$$

$$= \sum_{n=0}^{SF-1} \tilde{I}_m(q, i) \tilde{h}_{m,q,i} \tilde{n}_m(q, i)$$

ここで $\tilde{h}_{m,q,i}$ は、平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数になる。 $qT \leq t \leq qT + T_s$ の間に 1 個だけインパルスが発生したとすると、

$$\tilde{I}_m(q, i) = \frac{A}{T_s} \exp(j2\pi \frac{i}{T_s} t_n) \cos \theta \quad (11)$$

となる。ここで、チャネル利得 $\tilde{h}_{m,l}(t)$ の時間変化は緩慢であり、OFDM シンボル長 T 内では一定であるものと仮定すると、式(10)は次式のように変形できる。

$$\tilde{u}_m(q, i) \quad (12)$$

$$\frac{A}{T_s} \exp\left\{j2\pi m \frac{D}{T_s} \cos\left(\frac{i}{T_s} t'_n\right)\right\} \tilde{n}_m(q, i)$$

理想同期検波を仮定し、サブキャリアごとに MRC ダイバーシチ受信するものとする。ダイバーシチ合成後の第 i サブキャリアの成分 $\tilde{u}(q, i)$ は、以下のように表される。

$$\tilde{u}(q, i) = \frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{u}_m(q, i) H_m^*(i/T_s, qT) \quad (13)$$

$$\frac{A}{T_s} \exp\left\{j2\pi m \frac{D}{T_s} \cos\left(\frac{i}{T_s} t'_n\right)\right\} H_m^*(i/T_s, qT)$$

$$\tilde{n}_m(q, i) H_m^*(i/T_s, qT)$$

ここで、周波数選択性フェージングによって生じるユーザ間の直交性の崩れを補正する周波数等化を行う。MMSEC 周波数等化[14][15]では他ユーザ干渉と雑音電力の和が最小となるように周波数等化を行うのに対し、ORC 周波数等化[8]では他ユーザ干渉がなくなるように周波数等化を行う。したがって、ORC 周波数等化は、雑音電力を 0 として MMSEC 周波数等化を行ったものとみなすことができる。そこで、まず MMSEC 周波数等化を行った場合について導出し、次に ORC 周波数等化を行った場合について示すことにする。MMSEC 周波数等化が理想的に行われるものと仮定すると、MRC ダイバーシチ受信時の第 i サブキャリアの成分は

$$\hat{u}(q, i) = \frac{\tilde{u}(q, i)}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s} \quad (14)$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{m=0}^{M-1} u(q, i) \frac{|H_m(i/T_s, qT)|^2}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{A}{T_s} \frac{\exp\left\{j2\pi m \frac{D}{T_s} \cos\left(\frac{i}{T_s} t'_n\right)\right\} H_m^*(i/T_s, qT)}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{n}_m(q, i) H_m^*(i/T_s, qT) \frac{N_0}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

となる。次に、 $\{\hat{u}(q, i); i=0 \sim SF-1\}$ に直交符号系列 $\{c_0(i)\}$ とスクランブル符号系列 $\{c_{PN}(qSF+i)\}$ の複素共役を乗積し加算すれば、ユーザ 0 の q 番目のデータ

変調シンボル成分 $\hat{d}_0(q)$ が得られる。 $\hat{d}_0(q)$ は次式のように表される。

$$\hat{d}_0(q) = \frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \hat{u}(q, i) c_0^*(i) c_{PN}^*(qSF+i)$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} d_0(q) \frac{|H_m(i/T_s, qT)|^2}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k(q) c_k \sum_{i=0}^{M-1} c_0^* \frac{|H_m(i/T_s, qT)|^2}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \frac{A}{T_s} \frac{\exp\left\{j2\pi m \frac{D}{T_s} \cos\left(\frac{i}{T_s} t'_n\right)\right\} H_m^*(i/T_s, qT) c_k^*(i) c_{PN}^*(qSF+i)}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \frac{1}{\sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s} c_k^*(i) c_{PN}^*(qSF+i) \quad (15)$$

2.5 誤り率の表示式の導出

データ変調として QPSK 変調を仮定する。ユーザ 0 が情報シンボル(1,1)を送信するものとする。このとき、 $d_0(q) = (1+j)/\sqrt{2}$ である。 $\{d_{m,l}, d_k; m=0 \sim M-1, l=0 \sim L-1, k=0 \sim K-1\}$ を条件付きとしたときに、QPSK 第 1 ビットの判定を誤る確率 $P_r \{ \text{Re}[\hat{d}_0(q)] < 0 | d_0(q) = (1+j)/\sqrt{2}, \{d_{m,l}, d_k\} \}$ を求める。そのためには、 $\text{Re}[\hat{d}_0(q) | d_0(q) = (1+j)/\sqrt{2}, \{d_{m,l}, d_k\}]$ の確率分布を求めなければならない。 $d_0(q) = (1+j)/\sqrt{2}$ のとき、 $\hat{d}_0(q)$ は次式のように表される。

$$\text{Re}[\hat{d}_0(q) | d_0(q) = (1+j)/\sqrt{2}, \{d_{m,l}, d_k\}]$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \frac{|H_m(i/T_s, qT)|^2}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2S}} \sum_{i=0}^{SF-1} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re} [d_k(q) c_k \sum_{i=0}^{M-1} c_0^* \frac{|H_m(i/T_s, qT)|^2}{\frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} |H_m(i/T_s, qT)|^2} \frac{N_0}{T_s}]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$?_{ml}$ は複素ガウス変数であり、その位相は[-?,??]で一様分布するから、上式の確率密度関数は第 2 項に含まれる $\exp \{j2?m(D/?)\cos ?\}$ には依存しない。また、 $\tilde{n}(q,i)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数であるから、第 3 項は平均が 0、分散が $(N_0/T_s) \left[\int_0^{SF} |H_m(i/T_s, qT)|^2 \frac{2S?K}{SF} |H_m(i/T_s, qT)|^2 \frac{N_0}{T_s} \right]$ の複素ガウス変数である。したがって、 $\operatorname{Re}[\hat{d}_0] \left| d_0(q) \right. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right]$ もガウス分布に従うことになり、この平均を m_0 、分散を $?_0^2$ とすると、第 1 ビットの判定を誤る確率は次式のように表される。

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{m_0}{\sqrt{2} ?_0} \right] \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{m_0}{\sqrt{2} ?_0} \right] \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{m_0}{\sqrt{2} ?_0} \right] \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

ここで、 $\operatorname{erfc} \{x\} = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp \{-t^2\} dt$ は誤差補関数、 $E_b = ST/2$ は 1 情報ビットあたりのエネルギーである。

一方、ORC 周波数等化では、MMSEC 周波数等化における重み係数の雑音成分を 0 として合成する[8]。第 1 ビットの判定を誤る確率は次式のように表される。

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re} \left[\hat{d}_0 \right] \left| d_0(q) \right. \right. \left. \left. (1-j) / \sqrt{2}, \{?_{m,l}\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

式(17),(18)を $\{?_{m,l}, d_k\}$ の結合確率密度関数を用いて平均すれば、送信データが(1,1)であるときの第 1 ビットの誤り率 $P_r \left\{ \operatorname{Re}[\hat{d}_0] \left| d_0(q) \right. \left. (1-j) / \sqrt{2} \right. \right\}$ が求まる。送信データが(1,1)以外のときの誤り率も全く同じになるので、結局、 $1T_s$ 内に 1 個のインパルスが発生した場合の平均ビット誤り率 $P_b(A)$ は次式で表されることになる。

$$P_b(A) = \Pr \left\{ \operatorname{Re}[\hat{d}_0] \left| d_0(q) \right. \left. (1-j) / \sqrt{2} \right. \right\}$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re}[\hat{d}_0] \left| \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

$$\Pr \left\{ \operatorname{Re}[\hat{d}_0] \left| \{?_{m,l}, d_k\} \right. \right. \left. \left. \right. \right\} \left. \right. \left. \right. \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[X \sqrt{Y} \right]$$

1 データシンボル内に発生するインパルス性干渉は高々 1 個であるとしているので、1 データシンボル内にインパルス性干渉が発生する確率を P_{pulse} とすれば、平均ビット誤り率 P_b は

$$P_b = \frac{T_s}{T} P_{\text{pulse}} P_b(A) + \frac{T_s}{T} P_{\text{pulse}} P_b(A=0) \quad (20)$$

となる。ここで $P_b(A=0)$ はインパルス性干渉が発生しない場合の平均ビット誤り率である。

2.6 DS-CDMA の誤り率

DS-CDMA の下りリンクのビット誤り率は、OFDM-CDMA の誤り率を表す式(17)を以下のように書き換えることにより求めることができる[9]。

$$\Pr\{\text{Re}[\hat{d}_0] \leq 0 | d_0 = 1\} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2N_0}}\right)$$

$$X = \frac{\frac{A}{\sqrt{2N_0}} \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \text{Re}\{s_{m,l}\}}{\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |s_{m,l}|^2}$$

$$Y = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{E_b}{N_0} |s_{m,l}|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}\{s_{m,l}^* s_{m,l} d_k\}}$$

$$1 - \frac{4}{SF} \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{E_b}{N_0}}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |s_{m,l}|^2} \quad (21)$$

ここで、アンテナダイバーシチ受信と理想コヒーレント Rake 合成を仮定した。式(18)と式(21)を比較すると、ORC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA では他ユーザ干渉が発生しないが、DS-CDMA では他ユーザ干渉の影響により BER 特性が劣化することが分かる。また、 $K=M=L=1$ の場合には、式(21)中の $\text{Re}\{s_{0,0}\}$ が $N(0, \sigma^2)$ に従うガウス変数であるとき、式

$$(18) \text{ 中の } \sum_{i=0}^{SF-1} \text{Re}\{\exp\{j2\pi \frac{i}{T_s} t_n\} c_k\} c_{PN} \frac{h}{\sigma} \text{ は}$$

$N(0, SF\sigma^2)$ に従うガウス変数となるので、ORC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA と DS-CDMA の特性の違いはガードインターバル T_g に起因する電力損だけとなり、 $T_s = T$ の場合には両者の BER 特性は一致する。なお、MMSEC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA では他ユーザ干渉を完全には除去できないものの、AWGN と他ユーザ干渉による電力和が最小になるよう等化が行われる。

3. ビット誤り率特性

モンテカルロ数値積分手法によって式(19)の多重積分を実行して平均ビット誤り率を求めた。各パスのチャンネル利得は独立複素ガウス分布に従うものとし、 $E[|s_{m,l}|^2] = 1/L$ とした。表1に計算に用いた条件を示す。なお、DS-CDMA ではガードインターバルは必要ないから、帯域幅は OFDM-CDMA の T_g/T 倍である。以下特に断りのない限り、これらの値を用いる。

表1 計算条件

$A/\sqrt{2N_0}$	0.1
インパルス発生率 P_{pulse}	10^{-3}
パス数 L	4
パス間の遅延間隔 T_g/T	1.735×10^{-2}
ユーザ数 K	1
アンテナ数 M	4

データ変調	QPSK
拡散率 SF	256
T_g/T	8/9

3.1 $A/\sqrt{2N_0}$ および P_{pulse} の影響

インパルス干渉の影響を決定するパラメータは $A/\sqrt{2N_0}$ と発生確率 P_{pulse} の2つである。まず、インパルス干渉が発生したときの誤り率 $P_b(A)$ に及ぼす $A/\sqrt{2N_0}$ の影響について考察する。次に、 P_{pulse} の影響について考察する。図3に $A/\sqrt{2N_0}$ をパラメータとしてプロットした E_b/N_0 対 $P_b(A)$ 特性を示す。ここで $M=L=1$ とした。 $A/\sqrt{2N_0} = 0.001$ のときにはインパルス干渉がない特性と一致する。 $A/\sqrt{2N_0}$ が10倍になれば、約20dBづつ特性が劣化することが分かる。また、ORC および MMSEC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA と DS-CDMA の誤り率は殆ど一致していることが分かる。

図4にインパルス発生率 P_{pulse} をパラメータとした E_b/N_0 対 BER 特性を示す。比較のためインパルスがない場合の特性を点線で示す。インパルス干渉により誤りフロアが生じる。これは、ある程度 E_b/N_0 が小さいときには、インパルスが発生した場合の誤り率 $P_b(A)$ がほぼ0.5となってしまうからである。また、誤りフロアの値は P_{pulse} に比例する。これは、誤りフロアが生じる領域の誤り率は $P_b(A)$ によるものが支配的であり、式(20)より、平均ビット誤り率 $P_b = P_b(A)P_{\text{pulse}}$ となるからである。

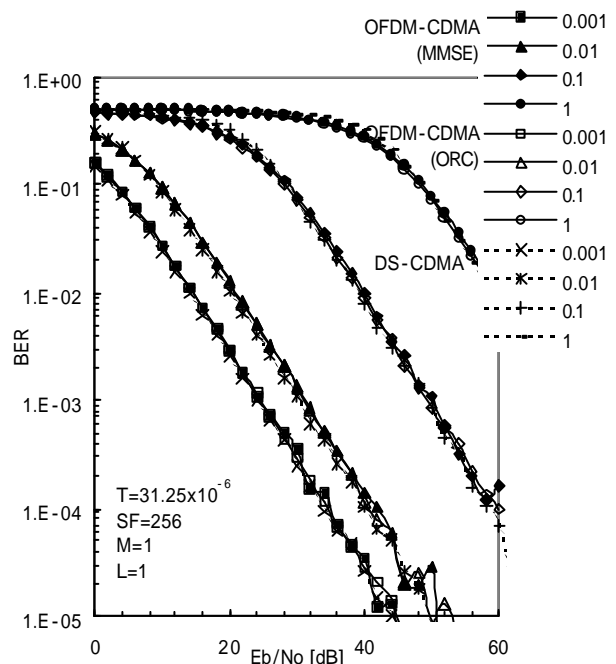


図3 $A/\sqrt{2N_0}$ の影響

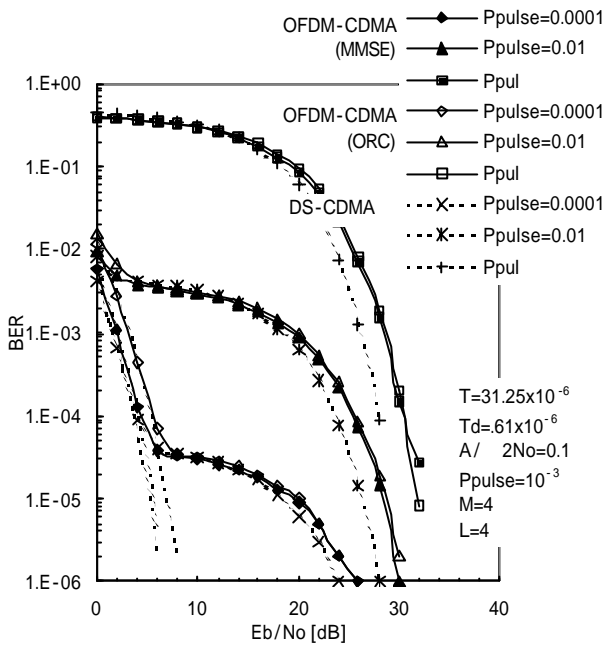


図4 P_{pulse} の影響

3.3 アンテナダイバーシチの効果

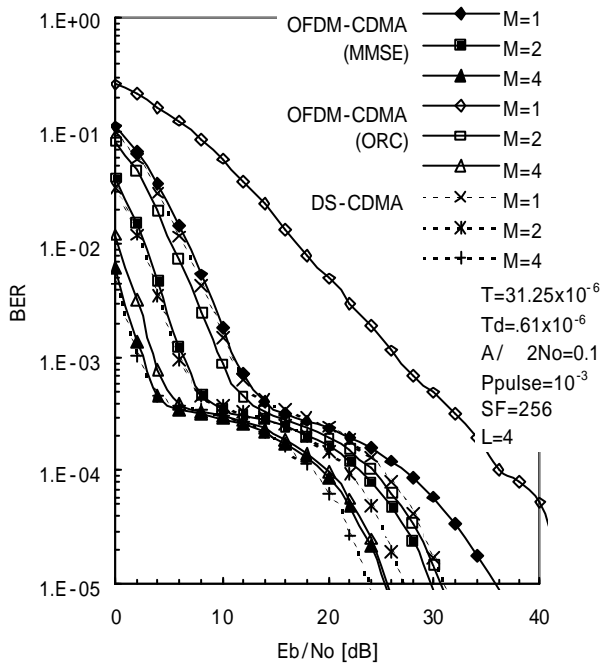


図7 アンテナダイバーシチの効果

図7にアンテナ数 M をパラメータとしてプロットした E_b/N_0 対 BER 特性を示す。ORC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA では周波数ダイバーシチ効果が得られないので、MMSEC 周波数等化に比べて誤り率特性が劣化している。MMSEC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA の BER 特性は DS-CDMA のそれとほぼ同じである。また、いずれの場合も、 M を大きくしても、インパルス干渉によって生じる誤りフ

ロアを小さくすることはほとんどできない。誤りフロアが生じる領域では、インパルス干渉が発生した場合の誤り率はほぼ 0.5 であり、このような劣悪な環境ではダイバーシチによってもほとんど改善できないからである。

3.4 伝搬パス数の影響

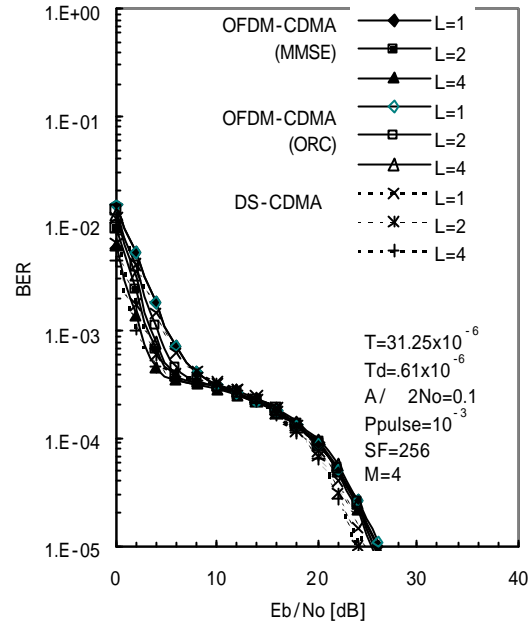


図8 伝搬パス数の影響

図8に伝搬パス数 L をパラメータとしてプロットした E_b/N_0 対 BER 特性を示す。 L が大きくなってもいずれの場合もインパルス干渉によって生じる誤りフロアはほとんど変わらない。これは、アンテナダイバーシチ同様、パスダイバーシチの効果も期待できないことを示している。

3.5 他ユーザ干渉の影響

図9にユーザ数 K をパラメータとしてプロットした E_b/N_0 対 BER 特性を示す。 K が大きくなると DS-CDMA では他ユーザ干渉の影響により、インパルス干渉によるフロア誤りが隠されるが、ORC および MMSEC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA では他ユーザ干渉による影響はほとんど受けないことが分かる。

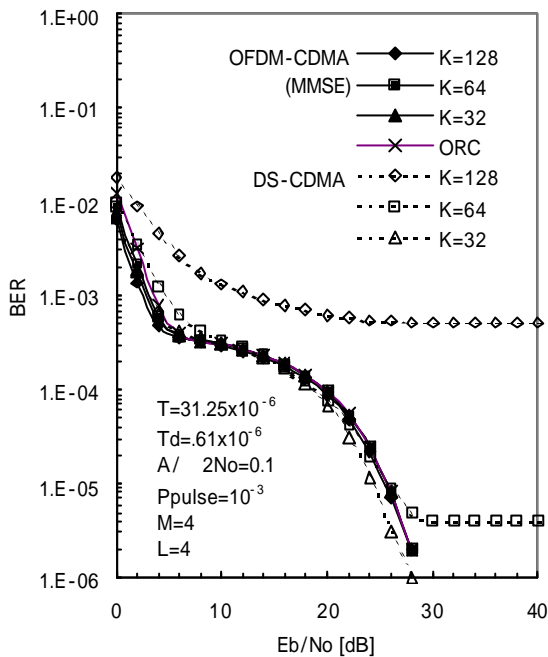


図9 他ユーザ干渉の影響

5. むすび

周波数選択性フェージング環境下で純粋インパルス干渉が発生する場合の OFDM-CDMA 下りリンクのビット誤り率の表示式を求めた。比較のため、DS-CDMA の場合も示した。一様電力プロファイルを持つ周波数選択性レイリーフェージングを仮定して、モンテカルロ数値積分手法により誤り率を計算した。本論文で得られた結果をまとめると以下のようになる。

誤り率はインパルス干渉の入射角に依存しない。シングルユーザかつ、伝搬路が非周波数選択性で1アンテナ受信し、ガードインターバルが無視できるような場合 ($T_g/T > T$) には ORC 周波数等化を用いる OFDM-CDMA と DS-CDMA の誤り率特性は一致する。

インパルス干渉の面積が大きい場合には誤りフロアが生じ、この誤りフロアはインパルスの発生確率に比例する。

インパルス性干渉によって生じる誤りフロアについて、MMSE 周波数等化と ORC 周波数等化とで大きな差は見られない。

インパルス干渉によって発生する誤りフロアに対してはダイバーシチによる改善効果はほとんど得られない。これは DS-CDMA と同じである。

また、本論文では示さなかったが、拡散率、 T_s/T をパラメータとした BER 特性も求め、インパルス性干渉によって生じる誤りフロアは拡散率に殆ど依存しないこと、背景雑音が支配的な領域では、 T_s/T が小さくなるにつれ誤り率特性が劣化するが、誤りフ

ロアは小さくなることも分かった。

今後は、アンテナ間のフェージング相関、パワーコントロール、電力遅延プロファイル形状（例えば指数分布形）の影響や、インパルス性干渉の面積が確率変数であるような場合、インパルスが1データシンボル内に複数発生する場合などについて伝送特性を明らかにする。また、上りリンクについても考察する予定である。

参考文献

- [1] S.Hara and R.Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", IEEE Commun. Mag., pp.126-144, Dec. 1997.
- [2] IEEE P802.11a, "High Speed Physical Layer(PHY) in the 5GHz band", 1999.
- [3] D.Middleton, "Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol.EMC-19, no.3, pp.106-127, 1997.
- [4] S.Unawong, S.Miyamoto, N.Morinaga, "Receiver Design of CDMA System for Impulsive Radio Noise Environment", Electromagnetic Compatibility Proceedings, pp.316-319, 1997.
- [5] P. A. Bello, R. Esposito, "A New Method for Calculating Probabilities of Errors Due to Impulsive Noise", IEEE Trans. Commun., vol.COM-17, no.3, pp.368-379, June. 1969.
- [6] M. M. Pejanovic, J. A. Edwards, I. S. Stojanovic, "Error Rate Prediction for NCFSK Digital Mobile Radio System", IEE Proceedings, vol.134, no.1, pp.21-26, Feb., 1987.
- [7] M. Budsabathon, S. Hara, "Robustness of OFDM Signal against Temporally Localized Impulsive Noise", IEEE Vehicular Technology Conference, vol.54, pp.1672-1676, Fall, 2001.
- [8] V.Mignone and A.Morello, "CD3-OFDM: A Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers", IEEE Trans. on Commun., Vol.44, pp.1144-1151, Sep.,1996.
- [9] E. Kudoh and F. Adachi, "Analysis of DS-CDMA Transmission Performance in the Presence of Pure Impulsive Interference over Frequency Selective Fading", submit to IEICE Trans. Commun.
- [10] S. Nakamura, "A Study of Errors Caused by Impulsive Noise and a Simple Estimation Method for Digital Mobile Communications", IEEE Trans. on Veh. Technol., vol.45, no.2, pp.310-317, May 1996.
- [11] R. S. Blum, R. J. Kozick, B. M. Sadler, "An Adaptive Spatial Diversity Receiver for Non-Gaussian Interference and Noise", IEEE Trans. Signal Processing, vol.47, no.8, pp.2100-2111, Aug. 1999.
- [12] B. Aazhang, H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels-Part I: Linear Correlation Receivers", IEEE Trans. Commun., vol.COM-35, no.11, pp.1179-1188, Nov. 1987.
- [13] M. M. Pejanovic, J. A. Edwards, I. S. Stojanovic, "Error Rate Prediction for NCFSK Digital Mobile Radio System", IEE Proceedings, vol.134, no.1, pp.21-26, Feb. 1987.
- [14] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system", in Proc. IEEE GLOBECOM'93, Nov. 1993, pp. 1723-1728.
- [15] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.