

研究速報

周波数選択性フェージング環境下における非同期

MC-CDMA 方式の SNIR 解析

竹内 裕志†(学生員) 山里 敬也††(正員)
岡田 啓††(正員) 片山 正昭††(正員)

SNIR Analysis of Asynchronous MC-CDMA System in Frequency Selective Fading Channel

Hiroshi TAKEUCHI†, Student Member, Takaya YAMAZATO††, Hiraku OKADA††, and Masaaki KATAYAMA††, Regular Members

†名古屋大学工学部研究科電子情報学専攻, 名古屋市 Department of Information Electronics, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho Chikusa-ku Nagoya-shi, 464-8603 Japan

††名古屋大学情報メディア教育センター, 名古屋市 Center for Information Media Studies, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

あらまし 本論文では周波数選択性フェージング環境下での非同期マルチキャリア(MC)CDMA方式の信号対雑音干渉電力比(SNIR)を求め,非同期DS-CDMA方式のSNIRと比較する.その結果,同じシステム帯域,拡散率での両システムのSNIRは等しいことを示す.

キーワード マルチキャリア-CDMA方式,DS-CDMA方式,周波数選択性フェージング,信号対雑音干渉電力比,

1. まえがき

CDMA方式は,同一の周波数・時間においてユーザごとに異なる拡散符号を割り当てて多元接続を行う方式である.最もよく知られたものとしてはDS-CDMA方式があり,現在まで広く研究されている.近年,これに対して複数の直交した狭帯域のサブキャリアを用いてスペクトルの拡散を行うマルチキャリア(MC)CDMA方式が注目されている.DS-CDMA方式が時間領域で拡散を行うものであるのに対して,MC-CDMA方式は周波数領域で拡散を行うものであるといえる[1].

MC-CDMA方式におけるビット誤り率の解析として,文献[2]がある.この文献では,DS-CDMA方式の信号対雑音干渉電力比(SNIR)解析であるPursleyの近似式[3]になるべく近いMC-CDMA方式の近似式を導き出して,MC-CDMA方式の基本的な特性を明らかにしている.その結果,DS-CDMA方式において波形整形を行い同じ送信帯域で比較したとき,AWGNチャンネルにおいて同じビット誤り率をもつことを示している.しかし他の文献では周波数選択性フェージン

グチャンネルにおいて両者は異なる特性を示すことが報告されている[1],[4].

本論文では文献[2]を拡張し周波数選択性フェージング環境下で非同期MC-CDMA方式のビット誤り率を求め,非同期DS-CDMAのビット誤り率と比較し,結果として,両者のビット誤り率が等しいことを示す.

2. 周波数選択性フェージングチャンネルモデル

本論文では各ユーザが非同期に独立な周波数選択性フェージングチャンネルを使用しているものとする.このときL本のマルチパスが発生すると仮定し,k番目のユーザのチャンネルの等価低域インパルス応答は次式で表される.

$$h_k(\tau) = \sum_{l=1}^L g_{k,l} \delta(\tau - \tau_{k,l}). \tag{1}$$

ここで, $\delta(\cdot)$ はデルタ関数,で $g_{k,l}$ はk番目のユーザのl番目のパスの複素成分で平均0,分散 σ_l^2 の直交成分と同相成分が独立な複素ランダムガウス変数とする.また $\tau_{k,l}(0 < \tau_{k,l} < T_s)$ は送信遅延で一様分布とする. T_s はシンボル時間である.このときのチャンネルの伝達関数は式(1)をフーリエ変換することによって得られる.

$$H_k(f) = \sum_{l=1}^L g_{k,l} \exp(-j2\pi f \tau_{k,l}). \tag{2}$$

チャンネルの変化でマルチパスの本数が変化してもすべてのパスの平均電力の和は一定であると仮定する.このためパスの直交成分と同相成分の分散 σ_l^2 を次式で正規化する.

$$\sum_{l=1}^L E[|g_{k,l}|^2] = \sum_{l=1}^L 2\sigma_l^2 = 1 \tag{3}$$

$E[\cdot]$ は \cdot の平均を表す.また本論文ではマルチパスの電力プロファイルが一様分布であるとき,指数分布であるときを考える.このとき,特にマルチパスの振幅 $(|g_{k,l}|)$ の分散はそれぞれ

$$\sigma_{l,uni}^2 = 1/(2L) \tag{4}$$

$$\sigma_{l,exp}^2 = \sigma_{1,exp}^2 \exp\{-\tau_{k,l}/T_s\} \tag{5}$$

と仮定する.

3. システムモデル

変調方式は両システムともに,BPSK変調方式とする.また,全ユーザ数をK,送信信号の電力P,拡散符号 $c_k^m \in \{-1, 1\}$ はランダム符号を使用する.

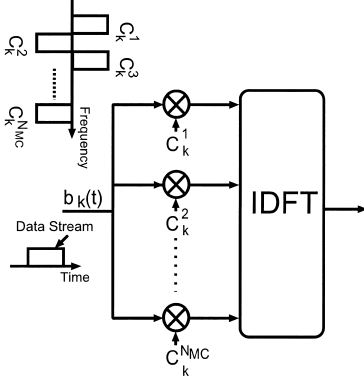


図 1 MC-CDMA の送信機モデル
Fig. 1 MC-CDMA transmitter model.

3.1 MC-CDMA

k 番目のユーザの送信機モデルを図 1 に示す。MC-CDMA 方式は、周波数領域で拡散符号 $C_k = (c_k^1, c_k^2 \dots c_k^{N_{MC}})$ を乗算し、逆離散フーリエ変換 (IDFT) して送信される方式である。ここで N_{MC} は拡散率である。送信信号 $s_k^{MC}(t)$ の等価低域表現は次式で表される。

$$s_k^{MC}(t) = \sum_{m=1}^{N_{MC}} \sqrt{2\hat{P}} b_k(t) c_k^m \exp\left(j2\pi \frac{m}{T_s} t\right). \quad (6)$$

m はサブキャリアの番号、 $\hat{P} = P/N_{MC}$ はサブキャリアごとの電力 (各々のサブキャリアの電力は等しいと仮定)、 $b_k(t)$ はデータ系列である。この送信信号 $s_k^{MC}(t)$ をフーリエ変換すると、

$$S_k^{MC}(f) = \sum_{m=1}^{N_{MC}} \sqrt{2\hat{P}} \text{sinc}(f - m/T_s) c_k^m. \quad (7)$$

ただし、 $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ である。このとき、送信信号スペクトルの帯域 W_{MC} は

$$W_{MC} = \frac{N_{MC} + 1}{T_s} \quad (8)$$

である。

i 番目の受信機モデルを図 2 に示す。受信信号 $r^{MC}(t)$ は、

$$r^{MC}(t) = \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} s_k^{MC}(t - \tau) h_k(\tau) d\tau + n(t) \quad (9)$$

$n(t)$ は片側電力密度 N_0 の加法的白色ガウス雑音

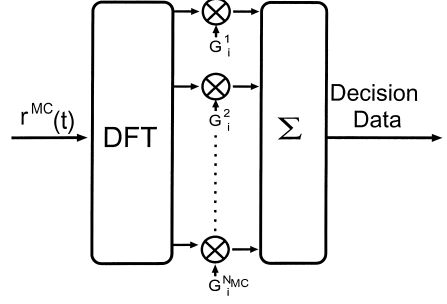


図 2 MC-CDMA の受信機モデル
Fig. 2 MC-CDMA receiver model.

(AWGN) とする。またこのときの受信信号をフーリエ変換すると、

$$\begin{aligned} R^{MC}(f) &= \sum_{k=1}^K S_k^{MC}(f) H_k(f) + N(f) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{N_{MC}} \sqrt{2\hat{P}} \text{sinc}(f - m/T_s) c_k^m \\ &\quad \cdot g_{k,l} \exp(-j2\pi f \tau_{k,l}) + N(f). \quad (10) \end{aligned}$$

本論文では各サブキャリアの合成方法として等利得合成を仮定する。そこで i 番目のユーザの受信機では各サブキャリアに対応する $G_i^m = c_i^m \frac{g_{i,1}^* \exp(j2\pi f \tau_{i,1})}{|g_{i,1}|}$ を乗算する。その後、各サブキャリアの和をとり硬判定することで、シンボルが復調される。

3.2 DS-CDMA

k 番目のユーザの送信機モデルと i 番目のユーザの受信機モデルを図 3 に示す。DS-CDMA 方式は、時間領域で拡散符号 $c_k(t)$ を乗算して送信される方式である。DS-CDMA の送信信号の等価低域系表現は次式で表される。

$$s_k^{DS}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{2P} b_k(t - \tau) c_k(t - \tau) \hat{h}(\tau) d\tau. \quad (11)$$

ここで、

$$c_k(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^N c_k^m p_{T_c}(t - mT_c - hT_s) \quad (12)$$

とする。 N_{DS} は拡散率とする。ただし、

$$\begin{aligned} T_c &= T_s/N_{DS} \\ p_{T_c}(t) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

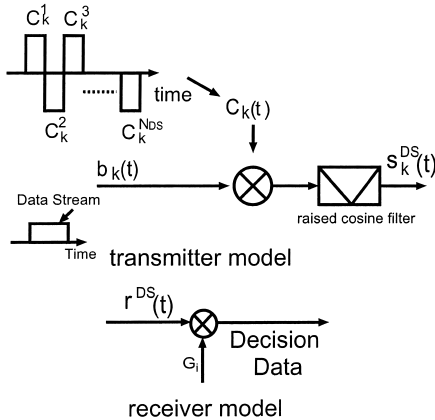


図3 DS-SS-SSM のシステムモデル
Fig.3 DS-SS-SSM system model.

送信信号はインパルスレスポンス $\hat{h}(t)$ のフィルタを用いて波形整形を施し帯域を制限する。ここでは、波形整形の例として Nyquist equalizer と Root Cosine Roll-off フィルタを用いるとする。今、ロールオフ率を α ($0 \leq \alpha \leq 1$) とすると、送信信号スペクトルの帯域 W_{DS} は

$$W_{DS} = \frac{1 + \alpha}{T_c} \quad (14)$$

である。

受信信号 $r^{DS}(t)$ は

$$\begin{aligned} r^{DS}(t) &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} s_k^{DS}(t - \tau) h_k(\tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P} b_k(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) g_{k,l} + n(t) \end{aligned} \quad (15)$$

である。そこで i 番目の受信機では 1 波目のパスに同期させた $G_i(t) = c_i(t - \tau_{i,1}) \frac{g_{i,1}^*}{|g_{i,1}|}$ を乗算する。この結果、2 波目以降のパスの影響は拡散符号の自己相関性より取り除かれるので、1 番目のパスにおける逆拡散信号を得る。

4. 信号対雑音干渉電力比

4.1 MC-CDMA

式 (9) の希望波成分、雑音成分、干渉成分をそれぞれ Z_D, Z_N, Z_U とする。このうち、 Z_N は平均 0、分散 σ^2 のガウス分布をなす確率変数であり、AWGN の片側電力密度を N_0 とすると、

$$\sigma^2 = \frac{N_{MC} N_0 T_s}{4} \quad (16)$$

である。

希望波成分は、

$$Z_D = \sqrt{\frac{P}{2}} T_s \sum_{m=1}^{N_{MC}} \sum_{l=1}^L |g_{i,l}| \exp\{j(\phi_{i,l}^m - \phi_{i,1}^m)\}. \quad (17)$$

このとき、

$$\phi_{i,l}^m = 2\pi \frac{m}{T_s} \tau_{i,l} \quad (18)$$

である。 $\tau_{i,l} > T_c$ のとき $\phi_{i,l}^m$ は $[0, 2\pi)$ で一様分布するので、拡散率が十分大きいと仮定すると、

$$Z_D \approx \sqrt{\frac{P}{2}} T_s N_{MC} |g_{i,1}| \quad (19)$$

と近似できる。これより、希望波成分は 2 波目以降のパスの成分の影響を受けないことがわかる。また、式 (4)、(5) で与えられる等電力モデルと減衰モデルを比較すると、1 波目の電力は減衰モデルの方が大きいため、希望波成分においても減衰モデルの方が大きいこともわかる。

次に干渉成分 Z_U は異なるユーザの同じサブキャリア間の干渉 $Z_U^{n=m}$ と異なるユーザの異なるサブキャリア間の干渉 $Z_U^{n \neq m}$ の二つに分けることができる。拡散符号がランダムな場合について、同じサブキャリア間の干渉の分散 $Var[Z_U^{n=m}]$ 、異なるサブキャリア間の干渉の分散 $Var[Z_U^{n \neq m}]$ はそれぞれ

$$\begin{aligned} Var[Z_U^{n=m}] &= (K - 1) N_{MC} \sum_{l=1}^L E[|g_{k,l}|^2] \frac{PT_s^2}{6} \\ &= (K - 1) N_{MC} \frac{PT_s^2}{6} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} Var[Z_U^{n \neq m}] &= (K - 1) N_{MC} \sum_{l=1}^L E[|g_{k,l}|^2] \frac{PT_s^2}{12} \\ &= (K - 1) N_{MC} \frac{PT_s^2}{12} \end{aligned} \quad (21)$$

となる。ここでマルチパスの電力の正規化を表す式 (3) と N_{MC} が十分大きいときに成立する

$$\sum_{m=1, m \neq n}^{N_{MC}} \sum_{n=1}^{N_{MC}-1} \frac{1}{(n-m)^2} \approx \frac{\pi^2 N_{MC}}{3} \quad (22)$$

を利用している。

信号対雑音干渉電力比を,

$$\text{SNIR} = \frac{Z_D^2}{\text{Var}[Z_V^{n=m}] + \text{Var}[Z_V^{n+m}] + \sigma^2} \quad (23)$$

と定義すると, 式 (19), (20), (21), (23) から, 信号対雑音干渉電力比は

$$\text{SNIR} \approx \frac{|g_{i,1}|^2}{\frac{K-1}{2N_{MC}} + \frac{N_0}{2E_b}} \quad (24)$$

と近似できる. ここで, E_b はビット当りのエネルギーで,

$$E_b = N_{MC} P T_s \quad (25)$$

である.

4.2 DS-CDMA

DS-CDMA 方式の AWGN チャネルでの信号対雑音干渉電力比は, 拡散率を N_{DS} とすると,

$$\text{SNIR} \approx \left[(K-1) \frac{1-\alpha/4}{2N_{DS}} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-1} \quad (26)$$

である [5]. MC-CDMA 方式の信号対雑音干渉電力比と同様に, 周波数選択性フェージングチャネルに拡張すると次式のような近似式が成立する.

$$\text{SNIR} \approx \frac{|g_{i,1}|^2}{\frac{(K-1)(1-\alpha/4)}{2N_{MC}} + \frac{N_0}{2E_b}} \quad (27)$$

したがって, MC-CDMA 方式と同じ拡散率で同じ帯域幅をもつとき, すなわち $\alpha = 0$ のとき, 両者の信号対雑音干渉電力比は等しくなる.

4.3 考 察

MC-CDMA 方式の希望波成分は式 (19) より拡散率が十分に大きく, $\tau_{i,l} > T_c$ のとき, 希望波成分は 1 波目のパスの信号成分によって決定され, 2 波目以降のパスの成分は関係ない. これは DS-CDMA 方式におけるチップ時間のパスの分解能をもつため, 2 波目以降の成分は全く影響を与えないという性質と等しくなる.

また, 干渉成分に関してはガウス近似が成り立つため, 式 (20), (21) より各ユーザの各マルチパスの受信電力の和のみに依存する. これは [2] で求められている AWGN チャネルにおける干渉成分と等しくなる. これは式 (27) より DS-CDMA 方式においてもいえる.

つまり各ユーザの各マルチパスの電力の和が一定であれば, MC-CDMA 方式と DS-CDMA 方式の干渉成分は等しく, チャネルが変化しても (たとえ AWGN チャネルだとしても) 干渉成分は変化しない.

このような結果からチャネルモデルによらず, MC-CDMA 方式と DS-CDMA 方式は周波数選択性フェージングチャネルに対して同じ耐性をもつことがわかる. ただし, チャネルモデルを変化させると, 式 (19) より 1 波目のパスの電力によって, 希望波成分は変化する. 例えば式 (4), (5) で与えられる等電力モデルと減衰モデルを比較すると, 1 波目の電力は減衰モデルの方が大きいので, 希望波成分においても減衰モデルの方が大きい. チャネルが変化しても干渉成分は変化しないので, 減衰モデルの方が SNIR 特性がよくなるのがわかる.

またビット誤り率は,

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{Pr}(\text{snir}) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{snir}}{2}} \right) d\text{snir} \quad (28)$$

で与えられ, 信号対雑音干渉電力比が snir となる確率を $\text{Pr}(\text{snir})$ とする. また, $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である. つまり, ビット誤り率は信号対雑音干渉電力比のみに依存しているため MC-CDMA 方式と DS-CDMA 方式の信号対雑音干渉電力比が等しいとき, MC-CDMA 方式と DS-CDMA 方式のビット誤り率も等しくなることがわかる.

5. む す び

本論文では周波数選択性フェージング環境下において非同期 MC-CDMA 方式のビット誤り率を求め, 同じ拡散率, データレート, 帯域幅で非同期 DS-CDMA のビット誤り率と比較した. その結果, AWGN チャネルを用いた場合と同様に同じビット誤り率を得た. これは MC-CDMA 方式は DS-CDMA 方式と同様に, 2 波目以降のマルチパスの影響を取り除くことができるため周波数選択性フェージングに対して同じ影響が生じるからである.

謝辞 本研究の一部は, 日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究 B, 富士通研究所, 即効型地域申請コンソーシアム通信・放送機構の創造的情報通信技術開発推進制度の公募課題及び文部科学省 21 世紀 COE プログラムの助成を受けて行われている. 記して謝意を表する.

文 献

- [1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, vol.35, no.12, pp.126-133, Dec. 1997.
 - [2] 村松宏基, 山里敬也, 岡田 啓, 片山正昭, "マルチキャリア CDMA 方式における送信増幅器の非線形性の影響;" *信学論 (A)* vol.J85-A, no.3, pp.340-348, March 2002.
 - [3] M.B. Purseley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple access communication Part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol.25, no.8, pp.795-803, July 1999.
 - [4] X. Gui and T.S. Ng, "Performance of asynchronous orthogonal multicarrier CDMA system in frequency selective fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.7, pp.1084-1091, July 1999.
 - [5] T. Shibata, M. Katayama, and A. Ogawa, "Performance of asynchronous band-limited DS/SSMA system," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.8, pp.921-928, Aug. 1993.
- (平成 15 年 4 月 4 日受付, 7 月 22 日再受付,
8 月 22 日最終原稿受付)