

送信電力制御を用いるセルラーシステムの周波数効率に及ぼす シャドウィング相関の影響

澤 健太郎[†] 加藤 昭仁[†] 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: † {sawa, kato, kudoh}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, †† adachi@ecei.tohoku.co.jp

あらまし FDMA(TDMA)を用いるセルラーシステムにおける同一周波数の再利用距離や周波数効率の計算には、各基地局と移動局間のシャドウィング損失が無相関という仮定が良く用いられている。移動局のアンテナ高が十分高ければ各基地局と移動局間のシャドウィング損失は無相関と考えることができるが、移動局のアンテナ高が低く、移動局のまわりの遮蔽物の影響を同じように受けることになると相関が発生してしまう。本論文は、シャドウィング相関が送信電力制御(TPC)を用いるFDMAセルラーシステムの同一周波数の再利用距離に与える影響を、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 セルラーシステム, 送信電力制御, アウテージ, シャドウィング相関

Impact of Shadowing Correlation on Spectrum Efficiency of Cellular System with Transmit Power Control

Kentarou Sawa[†], Akihito Katoh[†], Eisuke Kudoh[†], and Fumiyuki Adachi^{††}

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

E-mail: † {sawa, kato, kudoh}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, †† adachi@ecei.tohoku.co.jp

Abstract Independent shadowing losses are often assumed for computing the frequency reuse distance in a cellular system. For high mobile antenna heights, such an assumption is reasonable. However, shadowing losses may be partially correlated for low antenna heights, since the obstacles surrounding a mobile station can block similarly the desired signal and interfering signal. This paper investigates, by computer simulation, how the shadowing correlation impacts the frequency reuse distance in a power controlled FDMA cellular system.

Keyword Cellular system, frequency reuse distance, transmit power control, outage, shadowing correlation

1. まえがき

セルラー移動通信では同一周波数を再利用して周波数利用効率を高めている。同一周波数の再利用距離の計算には、各基地局と移動局間のシャドウィング損失が無相関という仮定が良く用いられる。移動局のアンテナ高が十分高ければ各基地局と移動局のシャドウィング損失は無相関と考えることができるが、移動局のアンテナ高が低く移動局の周辺の遮蔽物の影響を同じように受けることになると、相関が発生してしまう。そのため、シャドウィング損失の相関がセルラーシステムにおける周波数利用効率に与える影響を検討することが重要である。

ところで、直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)で用いられている高速送信電力制御(TPC)[1][2]はフェージングによる受信電力の瞬時変動を抑えることができるので、周波数分割多元接続(FDMA)セルラーシステムの同一周波数の再利用距離を改善できる可能性があることが指摘されている[3]。本論文は、シャドウィング損失の相関が高速および低速 TPC を用いる

FDMAセルラーシステムの同一周波数の再利用距離に与える影響を計算機シミュレーションにより明らかにすることを目的としている。

本論文は以下のように構成されている。第2章では干渉モデルとシャドウィング相関について述べている。第3章は同一周波数の再利用距離と周波数利用効率、アウテージ確率の関係、また所要信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)について述べている。第4章は計算機シミュレーション結果について述べ、シャドウィング損失の相関が同一周波数の再利用距離に与える影響を考察している。第5章はむすびである。

2. 干渉モデルとシャドウィング相関

2.1. 干渉モデル

干渉セルが対象セルから遠くなるほど、対象セルに与える干渉電力が小さくなる。そこで本論文では、対象セルに最近接する同一周波数を用いる6つのセルだけを考慮している[5]。図1は、FDMAセルラーシステムにおける対象セルと、それに最も強い干渉を及ぼす6つのセルの幾何学的関係を

示している。セルの形状は半径を R とする正六角形であるものとし、基地局はその中心にあるとする。また、基地局間の距離を D とする。

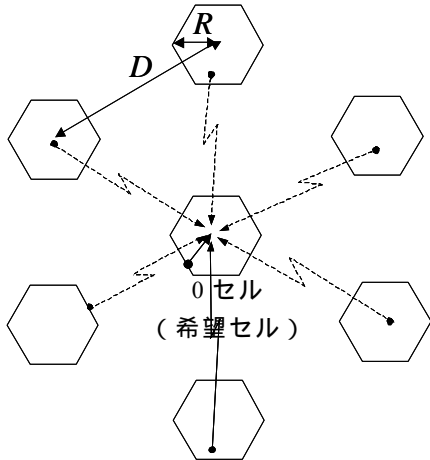


図1 干渉モデル

2.2. 伝搬路モデル

(a) 上りリンク

本論文では、送受信局間距離のべき乗に比例する伝搬損失、対数正規分布するシャドウィング損失、および周波数非選択性マルチパスレイリーフェージングを仮定している。シャドウィング損失の標準偏差は、全セル内で同じ値であると仮定している。基地局では M アンテナ最大比合成(MRC)ダイバーシチ受信[4]を用いるものとする。チャンネル推定は理想的であるとする。

i セルの移動局と j セルの基地局の m 番目のアンテナ間の複素チャネル利得を $\xi_{i \rightarrow j}(m)$ で表す。このとき、 i セルの移動局から送信した信号を j セルの基地局で受信したときの瞬時受信電力 $P_{i \rightarrow j}(m)$ は次式で表される[4]。

$$P_{i \rightarrow j}(m) = A \cdot P_{T,i} r_{i \rightarrow j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i \rightarrow j}/10} |\xi_{i \rightarrow j}(m)|^2 \quad (1)$$

ここで、 A は定数、 $P_{T,i}$ は i セルの移動局の送信電力、 $r_{i \rightarrow j}$ は i セルの移動局と j セルの基地局との距離、 α は距離減衰指数、 $\eta_{i \rightarrow j}$ はシャドウィング損失 (dB) であり、平均 0 で標準偏差 σ のガウス変数であるものとする。複素チャネル利得の絶対値 $|\xi_{i \rightarrow j}(m)|$ はレイリー分布に従って変動するものとする。その2乗平均は $E[|\xi_{i \rightarrow j}(m)|^2] = 1$ である。

(b) 下りリンク

移動局では M アンテナ MRC ダイバーシチ受信を用いているものとする。 i セルの基地局と j セルの移動局の m 番目のアンテナ間の複素チャネル利得を $\xi_{i \rightarrow j}(m)$ 、 i セルの基地局の送信電力を $P_{T,i}$ 、 i セルの基地局と j セルの移動局との距離を $r_{i \rightarrow j}$ で表すものとする。このとき、 i セルの基地局

から送信した信号を j セルの移動局で受信したときの瞬時受信電力 $P_{i \rightarrow j}(m)$ は式(1)で表される。

2.3. シャドウィング損失の相関

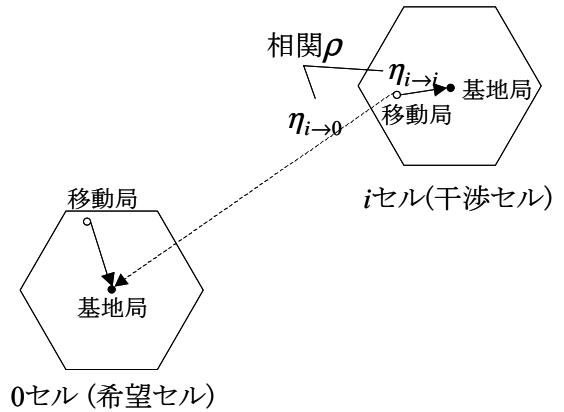
シャドウィング相関は、移動局のアンテナ高が低く、移動局周辺の遮蔽物の影響を同じように受けることにより発生する。そこで、以下のようなシャドウィング相関モデルを用いる。

(a) 上りリンク

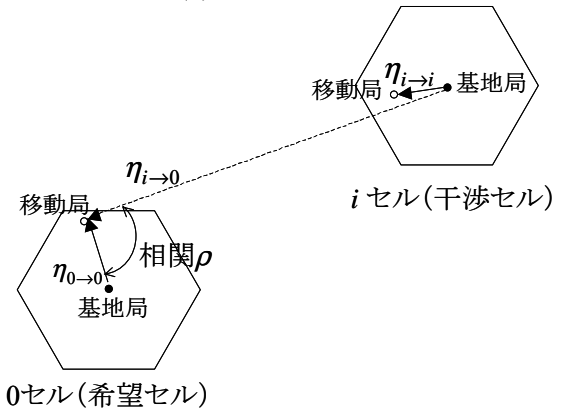
i セルの移動局と基地局との間のシャドウィング損失 $\eta_{i \rightarrow 0}$ と、 i セルの移動局と 0 セル (希望セル) の基地局間のシャドウィング損失 $\eta_{i \rightarrow j}$ との相関係数 ρ は全ての i に対して等しいものと仮定する。図 2(a)は、上りリンクにおけるシャドウィング損失 $\eta_{i \rightarrow 0}$ と $\eta_{i \rightarrow j}$ の相関関係を示したものである。

(b) 下りリンク

0 セルの基地局と移動局との間のシャドウィング損失 $\eta_{0 \rightarrow 0}$ と、 i セルの基地局と 0 セルの移動局間のシャドウィング損失 $\eta_{i \rightarrow 0}$ との相関係数 ρ は全ての i に対して等しいものと仮定する。図 2(b)は、下りリンクにおけるシャドウィング損失 $\eta_{i \rightarrow 0}$ と $\eta_{0 \rightarrow 0}$ の相関関係を示したものである。



(a) 上りリンク



(b) 下りリンク

図2 シャドウィング相関

3. 同一周波数の再利用距離

3.1. 同一周波数の再利用距離と周波数利用効率

利用可能なチャンネル数をいくつかのチャンネル群に分け、各セルにいずれかのチャンネル群を割り当てる。チャンネル群の数 F をクラスタサイズと呼んでいる。正六角形セル構造を考えると、クラスタサイズ F は、セル半径 R と同一周波数の再利用距離 D と次式の関係がある[5]。

$$F = \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^2 \quad (2)$$

ここで、 F は限られた整数値だけをとる。正六角形セル配置の場合について、各クラスタサイズ F における、同一周波数の再利用距離 D をセル半径 R で正規化した D/R の最大値を表 1 に示す。

利用可能なチャンネル数を G 、クラスタサイズを F とするとき、1セル当りのチャンネル数 C は $C=G/F$ で与えられる。このときの周波数利用効率は $\mu = C/G = 1/F$ である。したがって、同一周波数の再利用距離を小さくできれば、高い周波数利用効率を得ることができる。

表 1 クラスタサイズ F と再利用距離 D/R の関係

F	1	3	4	7	9	12	13	16
D/R	1.73	3	3.46	4.58	5.2	6	6.24	6.93

3.2. アウテージと同一周波数の再利用距離

通信品質は SINR で決定される。受信 SINR が所要 SINR 以下になったとき通信品質が劣化した、アウテージが発生した、と言う。このようなアウテージが発生する現象を確率事象として捉え、アウテージ確率を定義する。同一周波数を利用している基地局間距離を小さくするにつれ他セルからの干渉が強くなるのでアウテージ確率が大きくなる。アウテージ確率を許容アウテージ確率以下にする最小の基地局間距離が同一周波数の再利用距離 D である。 D と R を用いて式(2)よりクラスタサイズを計算できる。

3.3. 所要 SINR

信号電力対雑音電力比 (SNR) に基づく TPC を仮定する。高速 TPC では瞬時 SNR が一定になるように、低速 TPC では平均 SNR が一定になるように送信電力を制御する。実際には干渉波も存在するので、干渉電力の影響を考慮して、送信電力制御の目標値を決定しなければならない。TPC 目標 SNR 値を $(S/N)_t$ で表し、所要 SINR からのオフセット値として χ を与える。所要平均ビット誤り率 (BER) を確保するための所要平均 SINR を、高速 TPC、低速 TPC、および TPC なしのそれぞれについて求める。

本論文では 6 個の干渉波の和をガウス雑音で近

似するものとし、雑音+干渉を等価ガウス雑音として扱い、ガウス雑音環境下での BER 特性を用いて所要平均 SINR を求めることとする。高速 TPC を用いるときは、基地局で受信される希望信号はフェージングが完全に補償される。4 相位相 (QPSK) 変調を仮定すると、高速 TPC を用いる時の BER $P_{b,fast\ TPC}$ は次式のように表される[2]。

$$P_{b,fast\ TPC}(\lambda) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\lambda/2} \quad (3)$$

ここで λ は受信 SINR である。一方、低速 TPC および TPC なし的时候はレイリーフェージングが残留するので受信電力が瞬時変動する。レイリーフェージング環境下での M アンテナ MRC ダイバーシチ受信時の平均 BER $P_{b,slow\ TPC}$ は次式のように表される[2]。

$$P_{b,slow\ TPC}(\Lambda, M) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2-\mu^2}} \sum_{k=0}^{M-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4-2\mu^2} \right)^k \right] \quad (4)$$

ただし、

$$\mu = \sqrt{\frac{\Lambda/M}{1+\Lambda/M}} \quad (5)$$

ここで Λ は平均受信 SINR である。

高速 TPC を用いるときの所要 SINR λ_0 を式(4)より、低速 TPC を用いるときと TPC なし的时候の所要 SINR Λ_0 を式(5)より、それぞれ求める。高速 TPC、低速 TPC、および TPC なし的时候の所要平均 BER を確保するための所要 SINR を表 2 に示す。

表 2 所要平均 BER を確保する所要 SINR

P_b		10^{-2}	10^{-3}
低速 TPC,	$M=1$	$\Lambda_0=16.9$ dB	27.0 dB
	2	11.5	17.1
	3	9.9	14.3
	4	9.2	13.1
高速 TPC		$\lambda_0=7.3$ dB	9.8 dB

4. モンテカルロシミュレーション

4.1. シミュレーション手法

図 3 にセルラー通信における通信の状態遷移を示す。通信開始時に接続する基地局を選択し、通信を開始する。基地局選択から通信が終了するまでの間、シャドウイング損失は変化しないと仮定する。

表 3 および図 4 は、それぞれモンテカルロシミュレーションの条件およびフローチャートを示している。モンテカルロシミュレーションでは、

移動局位置，距離減衰とシャドウィング損失を発生させ，通信する基地局を選択する．基地局の選択方法としては，対象セルと周辺の6つのセルのうち距離減衰とシャドウィング損失の積が最小になる基地局を選択するものとする．したがって，対象基地局と通信を行う可能性のある移動局は対象セルと周辺6セル合計7セル内に発生させている．次に，移動局位置とシャドウィング損失を用いて，低速TPCおよびTPCなしの場合には平均受信SINR Λ を，高速TPCの場合には瞬時受信SINR λ を，それぞれ計算する[8]．受信SINRと所要SINRとを比較しアウトエージかどうか判定する．この一連の作業を繰り返し行うモンテカルロシミュレーションにより，アウトエージ確率を計算する．

低速TPCおよびTPCなしの場合の平均受信SINRの計算式を以下で述べる．

$$\Lambda = \frac{\bar{S}}{N+I} = \frac{(\bar{P}_{T,0}/N)r_{0 \rightarrow 0}^{-\alpha}10^{-\eta_{0 \rightarrow 0}/10}}{1 + \sum_{i=1}^6 (\bar{P}_{T,i}/N)r_{i \rightarrow 0}^{-\alpha}10^{-\eta_{i \rightarrow 0}/10}} \quad (6)$$

送信電力 $\bar{P}_{T,i}$ は以下ようになる．TPCなしのときには，セル端の移動局の平均受信電力が所要平均SINR $\Lambda_0(M)$ の χ 倍になるように送信電力を設定するものとする，

$$(\bar{P}_{T,i}/N)R^{-\alpha}M = \chi \Lambda_0(M) \quad (7)$$

低速TPCのときには，所要平均SINR $\Lambda_0(M)$ の χ 倍となるようにTPC目標値 $(\bar{S}/N)_t$ を設定する[3]．すなわち，

$$(\bar{S}/N)_t = \chi \Lambda_0(M) \quad (8)$$

以上より送信SNR $\bar{P}_{T,i}/N$ を求めると，次式のようになる．

$$\bar{P}_{T,i}/N = \begin{cases} \chi R^\alpha \frac{\Lambda_0(M)}{M} & \text{TPCなし} \\ \frac{\chi \Lambda_0(M)}{M r_{i \rightarrow 0}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i \rightarrow 0}/10}} & \text{低速TPC} \end{cases} \quad (9)$$

一方，高速TPCの場合の瞬時受信SINR λ は，次式より計算できる[8]．

$$\lambda = \frac{S}{N+I} = \frac{(P_{T,0}/N)r_{0 \rightarrow 0}^{-\alpha}10^{-\eta_{0 \rightarrow 0}/10} \sum_{m=0}^{M-1} |\xi_{0 \rightarrow 0}(m)|^2}{1 + \sum_{i=1}^6 (\bar{P}_{T,i}/N)r_{i \rightarrow 0}^{-\alpha}10^{-\eta_{i \rightarrow 0}/10}} \quad (10)$$

高速TPCのとき所要SINR λ_0 の χ 倍となるようにTPC目標値 $(S/N)_t$ を設定する[3]．すなわち，

$$(S/N)_t = \chi \lambda_0 \quad (11)$$

これより，希望局の送信SNR $P_{T,0}/N$ および干渉局の平均送信SNR $\bar{P}_{T,i}/N$ を求めると次式のようになる．

$$\left\{ \begin{aligned} P_{T,0}/N &= \frac{\chi \lambda_0}{r_{i \rightarrow i}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i \rightarrow i}/10} \sum_{m=0}^{M-1} |\xi_{i \rightarrow i}(m)|^2} \\ \bar{P}_{T,i}/N &= \frac{\chi \lambda_0}{r_{i \rightarrow i}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i \rightarrow i}/10} (M-1)} \end{aligned} \right. \quad (12)$$

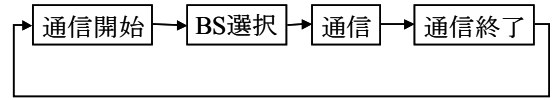


図3 通信の流れ

表3 シミュレーション条件

変調方式	QPSK
検波方式	理想同期検波
送信電力制御	SNRに基づく理想TPC
移動局分布	一様分布
距離減衰指数 α	3.5
シャドウィングの標準偏差 σ	6
アンテナ合成法	M アンテナ MRC ダイバーシチ受信
許容アウトエージ確率 Q_0	0.1

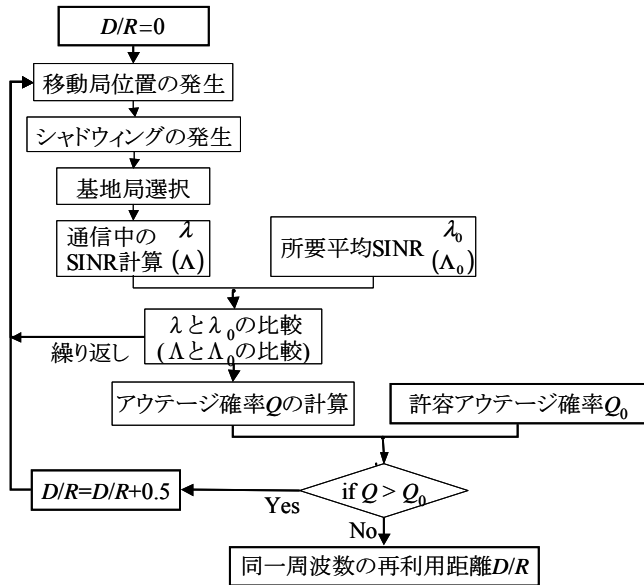


図4 モンテカルロシミュレーションのフローチャート

4.2. 上りリンクに及ぼすシャドウィング相関の影響

図5は、シャドウィング相関 ρ の関数としてプロットした正規化再利用距離 D/R である。 $\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $M=2$ である。実線は所要誤り率 $P_b=0.001$ の場合を示し、破線は $P_b=0.01$ の場合を示している。

高速 TPC または低速 TPC を用いると、 ρ が大きくなるほど D/R を小さくできる。しかし、TPCなしの場合、 ρ が大きくなるほど D/R を大きくしなければならないことが分かる。何故このようになるか、以下で考察する。

- (1) 基地局選択へのシャドウィング相関の影響：シャドウィング相関が大きくなるほど、全ての基地局の受信電力が同じようなシャドウィング変動を受けるようになるため、基地局選択におけるサイトダイバーシティ効果が低下してしまう。このため、平均受信信号電力が低くなる確率が大きくなってしまふ。このことは通信中の SINR が低下する確率が増加してしまうことを意味している。すなわち、シャドウィング相関が大きくなると、アウトエージ確率が増加し D/R を大きくしなければならないことになる。
- (2) 受信干渉電力変動へのシャドウィング相関の影響：図2(a)に示したように、干渉セルの干渉移動局の送信電力は、それと通信している干渉基地局により制御されている。したがって、シャドウィング相関があると、希望セルの基地局への干渉電力の変動が小さくなる。つまり、干渉移動局と干渉基地局間のシャドウィング損失が小さくなると、TPCは干渉移動局の送信電力を低くするように働くから、希望セルの基地局への干渉も小さくなる。す

なわち、シャドウィング相関が大きくなると、受信干渉電力の変動が小さくなり D/R を小さくできることになる。

TPCなしの場合には、(2)の影響を受けないため ρ が大きくなるほど D/R を大きくしなければならないことになる。一方、TPCありの場合には(1)と(2)の影響を共に受けることになる。(1)の基地局選択へのシャドウィング相関の影響と(2)の通信時干渉電力変動のシャドウィング相関の影響とは相反する関係にあるが、後者の影響がより大きいので、 ρ が大きくなるほど D/R を小さくできることになるのである。

また、 D/R に対するシャドウィング相関の影響は、 $P_b=0.01$ と $P_b=0.001$ とで同じ傾向であることが分かる。

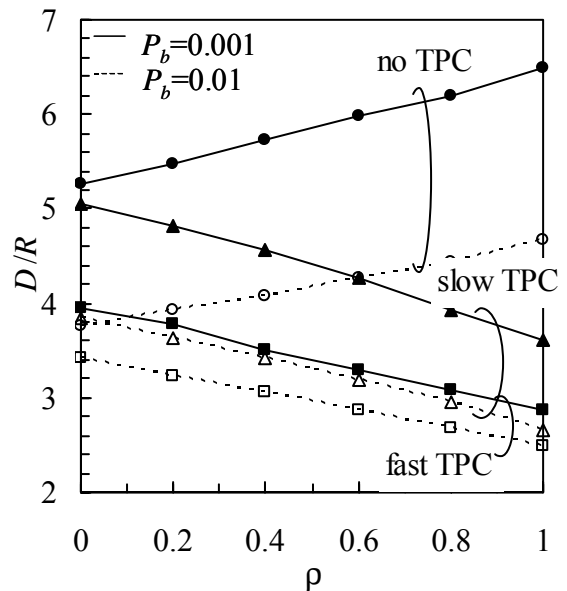


図5 上りリンクにおけるシャドウィングの相関 ρ の影響 ($\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $M=2$)

4.3. 下りリンクに及ぼすシャドウィング相関の影響

図6は、シャドウィング相関 ρ の関数としてプロットした正規化再利用距離 D/R である。 $\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $M=2$ である。実線は所要誤り率 $P_b=0.001$ の場合を示し、破線は $P_b=0.01$ の場合を示している。

興味深いことに、上りリンクとまったく逆の傾向が現れている。すなわち、TPCを用いる場合はシャドウィング相関が大きくなるほど D/R を大きくしなければならないが、TPCを用いないときにはシャドウィング相関が大きくなるほど D/R を小さくできる。何故このように上りリンクと全く逆の傾向になるのか、以下で考察する。

- (1) 基地局選択のシャドウィング相関の影響：これは上りリンクと同じである。
- (2) 受信干渉電力変動へのシャドウィング相関の影響：シャドウィング相関があると、図2(b)

より分かるように干渉電力が大きいときは希望信号電力も大きくなるから，受信 SINR が低くなる確率が小さくなり，その結果アウトエージ確率が減少する．従って，シャドウイング相関が大きくなるほど D/R を小さくできる．

TPC なしの場合には，上りリンクとは違って(1)と(2)の影響を共に受けることになる．(1)の基地局選択へのシャドウイング相関の影響より(2)の通信時受信干渉電力変動への影響が大きいので， ρ が大きくなるほど D/R を小さくできることになる．一方，TPC ありの場合，シャドウイングに相関があったとしても，希望信号電力は TPC により一定値に制御されているので(2)の影響を受けない．従って，(1)の影響のみを受けることになり ρ が大きくなるほど D/R も大きくしなければならぬことになる．

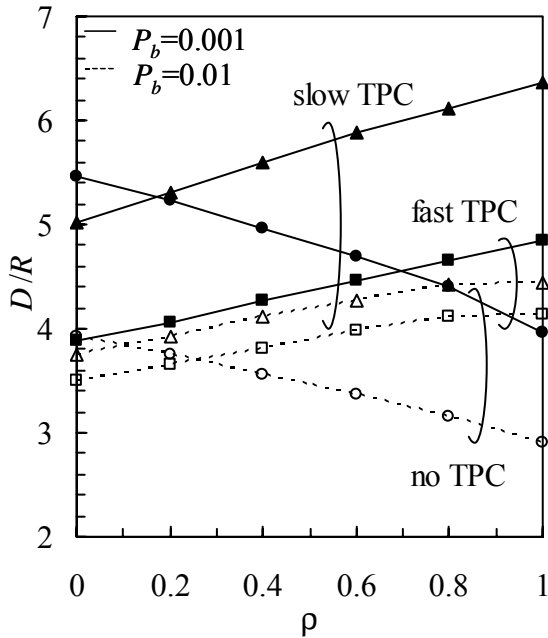


図 6 下りリンクにおけるシャドウイングの相関 ρ の影響 ($\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $M=2$)

4.4. アンテナ本数の影響

図 7 及び図 8 は，それぞれアンテナ本数 M の関数としてプロットした上りリンク及び下りリンクの正規化再利用距離 D/R である $\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $P_b=0.001$ である．

すべての TPC の方法において，アンテナ数 M が増加すると D/R を小さくできる．これは，式(9)および(12)から分かるように， M を増やすと送信電力を小さくでき干渉電力が小さくなるためである．また，ダイバーシチを受信しない($M=1$)の場合で高速 TPC を用いるとき，平均受信 SINR は 0 になりアウトエージ確率は常に 1 となるため， D/R は無限大になる．

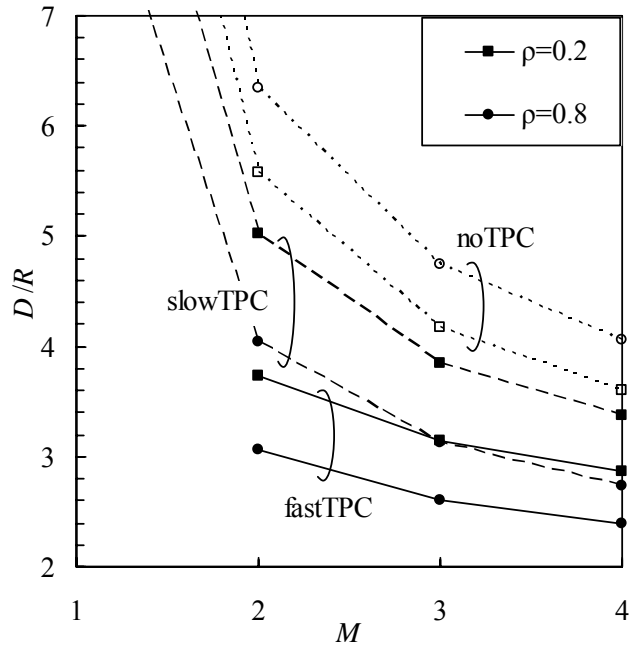


図 7 上りリンクにおけるアンテナ本数 M の影響 ($\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $P_b=0.001$)

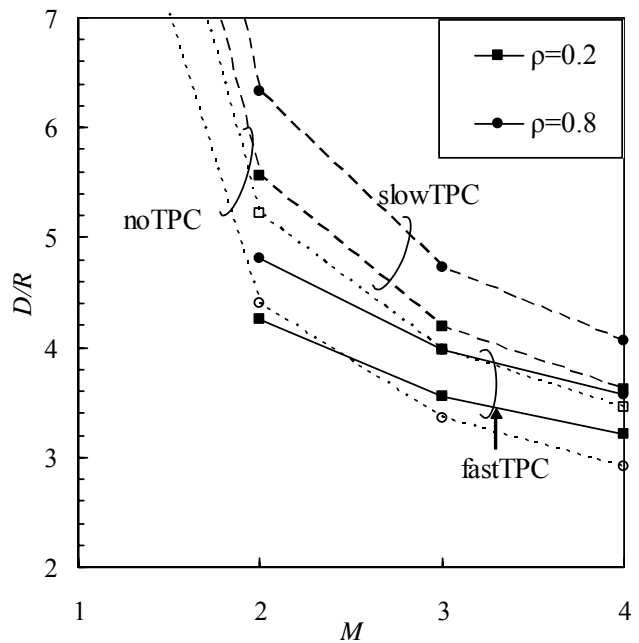


図 8 下りリンクにおけるアンテナ本数 M の影響 ($\chi=10\text{dB}$, $Q_0=0.1$, $P_b=0.001$)

5. むすび

送信電力制御 (TPC) を用いる FDMA セルラーシステムについて，同一周波数の再利用距離にシャドウイング相関が与える影響を明らかにした．本論文で得られた結果をまとめると以下のようになる．

- (1) シャドウイング相関が同一周波数の再利用距離 D/R に与える影響は，上りリンクと下りリンクとで異なる．

- (2) 上りリンクでは，TPC を用いるときはシャドウイング相関が大きくなるほど D/R を小さくできるが，TPC なしのときは大きくしなければならぬ。
- (3) 下りリンクには，上りリンクと全く逆になり，シャドウイング相関が大きくなるにつれ D/R を小さくできるのは TPC なしのときである。TPC を用いるときには，シャドウイング相関が大きくなるほど D/R を大きくしなければならぬ。
- (4) 高速および低速 TPC 共に，アンテナ数 M を多くすれば D/R を小さくできる。

以上より，シャドウイング相関は同一周波数の再利用距離に大きな影響を与えることが分かった，本論文では，シャドウイング相関は移動局と基地局との幾何学的関係には無関係であるというモデルを用いた。今後は，より実際に近いシャドウイング相関モデルを用いて検討が必要であろう。また，本論文では，SNR に基づく理想 TPC を対象としたが，今後は SINR に基づく TPC についても検討する予定である。

文 献

- [1] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communications, Addison-Wesley, 1995.
- [2] R. Kohno, R. Meiden, and L. Milstein, "Spread spectrum access methods for wireless communications," IEEE Commun. Mag., vol.33 pp.58-67, Jan. 1995.
- [3] F. Adachi, A. Katoh, and D. Garg, "Joint effect of transmit power control and antenna diversity on spectrum efficiency of a cellular system," IEICE Trans. Commun., vol.E85-B, No. 5, May 2002.
- [4] W. C. Jakes Jr., Ed., Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.
- [5] 奥村善久，進士昌明：移動通信の基礎，電子通信学会，1986 年。
- [6] S. Seo, T. Dohi, and F. Adachi, "SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-SS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, pp.1508-1516, July 1998.
- [7] J. G. Proakis, "Digital Communications," 3rd ed., New York, McGraw-Hill, 1995.
- [8] 澤，加藤，工藤，安達，"FDMA セルラーシステムにおける送信電力制御の影響，" 伝送工学研究会，2002 年 5 月。
- [9] C. Kim and Y. Han, "Uncoded performance analysis of coherent MFSK signals in wireless fading channels," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, No.2, pp.660-667, Feb. 2001.
- [10] M. Hata, K. Kinoshita, and K. Hirade, "Radio link design of cellular land mobile communication system," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-31, pp.25-31, Feb.1982.