

# 残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA MIMO のチャネル容量

## Channel Capacity of MC-CDMA MIMO Taking into Account Residual ICI/IAI

安達 宏一<sup>†</sup>    安達 文幸<sup>‡</sup>    中川 正雄<sup>‡</sup>  
 Koichi Adachi    Fumiyuki Adachi    Masao Nakagawa

<sup>†</sup>慶應義塾大学大学院理工学研究科 開放環境科学専攻    <sup>‡</sup>東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻

### 1. まえがき

次世代移動体通信では、超高速無線伝送技術の開発が必要とされている。高速無線伝送チャネル周波数選択性フェージングチャネルであるために、シングルキャリア伝送時には伝送特性が著しく劣化してしまうことから、帯域幅を複数の狭帯域サブキャリアに分割する OFDM に代表されるマルチキャリア伝送方式が特に注目されている[1]。マルチキャリア(MC)-CDMA は、OFDM と周波数領域拡散を組み合わせたアクセス方式である。MC-CDMA では、最小二乗誤差(MMSE)に基づく周波数領域等化(FDE)とコード間干渉(ICI)キャンセラを併用すれば、ICI を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を与えることができるから、優れた伝送特性を得ることができる。しかしながら OFDM や MC-CDMA のみでは、超高速伝送を達成するのは不可能であり、マルチアンテナ(MIMO)伝送[2]との組み合わせが必須である。MIMO 伝送時には他アンテナからの干渉(IAI)を十分抑圧できる信号検出法が必要である。本稿では、受信 SINR が与えられたときの MMSE-FDE と ICI および IAI キャンセラを用いた場合の MC-CDMA MIMO のチャネル容量の表示式を求め、OFDM MIMO と比較する。

### 2. チャネル容量の導出

送受信アンテナ本数をそれぞれ  $N_t$ ,  $N_r$  本とし、拡散率を  $SF$ 、コード多重数を  $U$  とした。サブキャリア数は高速フーリエ変換(FFT)ポイント数と同じ  $N_c$  とした。

第  $n_r$  アンテナで受信された第  $k$  サブキャリアの受信信号は、等価低域表現を用いて次式のように表せる。

$$R_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n_t}(k) S_{n_t}(k) + N_{n_r}(k) \\ = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n_t}(k) \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{\frac{2E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c}} d_{n_t, u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_u(k) + N_{n_r}(k) \quad (1)$$

ここで、 $H_{n_r, n_t}(k)$ 、 $S_{n_t}(k)$  および  $N_{n_r}(k)$  はそれぞれ第  $k$  サブキャリアにおける第  $n_r$  受信アンテナと第  $n_t$  送信アンテナ間のチャネル利得、第  $n_t$  アンテナからの送信信号成分および雑音成分の周波数成分である。また、 $d_{n_t, u}(\cdot)$  は  $u$  番目の拡散符号  $c_u(\cdot)$  を用いて拡散された第  $n_t$  アンテナから送信されたデータシンボル、 $E_c$  は FFT サンプルあたりの信号エネルギー、 $T_c$  は FFT サンプル間隔であり、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である。

図 1 に示すような IAI および ICI キャンセルと FDE を行った後の第  $n_r$  送信アンテナに関する受信信号は次式のように表わされる。

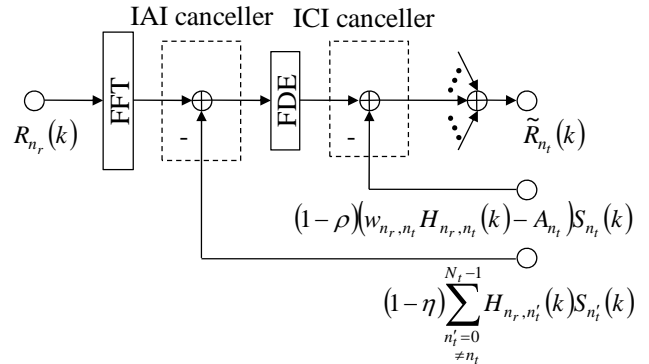


図 1 ICI/IAI 干渉キャンセラ。

$$\tilde{R}_{n_r}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left[ \begin{aligned} & \left\{ \rho \cdot w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) + (1-\rho) \cdot \frac{A_{n_t}}{N_r} \right\} S_{n_t}(k) \\ & + \eta \cdot w_{n_r, n_t}(k) \sum_{\substack{n'_t=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) S_{n'_t}(k) + \tilde{N}_{n_r}(k) \end{aligned} \right] \\ = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left[ \begin{aligned} & \frac{A_{n_t}}{N_r} S_{n_t}(k) + \rho \left\{ w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) - \frac{A_{n_t}}{N_r} \right\} S_{n_t}(k) \\ & + \eta \cdot w_{n_r, n_t}(k) \sum_{\substack{n'_t=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) S_{n'_t}(k) + \tilde{N}_{n_r}(k) \end{aligned} \right] \\ = A_{n_t} S_{n_t}(k) + \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left[ \begin{aligned} & \rho \left\{ w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) - \frac{A_{n_t}}{N_r} \right\} S_{n_t}(k) \\ & + \eta \cdot w_{n_r, n_t}(k) \sum_{\substack{n'_t=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) S_{n'_t}(k) \\ & + \tilde{N}_{n_r}(k) \end{aligned} \right] \quad (2)$$

したがって、周波数領域逆拡散して得られる  $d_{n_t, u}(n)$  に対する軟判定値は以下ようになる。

$$\tilde{d}_{n_t, u}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c}} A_{n_t} d_{n_t, u}(n) + \mu_{ICI} + \mu_{IAI} + \mu_{noise} \quad (3)$$

ここで、第 1 項は希望信号成分 (第  $n_t$  送信アンテナの第  $u$  番目の拡散符号で拡散された信号成分)、第 2 項は第  $n_t$  アンテナの残留 ICI 成分、第 3 項は他アンテナからの残留 ICI 成分、第 4 項は雑音成分である。式(2)中の  $\rho$  と  $\eta$  は ICI 成分の残留度合い[3]と IAI 成分の残留度合いをそれぞれ表すパラメータである。また、 $A_{n_t}$  は次式で与えられる等価チャネル利得である。

$$A_{n_i} = \frac{1}{SF} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n_i}(k) \quad (4)$$

$\mathbf{w}_{n_i}(k) = (w_{0, n_i}(k) \cdots w_{N_r-1, n_i}(k))^T$  は第  $n_i$  送信アンテナに対する MMSE 重みであり、次式で与えられる。

$$\mathbf{w}_{n_i}(k) = \left( \mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{n_i}(k) \mathbf{H}^H(k) + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \begin{pmatrix} H_{0, n_i}^*(k) \\ \vdots \\ H_{N_r-1, n_i}^*(k) \end{pmatrix}^T \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$  は  $N_r \times N_t$  チャンネル行列、 $\mathbf{G}_{n_i}(k)$  は、次式で与えられる第  $n_i$  送信アンテナに関する  $N_t \times N_t$  対角行列である。

$$\mathbf{G}_{n_i}(k) = \text{diag}(g_0 \cdots g_{n_i} \cdots g_{N_t-1}) \quad (6)$$

ここで

$$g_{n_i} = \begin{cases} \rho^2 & n_i' = n_i \\ \eta^2 & n_i' \neq n_i \end{cases} \quad (7)$$

逆拡散後の条件付き受信 SINR  $\gamma_{n_i, n}(E_s/N_0, \{H(k)\})$  が求められれば、残留 ICI および残留 IAI を考慮したシャノンのチャンネル容量(bps/Hz)を次式により計算できる。

$$C_{MC} = \frac{U}{N_c} \cdot \sum_{n_i=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c}{SF} \rfloor - 1} \log_2 \left( 1 + \gamma_{n_i, n} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H(k)\} \right) \right) \quad (8)$$

残留 ICI と残留 IAI 成分とをそれぞれ平均 0 で分散  $2\sigma_{ICI}^2$  と  $2\sigma_{IAI}^2$  の複素ガウス変数として近似して、式(3)より  $\gamma_{n_i, n}(E_s/N_0, \{H(k)\})$  を求めると次式のようになる。

$$\gamma_{n_i, n} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H(k)\} \right) = \frac{\left| \sqrt{\frac{E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c}} A_{n_i} d_{n_i, n}(n) \right|^2}{\sigma_{IAI}^2 + \sigma_{ICI}^2 + \sigma_{noise}^2} \cdot \frac{1}{N_t \left( \frac{E_s}{N_0} \right)} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \tilde{H}_{n_r}(k) \right|^2$$

$$= \frac{\left( \left( \frac{\eta}{SF} \right)^2 \cdot \frac{U}{N_t} \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{n_i'=0 \\ \neq n_i}}^{N_t-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_i'}(k) H_{n_r, n_i'}(k) \right|^2 \right.}{\left. + \frac{\rho^2}{SF} \cdot \frac{U-1}{N_t} \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n_i}(k) \right|^2 \right) \right.}{\left. + \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |w_{n_r, n_i}(k)|^2 \right)} \quad (9)$$

一方、OFDM MIMO のチャンネル容量は次式を用いて計算できる[4]。

$$C_{OFDM} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) \right) \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{I}$  は  $N_r \times N_r$  単位行列、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作を表す。

### 3. 数値計算

送受信アンテナ本数  $N_t=N_r=4$ 、サブキャリア数  $N_c=256$ 、MC-CDMA の拡散率およびコード多重数は  $SF=U=256$  とした。送受信機間のチャンネルは 16 パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルとした。MC-CDMA MIMO および OFDM MIMO のチャンネル容量をそれぞれ式(8)および式(10)を用いて求めた。ガードインターバル(GI)挿入による伝送効率低下は考慮していない。

図 2 は、残留 ICI と残留 IAI 度合を表す  $\rho$  と  $\eta$  をパラメータとしてプロットした送信  $E_s/N_0$  に対するチャンネル容量である。ICI および IAI キャンセラを用いない場合 ( $\rho=\eta=1.0$ ) には、残留 ICI と残留 IAI の影響により MC-CDMA MIMO のチャンネル容量は OFDM より大幅に低下している。しかし、残留 ICI および残留 IAI を抑圧できれば OFDM と同程度もしくはそれ以上のチャンネル容量を実現できる。たとえば残留 ICI および残留 IAI を 10% (20%) 程度までに抑圧できれば、 $E_s/N_0$  が 25dB (20dB) 以下の領域において OFDM より大きなチャンネル容量を実現できる。

### 4. まとめ

本稿では、MMSE-FDE に ICI/IAI キャンセラを併用したときの MC-CDMA MIMO の条件付き受信 SINR を求め、モンテカルロ数値計算によりチャンネル容量を明らかにした。この結果、残留 ICI および残留 IAI を 10% (20%) 程度にまで抑圧できれば  $E_s/N_0$  が 25dB (20dB) 以下の領域において OFDM とほぼ同じかそれ以上のチャンネル容量を達成できることを示した。

#### 参考文献

- [1] S. Hara and R. Prasad, IEEE Commun., Mag., vol.35, no.12, pp.126-133, Dec. 1997. [2] G. J. Foschini and M. Gans, Wireless Personal Commun., pp.311-335, Mar. 1998. [3] 安達, 安達, 中川, 信学技報 RCS2007-102, pp.31-36, 2007 年 10 月. [4] H. Bölcskei, D. Gesbert and A. J. Paulraj, IEEE Trans. Commun., vol.50, no.2, pp.225-234, Feb. 2002.

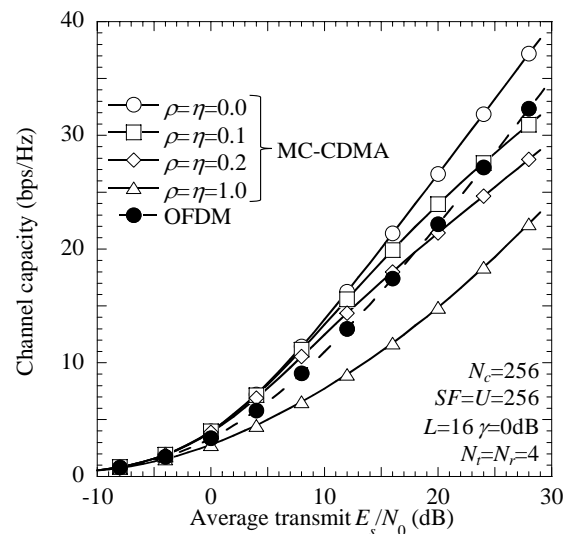


図 2 MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャンネル容量。