

MC-CDMA サイトダイバーシチにおける周波数等化と改善効果

井上 高道[†] 高岡 辰輔[†] 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 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail †{inoue,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし MC-CDMA の下りリンクでは, DS-CDMA と同様にサイトダイバーシチを行うことにより受信電力が十分に得られないユーザのビット誤り率特性(BER)を向上させることができる. その結果, MC-CDMA リンク容量の増加が期待できる. 本論文では, MC-CDMA 下りリンクのサイトダイバーシチにおける最小平均 2 乗誤差(MMSE)周波数等化について検討している. サイトダイバーシチに参加する基地局数およびサイトダイバーシチユーザ数の比率は, 重要な設計パラメータである. サイトダイバーシチ効果に及ぼすこれらの影響を計算機シミュレーションにより明らかにしている.

キーワード MC-CDMA, MMSE 周波数等化, サイトダイバーシチ

Frequency-domain Equalization for MC-CDMA Site-diversity and Performance Evaluation

Takamichi INOUE[†] Sinsuke TAKAOKA[†] Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: †{inoue,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Similar to direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), the site-diversity can be applied to multicarrier-CDMA (MC-CDMA) to improve the bit error rate (BER) performance for a user with weak signal power, resulting in the increased link capacity. In this paper, frequency-domain equalization based on minimum mean square error (MMSE) is considered for the downlink site-diversity reception. Important design parameters are the number of base stations involved in the site-diversity operation and the ratio of site-diversity users. Their impacts on the site diversity effect are evaluated by computer simulation.

Keyword: MC-CDMA, MMSE frequency-domain equalization, site-diversity

1. まえがき

移動無線通信の伝搬路は様々な障害物等からの反射波により形成された遅延時間の異なる多数のパスからなる多重伝搬路となり, その伝達関数が周波数軸上で複雑に変化する周波数選択性フェージングが発生する[1]. このような周波数選択性フェージング環境下での超高速移動無線アクセス技術として, 複数の直交サブキャリアにわたってデータシンボルを拡散して伝送するマルチキャリア符号分割多元接続 (MC-CDMA) が注目されている [2],[3]. MC-CDMA 下りリンクでは各ユーザに割り当てられた拡散符号間の直交性を再生する周波数等化技術が必要となる. サブキャリア毎に送信信号と受信信号の平均 2 乗誤差 (MSE) を最小にする MMSE 周波数等化が良く知られている [4],[5].

DS-CDMA セルラ移動通信と同様に[6], MC-CDMA を用いるセルラ移動通信では同一周波数を全ての基地局で利用できる[7]. このことは, 十分な受信電力が得られないセル端に近い位置に存在するユーザの伝送品質を, 複数基地局で同時送受信するサイトダイバーシチにより改善できるのでリンク容量を増加できることを示している. これまで, サイトダイバーシチを用いるときの MMSE 周波数等化重みについて検討した論文は, 著者らの知る限り見当たらない. また,

サイトダイバーシチを過大に行う(すなわち, サイトダイバーシチに参加する基地局数やサイトダイバーシチユーザ数の比率が大きすぎる)と, 干渉の増大によりかえって伝送特性の劣化を招き, 結局リンク容量を低下させてしまう. そのため, サイトダイバーシチに参加する基地局数およびサイトダイバーシチユーザ数の比率は重要な設計パラメータとなる.

本論文では, MC-CDMA 下りリンクのサイトダイバーシチにおける MMSE 周波数等化について検討している. そして, 基地局からの距離に基づいてサイトダイバーシチを行うかどうかを決定する単純モデルを用い, サイトダイバーシチに参加する基地局数およびサイトダイバーシチユーザ比率の影響を計算機シミュレーションにより明らかにしている. 本論文は以下のような構成になっている. 第 2 章では, サイトダイバーシチを用いる MC-CDMA の下りリンクモデルと, MMSE 周波数等化について述べている. 第 3 章では, 計算機シミュレーション結果について考察している.

2. MC-CDMA におけるサイトダイバーシチ

本論文では, 図 1 のようにセル半径を 1 に正規化した六角形セルを考え, 基地局からの距離がある値 r_{th} 以上のユーザに対してサイトダイバーシチを行うという単純モデルを

用いる。サイトダイバーシチに参加する基地局数を D で表す。自セルの基地局を含め、対象ユーザからの距離が近い順に D 個の基地局がサイトダイバーシチに参加するものとする。サイトダイバーシチに参加する D 個の基地局は、対象ユーザのデータ系列を拡散して同時送信する。このようなサイトダイバーシチを行うことにより、各基地局が送信するデータチャンネル数の平均は $U\{1+(D-1)\chi\}$ になる。ここで、 U は 1セルあたりのユーザ数、 χ はサイトダイバーシチユーザ比率である。なお、サイトダイバーシチに参加する基地局数が $D=1$ ときは、サイトダイバーシチなしの場合を表している。

2.1 サイトダイバーシチユーザ比率

サイトダイバーシチを行う距離 r_{th} とサイトダイバーシチユーザ比率 χ とは次式のような関係にある。

$$\chi = \begin{cases} 1 - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} r_{th}^2, & 0 \leq r_{th} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \text{ のとき} \\ 3 \frac{\sqrt{3 \left(r_{th}^2 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \right) + r_{th}^2 \left(\pi - 6 \cos^{-1} \frac{\sqrt{3}}{2r_{th}} \right)}}{3\sqrt{3}}, & \frac{\sqrt{3}}{2} < r_{th} \leq 1 \text{ のとき} \end{cases} \quad (1)$$

r_{th} を小さくし過ぎると χ を大きくなり過ぎるから、サイトダイバーシチユーザ数が多くなり、干渉が増大してリンク容量を減少させてしまう。逆に、 r_{th} を大きくし過ぎると χ を小さくなり過ぎるので、十分な受信電力が得られないユーザが増えてしまい、リンク容量が減少してしまう。したがって、 r_{th} または χ には最適値が存在する。

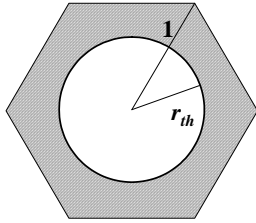


図 1 サイトダイバーシチを行う領域 (斜線の領域)

2.2 送受信系

図 2 はセル構成を示している。中心のセルが希望ユーザの存在するセルである。サイトダイバーシチに参加する基地局の範囲は、希望セルとその周辺のセルを含めた 7 セルの基地局である。しかし、それら周辺セルも、その周りの 7 セルをサイトダイバーシチに参加するセルとして考えないといけなないので、シミュレーションでは合計で 19 セルを考慮している。

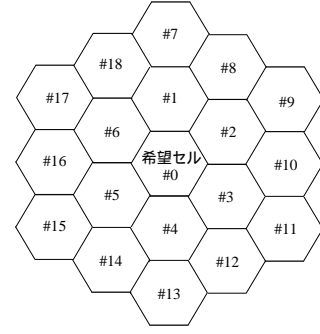


図 2 セル構成

基地局 # m の下りリンク送信系と移動局の下りリンク受信系を図 3 に示す。サブキャリア数を N_C 、拡散率を SF とする。基地局 # m と通信しているユーザをユーザ # $u(m)$ で表す。基地局 # m の送信機では、ユーザ # $u(m)$ の N_C/SF 個のデータ変調シンボル $\{x_{u(m)}(i); i=0 \sim N_C/SF-1\}$ を直並列変換する。そして各シンボルを SF 個だけコピーし、各ユーザに割り当てられた直交拡散符号系列 $\{c_{u(m)}(k); k=0 \sim SF-1\}$ を用いて SF 個のサブキャリアへ拡散する。そして、サブキャリア毎に全ユーザのサブキャリア成分を合成した後、スクランブル符号系列 $\{c_{scr_m}(k); k=0 \sim N_C-1\}$ を乗積する。スクランブル符号系列は送信信号の擬似雑音化およびセル識別のために用いる。サブキャリア # k の信号成分 $s_m(k)$ は次式のように表すことができる。

$$s_m(k) = \sqrt{\frac{2P_m}{SF}} \sum_{u(m)=0}^{U_m-1} c_{u(m)}(k \bmod SF) c_{scr_m}(k) x_{u(m)} \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \quad (2)$$

ここで、 P_m は基地局 # m おける 1 ユーザあたりの平均送信電力、 U_m はアクティブデータチャンネル数である (U_m の平均値は $U\{1+(D-1)\chi\}$ である)。次に N_C 点の逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して MC-CDMA 信号 $s_m(t)$ を生成する。これに N_g サンプルのガードインターバル (GI) を付加した後の送信信号 $s_m(t)$ は次式のように表される。

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N_C-1} s_m(k) \exp \left(j2\pi k \frac{t}{N_C} \right), \quad t = -N_g \sim N_C-1 \quad (3)$$

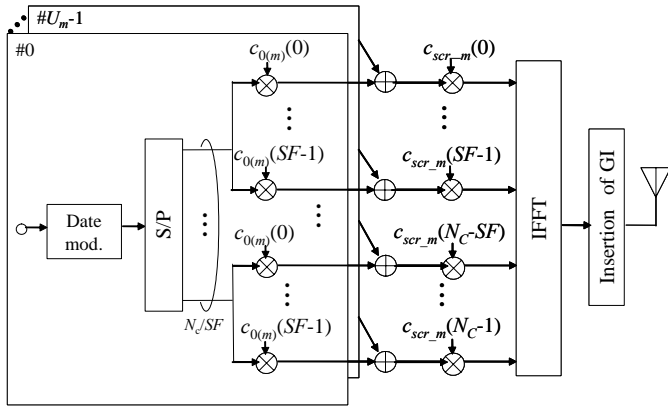
なお、本論文では FFT サンプリング間隔 T_C の離散時間表現を用いている。

L 個の離散パスを持つ周波数選択性フェージングチャネルを仮定し、基地局 # m' とユーザ # $u(m)$ との間の伝搬路のパス # l の複素パス利得を $\xi_{m'_u(m),l}$ で表すものとする、ユーザ # $u(m)$ の受信信号 $r_{u(m)}(t)$ は次式のように表せる。

$$r_{u(m)}(t) = \sum_{m'=0}^6 \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m'_u(m),l} s_{m'}(t-l \bmod N_C) + \eta(t), \quad t = -N_g \sim N_C-1 \quad (4)$$

ここで、少なくとも $t = -N_g \sim N_C-1$ の区間ではパス利得は一定とみなせるものと仮定している。上式中で D 個の基地局 # m' がユーザ # $u(m)$ に対するサイトダイバーシチに参加しているものとする (本論文では、 $m'=0 \sim D-1$ がサイトダイバーシチに参加していて、 $m'=D-6$ は干渉基地局であるものとしている)。パ

ス# l の遅延時間は lT_C であるものとする。また、 $\eta(t)$ は平均値0、分散 $2N_0/T_C$ の複素ガウス雑音であり、 N_0 は相溶性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。



(a)送信系(基地局# m)

ここで、 $r_{m',u(m)}$ は基地局# m' と基地局# m のユーザ# $u(m)$ との距離、 α は距離減衰指数、 β はシャドウイング損失(dB)である。また、 $H_{m',u(m)}(k)$ は基地局# m のユーザ# $u(m)$ と基地局# m' との間の伝搬路の周波数伝達関数であり、次式のように表される。

$$H_{m',u(m)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m',u(m),l} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (7)$$

また、 $\Pi(k)$ は雑音成分である。

$R_{u(m)}(k)$ に基地局# m' のスクランブル符号系列 $\{c_{scr-m'}(k)\}$ の複素共役を乗積し、さらにMMSE周波数等化重み $w_{m',u(m)}(k)$ を乗積した後、サイトダイバーシチに参加している D 個の基地局のサブキャリア成分をサブキャリア毎に合成し、 SF サブキャリア分だけ加算する逆拡散を行って、ユーザ# $u(m)$ の軟判定値 $\hat{x}_{u(m)}(i)$ を得る。サイトダイバーシチに参加している基地局# m' は $m'=0 \sim D-1$ であるものとしているので、 $\hat{x}_{u(m)}(i)$ は次式のように表せる。

$$\hat{x}_{u(m)}(i) = \sum_{k=iSF}^{(i+1)SF-1} \left(\sum_{m'=0}^{D-1} R_{u(m)}(k) c_{scr-m'}^*(k) w_{m',u(m)}(k) \right) \times c_{u(m)}^*(k \bmod SF) \quad (8)$$

次に、 $\hat{x}_{u(m)}(i)$ を用いて送信データシンボル $x_{u(m)}(i)$ を判定する。

2.3 MMSE 周波数等化重み

まず、シングルセル環境下での周波数等化を考える。周波数等化として良く知られているものに、直交性の完全復元をあきらめて雑音強調を抑える最小平均2乗誤差(MMSE)等化がある[2]。シングルセル環境下のMMSE周波数等化の重みは次式のように与えられている。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{U}{SF} \Gamma_{eff}\right)^{-1}} \quad (9)$$

ここで、 Γ_{eff} は、次式で与えられる有効平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比(E_S/N_0)である。

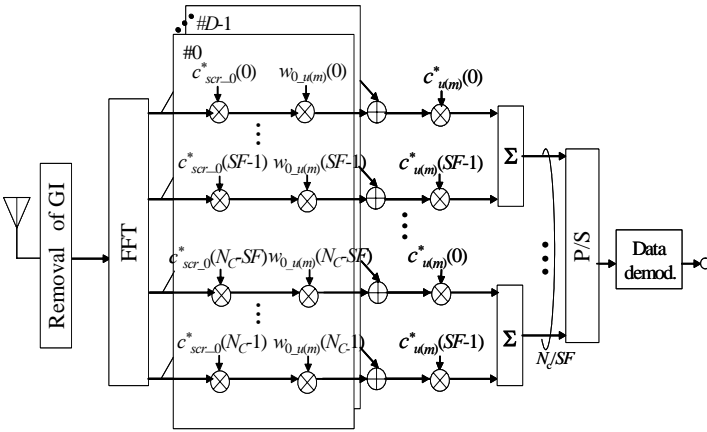
$$\Gamma_{eff} = \frac{\Gamma}{1 + T_g/T_S} \quad (10)$$

ここで、 Γ は、次式で与えられる1ユーザあたりの平均受信 E_S/N_0 である。

$$\Gamma = \frac{ST}{N_0} \quad (11)$$

また、 T はMC-CDMAシンボル長であり、データシンボル長 T_S およびガードインターバル長 T_g を用いて、次式のように与えられる。

$$T = T_S + T_g \quad (12)$$



(b)受信系(ユーザ# $u(m)$)

図3 MC-CDMA下りリンクの伝送系

受信機では、GIを除去して得られた受信信号系列 $\{r_{u(m)}(t), t=0 \sim N_C-1\}$ にFFTを適用する。サブキャリア# k の成分 $R_{u(m)}(k)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} R_{u(m)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_C-1} r_{u(m)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_C}\right) \\ &= \sum_{m'=0}^{D-1} H_{m',u(m)}(k) \\ &\quad \times \left\{ \sqrt{\frac{2S_{m'}}{SF}} \sum_{u(m')=0}^{U_{m'}-1} c_{u(m')}(k \bmod SF) c_{scr-m'}(k) x_{u(m')} \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \right\} \\ &\quad + \Pi(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $S_{m'}$ は、基地局# m' の送信信号をユーザ# $u(m)$ で受信した平均受信電力であり、次式のように与えられる。

$$S_{m'} = P_{m'} r_{m',u(m)}^{-\alpha} 10^{-\beta/10} \quad (6)$$

以下では、マルチセル環境下のサイトダイバーシチに用いる MMSE 周波数等化重みを求める。一般性を失うことなく、基地局#0 と通信をしているユーザ#0(0)を考え、MMSE 周波数等化重み $w_{m'_0(0)}(k)$ を求める。サイトダイバーシチに参加している基地局# m' よりユーザ#0(0)に向けて送信された信号のサブキャリア# k の成分 $s_{0(m')}(k)$ は式(2)より次式のようになる。

$$s_{0(m')}(k) = \sqrt{\frac{2S_{m'}}{SF}} c_{0(m')}(k \bmod SF) c_{scr_m'}(k) x_{0(m')}\left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor\right) \quad (13)$$

ユーザ#0(0)が受信した信号のサブキャリア# k の成分 $R_{0(0)}(k)$ は式(5)で与えられている。MMSE 周波数等化では、次式で与えられるサブキャリア# k における等化誤差 $\varepsilon_{0(m')}(k)$ の平均 2 乗値 (すなわち MSE) $E[|\varepsilon_{0(m')}(k)|^2]$ を最小とする重みを用いる。

$$\varepsilon_{0(m')}(k) = R_{0(0)}(k)w_{m'_0(0)}(k) - s_{0(m')}(k) \quad (14)$$

ここで、

$$\begin{cases} w_{m'_0(0)}(k) = y + jz \\ H_{m'_0(0)}(k) = a + jb \end{cases} \quad (15)$$

とおくと、MSE は次式で表される。

$$E\left[|\varepsilon_{0(m')}(k)|^2\right] = \sum_{m'=0}^6 \frac{2S_{m'}}{SF} \sum_{u(m')=0}^{U_{m'}-1} \left\{ (ya-zb)^2 + (yc+zb)^2 \right\} + \frac{2N_0}{T_s} (y^2 + z^2) + \frac{2S_{m'}}{SF} - 2\frac{2S_{m'}}{SF} (ya-zb) \quad (16)$$

MSE を最小とするのは、 $\partial E\left[|\varepsilon_{0(m')}(k)|^2\right] / \partial y = 0$ および

$\partial E\left[|\varepsilon_{0(m')}(k)|^2\right] / \partial z = 0$ を同時に満足する $w_{m'_0(0)}(k)$ を求めることであるので、

$$\begin{cases} \sum_{m'=0}^6 \frac{S_{m'}U_{m'}}{SF} \left(a \operatorname{Re}\left[w_{m'_0(0)}(k)H_{m'_0(0)}(k)\right] + b \operatorname{Im}\left[w_{m'_0(0)}(k)H_{m'_0(0)}(k)\right] \right) + y \frac{N_0}{T_s} - a \frac{S_{m'}}{SF} = 0 \\ \sum_{m'=0}^6 \frac{S_{m'}U_{m'}}{SF} \left(-b \operatorname{Re}\left[w_{m'_0(0)}(k)H_{m'_0(0)}(k)\right] + a \operatorname{Im}\left[w_{m'_0(0)}(k)H_{m'_0(0)}(k)\right] \right) + z \frac{N_0}{T_s} + b \frac{S_{m'}}{SF} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

より次式が得られる。

$$w_{m'_0(0)}(k) = \frac{\Gamma_{m',eff} H_{m'_0(0)}^*(k)}{SF \sum_{m'=0}^6 \frac{\Gamma_{m',eff}}{SF} U_{m'} |H_{m'_0(0)}(k)|^2 + 1} \quad (18)$$

ここで、

$$\Gamma_{m',eff} = \frac{S_{m'}T_s}{N_0} = \Lambda_{m',eff} r_{m'_0(0)}^{-\alpha} 10^{-\beta/10} \quad (19)$$

であり、 $\Lambda_{m',eff}$ は有効平均送信 E_S/N_0 である。

3. 計算機シミュレーション

3.1 シミュレーション条件

シミュレーション条件を表1に示す。 $N_c=256$ サブキャリアを用いる。GIの長さを $N_g=32$ サンプルとした。伝搬路は $L=16$ 個のパスの等電力レイリーフェージングチャネルで、パス# l の遅延時間は l サンプルであるものとした。また、本論文では、シャドウイングを無視した(すなわち $\beta=0$)。各ユーザは、隣接する6セルの基地局から干渉を受けるものとし、干渉の影響が支配的な干渉リミテッドチャネルであると仮定した。モンテカルロシミュレーションでは、まず、 χ を設定し、式(1)より、サイトダイバーシチを行う距離 r_{th} を決定する。次に1セル当たり U 個のユーザを発生させる。各ユーザの基地局からの距離に基づきユーザの距離によりサイトダイバーシチを行うかどうかを決定する。サイトダイバーシチを行う場合、ユーザとの距離に近い順にサイトダイバーシチに参加する D 個の基地局を選択する。次に、 $L=16$ 個のパスのレイリーフェージングを発生させ、MMSE 周波数等化を用いる MC-CDMA 下リンクサイトダイバーシチ受信を行う。これを何回も繰り返すことで平均ビット誤り率 (BER) を求める。ユーザの発生位置を変えて上述の平均 BER を測定し平均 BER の分布を求め、所要 BER よりも大きくなる確率、すなわちアウトエージ確率を計算する。1セルあたりのユーザ数 U が多くなるにつれてアウトエージ確率が大きくなる。許容アウトエージ確率よりも小さいアウトエージ確率を与える最大ユーザ数をリンク容量と定義する。本論文では、所要 BER を 10^{-2} 、許容アウトエージ確率を 0.1 とした。

表1 シミュレーション条件

MC-CDMA	Date Modulation		QPSK
	No. of sub-carriers		$N_c=256$
	Guard interval		$32T_c$
	Spreading codes	Channelization	OVSF codes
		Scrambling	PN codes
	Spreading factor		$SF=256$
Frequency-domain equalization		MMSE	
Channel estimation		Ideal	
Site-diversity	User distribution		Uniform
	Allowable outage probability		0.1
	No. of site-diversity BSs		$D=1\sim 4$
	Site-diversity user ratio		$\chi=0\sim 1$
	Required BER		10^{-2}
Channel model	Multipath fading		16-path Rayleigh fading
	Path loss exponent		$\alpha=3.5$

3.2 シミュレーション結果

サイトダイバーシチを行うと各基地局のデータチャンネル数は U より多くなる (基地局 # m のデータチャンネル数を U_m で表す). 図 4 は, 計算機シミュレーションにより求めたデータチャンネル数の増分 $\Delta = U_m - U$ の確率分布を, サイトダイバーシチに参加する基地局数 D をパラメータとしてプロットしたものである. 7 つの基地局における分布は等しくなるので, 図 4 では基地局 #0 における Δ の確率分布を示している. すでに述べたように U_m の平均値は $U\{1+(D-1)\chi\}$ であるから, Δ の平均は $(D-1)\chi U$ となる. この値を図 4 に示してある. 分布のピークは Δ の平均 $(D-1)\chi U$ によく一致していることが分かる. サイトダイバーシチに参加する基地局数 D を多くすると, 1 基地局あたりのデータチャンネル数が多くなるから, ユーザが受ける干渉が大きくなる. 従って, D には最適値が存在することになる.

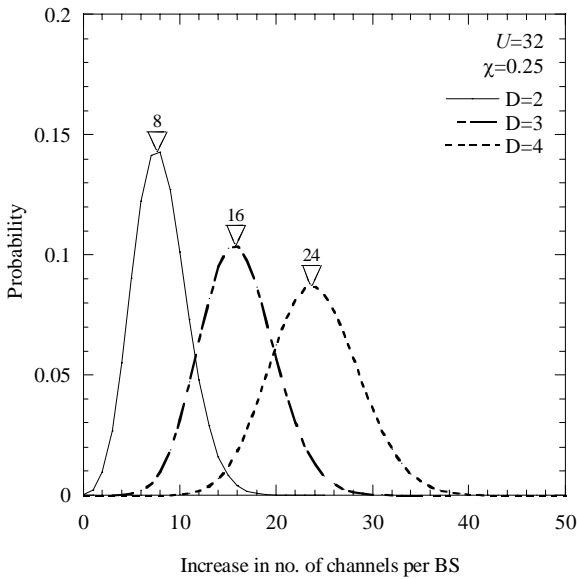


図 4 サイトダイバーシチにより増加するデータチャンネル数の確率分布

サイトダイバーシチに参加する基地局数 D が正規化リンク容量 U/SF に及ぼす影響を図 5 に示す. D を過大にすると, サイトダイバーシチ効果よりも干渉増加の影響が大きくなってしまふためリンク容量が減少してしまう. 図 5 より, $D=2$ が最適であることが分かる. また, シングルセル MMSE 周波数等化重みを用いた場合, 他セルからの干渉の影響により平均 BER 特性が劣化し, リンク容量が小さくなってしまふことが分かる.

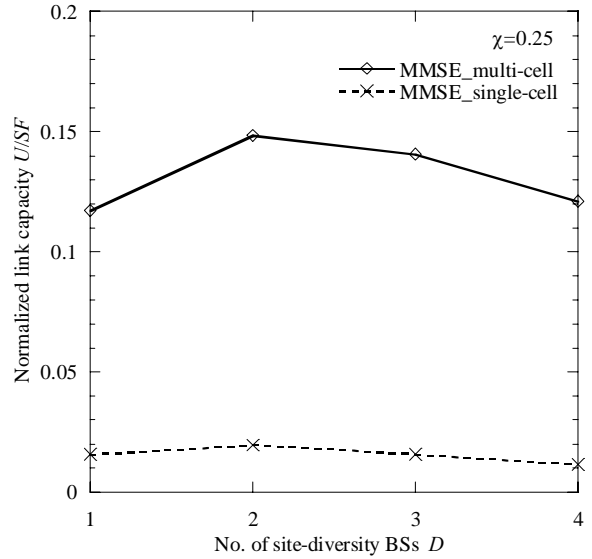


図 5 サイトダイバーシチに参加する基地局数 D の影響

サイトダイバーシチユーザの比率 χ が正規化リンク容量 U/SF に及ぼす影響を図 6 に示す. χ が小さくなり過ぎると, 平均 BER 特性が悪いユーザがサイトダイバーシチを行わないことになるので, リンク容量が減少してしまう. 逆に, χ が大きくなり過ぎると, 平均 BER 特性が良いユーザまでサイトダイバーシチを行うことになり, 干渉が大きくなってしまふのでリンク容量が減少してしまう. 図 6 より, サイトダイバーシチに参加する基地局数 D に依らず, リンク容量を最大とする χ はおよそ 0.3 であることが分かる.

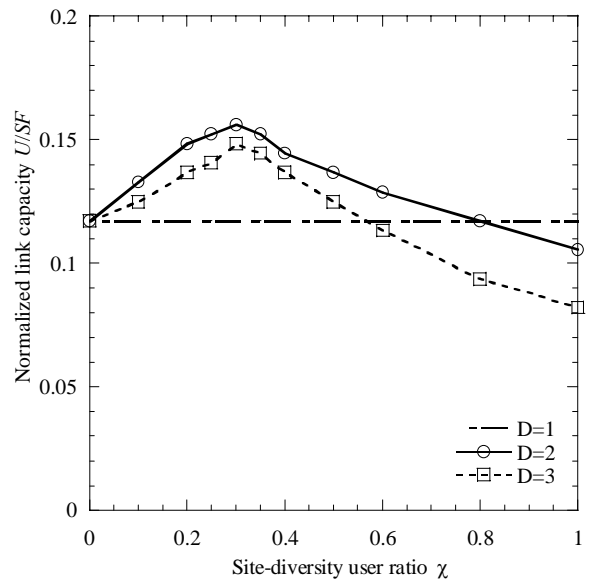


図 6 サイトダイバーシチユーザの比率 χ の影響

図 5 および 6 より, D の最適値は $D=2$ であることが分かる. この理由について以下で考察する. $D=1\sim 3$ の場合について, $\chi=0.3$ のときの基地局~ユーザ間距離と平均 BER との関係プロットしたのが図 7 である. $\chi=0.3$ であるので基地局からの距離が $r_{th}=0.761$ 以上になるユーザに対してサイトダイバーシチを行うことになる. サイトダイバーシチを行わない場合 (すなわち $D=1$), セル端に近いユーザの平均 BER が劣化

している。一方、サイトダイバーシチを行う場合(すなわち $D=2$ および 3)で、基地局からの距離が r_{th} 以下のユーザ(サイトダイバーシチ受信しない)を見ると、干渉増加が少ない $D=2$ の方が $D=3$ に比べ平均 BER が低くなっている。しかし、基地局からの距離が r_{th} 以上のユーザ(サイトダイバーシチ受信をしている)については、 $D=3$ の方が $D=2$ に比べ平均 BER が低くなっている。これは、 $D=3$ の方が大きなサイトダイバーシチ効果が得られるためと考えられる。しかし、セル全体の平均を考えると、サイトダイバーシチ効果が得られ、かつサイトダイバーシチチャンネルの増加による干渉増大が少ない、 $D=2$ が最適になると考えられる。

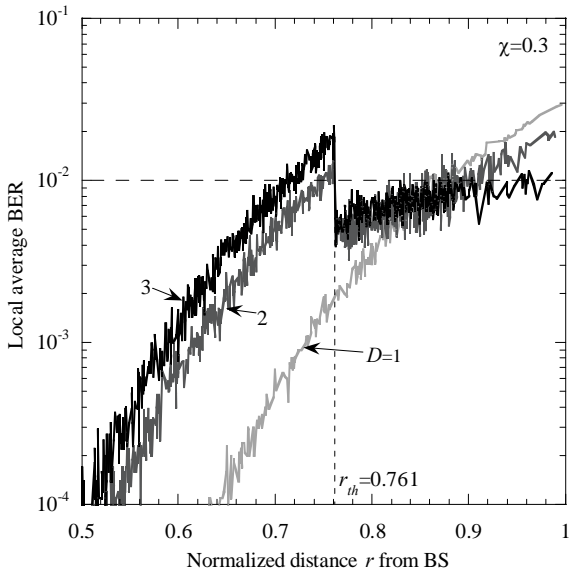


図 7 基地局~ユーザ間距離 r と平均 BER の関係

4. むすび

本論文では、MC-CDMA 下りリンクのサイトダイバーシチにおける MMSE 周波数等化について考察した。また、サイトダイバーシチの重要な設計パラメータであるサイトダイバーシチに参加する基地局数およびサイトダイバーシチユーザ比率が下りリンク容量に及ぼす影響について計算機シミュレーションで求め、それらに最適値が存在することを明らかにした。

本論文では、基地局からのユーザ距離に基づいてサイトダイバーシチを行うかどうか決定する単純モデルを用いた。しかし、実際には、各基地局から送信された信号の受信レベルを比較し、サイトダイバーシチを行うかどうか、そしてどの基地局をサイトダイバーシチに参加させるかを決定する。今後は、このようなより現実に近いサイトダイバーシチモデルを用いてリンク容量を検討する予定である。また、伝搬路のパス数や伝搬路損失指数、シャドウイングがリンク容量に影響を与える。今後はこれらを考慮したサイトダイバーシチを検討する予定である。また、上りリンクのサイトダイバーシチについても検討する予定である。

文 献

[1] W. C., Jakes Jr., Ed., Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.
 [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier

CDMA", IEEE Commun., Mag., pp.126-144, Dec.1997.
 [3] S. Hara, M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga, "Transmission performance analysis of multicarrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel," Wireless Personal Communications, Vol.2, pp. 335-356, 1996.
 [4] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system." Proc. IEEE GLOBECOM'93, pp. 1723-1728, 1993.
 [5] 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, Sep. 1999
 [6] A.J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communications, Addison Wesley, 1995.
 [7] H. Atarashi, S. Abeta, M. Sawahashi, "Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing(VSF-OFCDM) for Broadband Packet Wireless Access" IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.