

最大比送信ダイバーシチを用いる分散アンテナネットワークの 周波数利用効率に及ぼす送信電力制御の影響

松田 大輝[†] 留場 宏道[†] 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 6-6-05

E-mail: [†]{matsuda, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 移動無線通信では、フェージング、シャドウイングや伝搬損失によって受信レベルが変動するため品質劣化が発生する。一つの基地局に多数の送受信アンテナを集中させるよりも、それらをセル内に分散配置することにより品質劣化を軽減できる。これまで、筆者らは、周波数分割多元接続(FDMA)セルラー環境でのマルチセル下りリンクを対象に最大比送信(MRT)ダイバーシチを用いる分散アンテナネットワーク(DAN)について検討し、送信ダイバーシチに参加するアンテナ数を増加させるとダイバーシチ効果が増大し、周波数利用効率が向上することを示してきた。しかし、送信ダイバーシチを用いてもフェージング、シャドウイングや伝搬損失による受信電力の変動が残留する。これを抑圧する技術に送信電力制御(TPC)がある。DANにTPCを導入した時の周波数利用効率については筆者らの知る限り、これまで検討が行われていない。本論文では、最大比送信を用いるセルラーDANの下りリンク周波数利用効率に及ぼす送信電力制御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 分散アンテナネットワーク, 最大比送信ダイバーシチ, 送信電力制御, 周波数利用効率

Effect of Transmit Power Control on Frequency Efficiency of Distributed Antenna Network using Maximal Ratio Diversity Transmission

Hiroki MATSUDA[†] Hiromichi TOMEBA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{matsuda, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In mobile communication systems, the received signal level varies due to fading, shadowing and path loss and therefore, the transmission performance degrades. Instead of using all of transmit antennas at a base station, the outage probability in a service area can be reduced significantly by distributing many antennas. Recently, we evaluated the downlink outage probability of a distributed antenna network (DAN) using maximal ratio transmission (MRT) diversity in a frequency division multiple access (FDMA) multi-cell environment and showed that as the number of distributed transmit antennas increases, the frequency efficiency improves. However, even using transmit diversity only, the received signal power still varies due to fading, shadowing and path loss. Transmit power control (TPC) can be used to suppress the received signal power variation. However, to the best of our knowledge, so far there has been no study of the impact of TPC on the spectrum efficiency of DAN. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the effect of transmit power control on the downlink frequency efficiencies of a cellular DAN using MRT diversity.

Keyword Distributed antenna network, maximal ratio transmission diversity, transmit power control, frequency efficiency

1. まえがき

移動無線通信では移動局周辺の建造物などによって電波が回折、反射されるため、多重伝搬路が形成される。この結果異なる方向から到来する電波が互いに干渉しあいマルチパスフェージングが発生し、通信品質が劣化してしまう[1]。通信品質の向上にはアンテナダイバーシチ技術が有効である[1]。最近では、移動端末のアンテナ数を増加させることなく品質向上を図る

ことのできる基地局送信アンテナダイバーシチが注目を集めている[2]-[7]。文献[6]では、同一送信信号に最大比重みを乗算して多数のアンテナから送信する最大比送信 (Maximal Ratio Transmission : MRT) ダイバーシチが議論されている。MRTではよく知られたMRC受信ダイバーシチ[1]と等価なダイバーシチ利得を得ることができる。フェージングによる伝送特性劣化はアンテナダイバーシチによって軽減できるが、単一無線局に配置したアンテナを用いる送信ダイバーシチで

は、送信点からの距離に依存する伝搬損失やシャドウイングによる平均受信レベルの変動による伝送特性劣化を救済することが難しい。

最近、送受信アンテナを空間的に充分離して配置する分散アンテナネットワーク (Distributed Antenna Network : DAN) [7]-[12]が注目されている。DANで下りリンク送信ダイバーシチを行うことで、平均受信レベルの変動による下りリンク通信品質の劣化を救済することができる。

これまで、筆者らは、セルラー環境での下りリンクMRTを用いるDANを検討し、空間的に分散配置した送信アンテナ数が多いほど、移動局と送信アンテナの最短距離を短くすることができるので伝搬損失が小さくなるばかりでなく、送信ダイバーシチ効果が増加するため受信電力の落ち込む確率をより小さくでき、周波数利用効率が向上することを示してきた[12]。しかし、DANを用いても受信電力変動が残留する。送信電力制御(Transmit Power Control : TPC)を用いることで受信電力の変動を抑えることができる。しかし、TPCがセルラーDANの周波数利用効率にどのような影響を及ぼすかについての検討は、筆者らの知る限りこれまで行われていなかった。そこで本論文では、MRTを用いるDANの周波数利用効率に及ぼす送信電力制御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。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章ではセルラーDANモデルを述べ、下りリンクMRTを用いるDANのセルラー環境下における瞬時受信信号対干渉電力比(SIR)を導出している。第3章では周波数利用効率を計算機シミュレーションにより求めている。最後に第4章でまとめを述べる。

2. ネットワークモデル

2.1. セルラーDAN

セルラーDANのモデルを図1に示す。各セル内には多数の分散アンテナが配置され、セルの中心の基地局と各分散アンテナは光ファイバーで繋がれている。

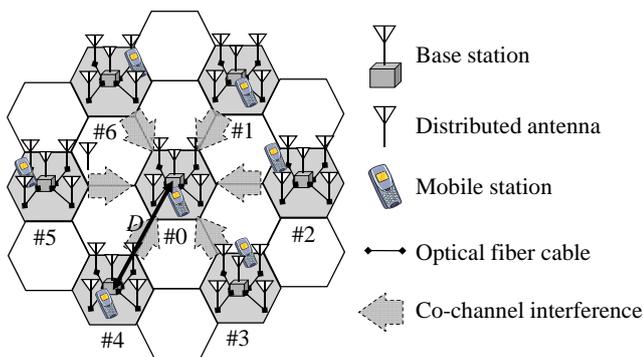


図1 分散アンテナネットワーク(DAN)。

本論文で仮定する分散アンテナ配置モデルを図2に示す。各セルに N 本の送信アンテナを配置し、各セルの中心に基地局(Base Station : BS)を配置するものとする。アンテナ数 $N=1$ のときが従来のセルラーネットワークになる(図2(a))。ここで、各セルに存在する各アンテナの番号を n で表わす(ただし、 $n=0\sim N-1$)。また、各セルには一局の移動局のみが存在するものとし、セル内の全ての送信アンテナが当該移動局に対するダイバーシチ送信に参加するものとした。

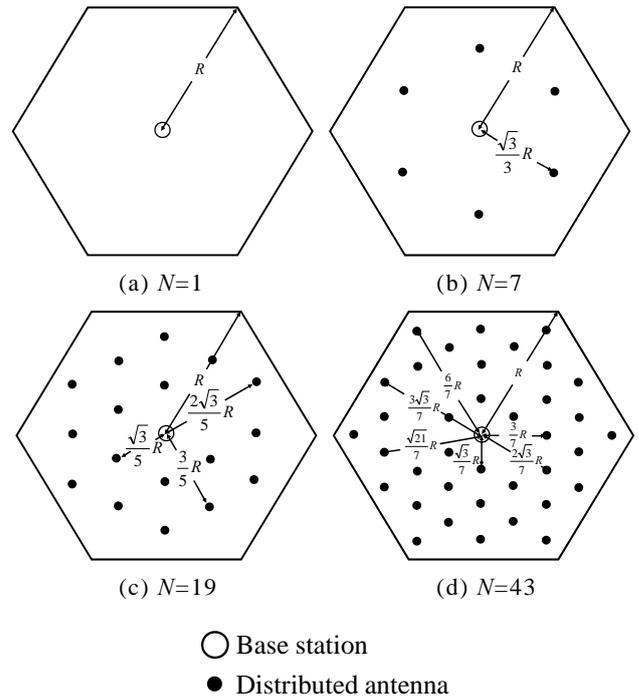


図2 分散アンテナ配置パターン。

2.2. 周波数利用効率

セルラー方式では限られた周波数帯域を有効に利用するために同一周波数を異なるセルで繰り返し使用している[13]。同一周波数セルからの信号は干渉となって受信され、通信品質を劣化させるが、同一周波数セル間の距離を長くすることで、干渉を小さくできる。ここで、同一周波数セル間距離を D とする。このとき、クラスタサイズ F は次式で与えられる[13]。

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

ここで、 F が大きくなるにつれ、各セルで利用可能な周波数帯域幅が減少するから、 F は周波数利用効率 η に反比例することになる。

$$\eta \propto \frac{1}{F} \quad (2)$$

ところで、 D は所要SIRを満たさない確率を許容値

(許容アウテージ確率)以下にするために必要な距離の最小値である。\$D\$ の値は DAN のアンテナ数, 伝搬損失指数やシャドウイングの標準偏差に依存する。

2.3. 伝搬モデル

本論文では周波数非選択性下りリンクを考え, 1 セルあたりに 1 ユーザが存在するものとする。送信電力を \$P_t\$ とすると, 第 \$i\$ 送信アンテナからの距離が \$R_i\$ である受信局における瞬時受信電力 \$P_{r,i}\$ は次式のように表せる。

$$P_{r,i} = P_t \cdot R_i^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_i}{10}} \quad (3)$$

上式を次式のように変形する。

$$P_{r,i} = P \cdot r_i^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_i}{10}} \quad (4)$$

ここで, \$P=P_t R^{-\alpha}\$ であり, \$r_i=(R_i/R)\$ は \$R\$ をセル半径としたときの正規化距離, \$\alpha\$ は伝搬損失指数, \$\eta_i\$ は平均値 0 で標準偏差 \$\sigma\$ の正規分布に従うシャドウイング損失 (dB) を表す。

2.4. 送信信号と受信信号

本論文では, 対象としている第 0 セルと, それと同じ周波数を使用する第 0 セルから最も近い周辺 6 干渉セルを考慮している (図 1)。また, セル内の全ての送信アンテナが同時送信に参加するものと仮定する。このとき, 第 \$c\$ セルの \$N\$ 個の送信アンテナから送信される送信信号を \$N \times 1\$ 送信信号ベクトル \$\mathbf{x}_{n(c)}\$ で表すと, \$\mathbf{x}_{n(c)}\$ は次式のようになる。

$$\mathbf{x}_{n(c)} = \sqrt{2P} \cdot \mathbf{w}_{n(c)} \cdot s \quad (5)$$

ここで, \$n(c)\$ は第 \$c\$ セルの第 \$n\$ アンテナ, \$\mathbf{w}_{n(c)} = [w_{0(c)}, w_{1(c)}, \dots, w_{n(c)}, \dots, w_{N-1(c)}]^T\$ は \$N \times 1\$ 複素送信重みベクトル, \$s\$ は送信シンボルである。また, \$\mathbf{w}_{n(c)}\$ は第 \$n(c)\$ アンテナから送信される信号に乗算される複素送信重みを表す。なお, \$\|\mathbf{w}_{n(c)}\|^2=1\$ および \$|s|^2=1\$ であるとする。\$\|\cdot\|\$ はベクトルのノルム演算を表す。

第 0 セルにいる移動局が受信する受信信号 \$y_0\$ は次式のように表せる。

$$y_0 = (\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0})^T \mathbf{x}_{n(0)} + \sum_{c=1}^6 (\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow 0})^T \mathbf{x}_{n(c)} + n \quad (6)$$

ここで, \$\sum_{c=1}^6 (\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow 0})^T \mathbf{x}_{n(c)}\$ は干渉信号の和, \$n\$ は白色複素ガウス雑音を表している。

本論文では, 瞬時受信 SNR を最大とする MRT ダイバーシチを考える。このとき \$\mathbf{w}_{n(c)}\$ は次式で与えられる

[6].

$$\mathbf{w}_{n(c)} = \frac{\sqrt{\Omega_{n(c) \rightarrow c}} \mathbf{g}_{n(c) \rightarrow c}^*}{\|\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c}\|} \quad (7)$$

ここで, \$\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c}\$ は \$N \times 1\$ チャネルベクトルであり, 次式で与えられる。

$$\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c} = [\sqrt{\Omega_{0(c') \rightarrow c}} \mathbf{g}_{0(c') \rightarrow c}, \sqrt{\Omega_{1(c') \rightarrow c}} \mathbf{g}_{1(c') \rightarrow c}, \dots, \sqrt{\Omega_{n(c') \rightarrow c}} \mathbf{g}_{n(c') \rightarrow c}, \dots, \sqrt{\Omega_{N-1(c') \rightarrow c}} \mathbf{g}_{N-1(c') \rightarrow c}]^T \quad (8)$$

ここで, \$\mathbf{g}_{n(c') \rightarrow c}\$ は第 \$c'\$ セルの第 \$n(c')\$ アンテナと第 \$c\$ セルの移動局との間のフェージング利得を表し, \$E[|\mathbf{g}_{n(c') \rightarrow c}|^2]=1\$ である。\$\Omega_{n(c') \rightarrow c}\$ は第 \$c'\$ セルの第 \$n(c')\$ アンテナと第 \$c\$ セルの移動局との間の伝搬損失とシャドウイング損失との積を表し, 次式で表わされる。

$$\Omega_{n(c') \rightarrow c} = (r_{n(c') \rightarrow c})^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_{n(c') \rightarrow c}}{10}} \quad (9)$$

ここで, \$r_{n(c') \rightarrow c}\$ および \$\eta_{n(c') \rightarrow c}\$ はそれぞれ第 \$c'\$ セルの第 \$n(c')\$ アンテナと第 \$c\$ セルの移動局との間の距離をセル半径で正規化した距離および平均値 0 で標準偏差 \$\sigma\$ の正規分布に従うシャドウイング損失 (dB) を表す。

2.5. 瞬時受信 SIR

本論文では干渉リミテッドモデルを仮定し, 第 0 セルにいるユーザを希望ユーザとする。また, 瞬時受信電力を一定とする高速 TPC および平均受信電力を一定とする低速 TPC を仮定している。高速 TPC および低速 TPC を用いたときの総送信電力 \$P_{\text{TPC}}\$ はそれぞれ次式のように表わされる。

$$P_{\text{TPC}} = \begin{cases} \frac{P_{\text{target}}}{\|\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c}\|^2} & \dots \text{高速 TPC} \\ \frac{P_{\text{target}}}{\sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(c) \rightarrow c}} & \dots \text{低速 TPC} \end{cases} \quad (10)$$

ここで, \$P_{\text{target}}\$ は TPC 目標値である。また, TPC なしのときの総送信電力は, セル端での受信電力が \$P_{\text{target}}\$ となるような総送信電力としている。式(6)および(10)より瞬時受信 SIR は次式のように求められる。

$$\text{SIR} = \begin{cases} \frac{1}{\sum_{c=1}^6 \sum_{n=0}^{N-1} \left(|W_{n(c)} \sqrt{\Omega_{n(c) \rightarrow 0}} g_{n(c) \rightarrow 0}|^2 / \|\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c}\|^2 \right)} & \dots \text{高速 TPC} \\ \frac{\|\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0}\|^2 / \sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(0) \rightarrow 0}}{\sum_{c=1}^6 \left(\sum_{n=0}^{N-1} |W_{n(c)} \sqrt{\Omega_{n(c) \rightarrow 0}} g_{n(c) \rightarrow 0}|^2 / \sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(c) \rightarrow c} \right)} & \dots \text{低速 TPC} \\ \frac{\|\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0}\|^2}{\sum_{c=1}^6 \sum_{n=0}^{N-1} |W_{n(c)} \sqrt{\Omega_{n(c) \rightarrow 0}} g_{n(c) \rightarrow 0}|^2} & \dots \text{TPCなし} \end{cases} \quad (11)$$

3. 計算機シミュレーション

クラスタサイズ F と同一周波数セル間距離 D との関係は式(1)で与えられている。計算機シミュレーションでは、 $F=1, 3, 4, 7, 9, 12, \dots$ を与える D の値を式(1)より求め、同一周波干渉セルと中心セル(希望セル)の周辺に 6 個配置した。シミュレーション諸元を表 1 に示す。シミュレーションでは、はじめに各セルに移動局を発生させ、各移動局と各アンテナ間のチャンネルベクトル $\mathbf{h}_{n(c) \rightarrow c}$ を生成する。そして、式(11)に従い瞬時受信 SIR を計算する。以上を十分繰り返すことにより、瞬時受信 SIR の累積分布を求めた。

表 1. シミュレーション諸元

Fading model	Rayleigh fading
Number of antennas N / cell	1,7,19,43
Path loss exponent α	3.5
Shadowing loss standard variation σ	7.0 (dB)
Channel estimation	Ideal

3.1. 瞬時受信 SIR 分布

TPC なし、高速 TPC および低速 TPC のときの瞬時受信 SIR 累積分布を、 F をパラメータとして図 3 にプロットした。1セルあたりのアンテナ数 N を 1, 7, 19 および 43 としたときの結果を図 3-(a), (b), (c) および (d) に示してある。図 3 より、 F を大きくするにつれて瞬時受信 SIR が小さくなる確率を低減できることが分かる。これは、 F を大きくすることで同一周波数を使用するセル間の距離が大きくなり、それにより干渉電力が小さくなるためである。また、セルあたりの送信アンテナ数を増加させることで受信 SIR が低下する確率をより小さくできることが分かる。

3.2. 周波数利用効率

F を大きくすると周波数利用効率の低下を招いてしまう。図 3 より、セルあたりのアンテナ数 N が 1, 7, 19, および 43 本の場合について、所要 SIR が与えられたときに許容アウトージ確率を 10% とする最小の F の値を求めた。式(2)に周波数利用効率 η と F の関係が示されている。図 4 に、TPC なし、高速 TPC および低速 TPC をそれぞれ用いるときについて、許容アウトージ確率を 10% とするときの所要 SIR と η の関係を、送信アンテナ数 N をパラメータとして示す。図 4 より、送信アンテナ数を増やすにつれて周波数利用効率を向上できることが分かる。しかしながら、周波数利用効率は TPC にほとんど依存しないことが分かる。

3.3. 考察

受信 SIR が許容値を下回るのは、希望信号電力が低下し、干渉電力が大きくなる時である。そこで、まず、希望セル内での受信電力の分布を測定した。TPC 目標値 P_{target} で正規化した受信電力 S の累積分布を求め、累積分布値 10% を与える S の値 ($S_{10\%}$) を、基地局と移動局間の正規化距離 $x=r_{n(0) \rightarrow 0}$ の関数として図 5 にプロットした。図 5 より、TPC を用いることで、移動局の位置にかかわらず、一定の受信電力が得られることが分かる。ここで、高速 TPC が低速 TPC と比べて受信電力が大きくなっていることが分かる。この理由を以下で考察する。まず、高速 TPC における受信電力 S は常に TPC 目標値 P_{target} に制御される。一方、低速 TPC の受信電力 S は

$$S = P_{target} \frac{\|\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0}\|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(0) \rightarrow 0}} \quad (13)$$

で表わされる。例えば、 $N=1$ の時の S は

$$S = P_{target} |g_{n(0) \rightarrow 0}|^2 \quad (14)$$

となるため、フェージング利得 $|g_{n(0) \rightarrow 0}|^2$ が小さくなると受信電力は TPC 目標値より下回ることになる。 $N=7, 19, 43$ の時も同様である。フェージング利得が小さくなると希望信号電力は低下するため、高速 TPC の $S_{10\%}$ は低速 TPC のそれより大きくなる。

次に、セル 0 が他セルに与える干渉を測定した。 P_{target} で正規化した干渉波受信局における受信電力 S の累積分布を求め、累積分布値 90% を与える S の値 ($S_{90\%}$) を、干渉波受信局と移動局間の正規化距離 x の関数として図 6 にプロットした。図 6 より、高速 TPC および低速 TPC では、送信アンテナ数を増やすにつれて $S_{90\%}$ が減少していることが分かる。この理由を以下で説明する。まず、MRT を用いる DAN では送信アンテナ数が増加するにつれてより大きな送信ダイバージ

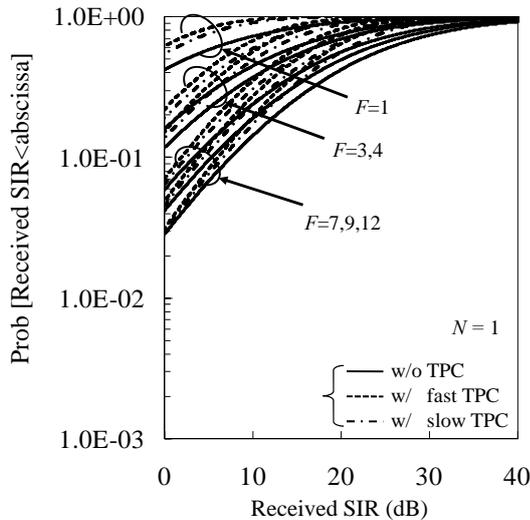
チ効果を得ることができる。また分散アンテナを空間的に分散配置することによって移動局が常に送信アンテナの近傍に位置することになり、移動局は常に高い受信電力を得ることができる。これより、TPCを導入した場合、送信電力を大きく抑制することができるため、他セルへ与える干渉を軽減できたと考えられる。

また、図 6 より、高速 TPC は低速 TPC よりも大きな干渉を与えていることが分かる。セル外での受信電力 S は次式で与えられる。

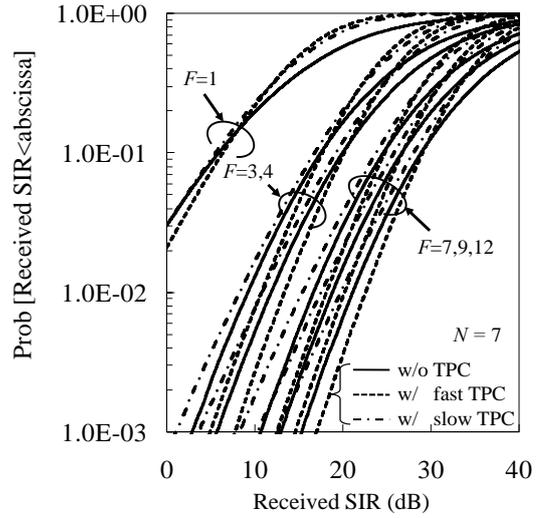
$$S = \begin{cases} P_{\text{target}} \sum_{n=0}^{N-1} |w_{n(0)} \sqrt{\Omega_{n(0) \rightarrow c}} g_{n(0) \rightarrow c}|^2 / \|\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0}\|^2 & \dots \text{高速TPC} \\ P_{\text{target}} \sum_{n=0}^{N-1} |w_{n(0)} \sqrt{\Omega_{n(0) \rightarrow c}} g_{n(0) \rightarrow c}|^2 / \sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(0) \rightarrow 0} & \dots \text{低速TPC} \end{cases} \quad (15)$$

式(15)より、 $\|\mathbf{h}_{n(0) \rightarrow 0}\|^2 < \sum_{n=0}^{N-1} \Omega_{n(0) \rightarrow 0}$ となるとき高速 TPC は低速 TPC よりも大きな干渉を与えることになる。例えば、 $N=1$ の時は $|g_{n(0) \rightarrow 0}|^2 < 1$ となると高速 TPC は低速 TPC よりも大きな干渉を与えることになる。フェージング利得が小さくなると式(10)より高速 TPC の総送信電力は増加し、干渉電力は増加する。 $N=7, 19, 43$ の時も同様である。以上より、高速 TPC の $S_{90\%}$ は低速 TPC のそれより大きくなる。

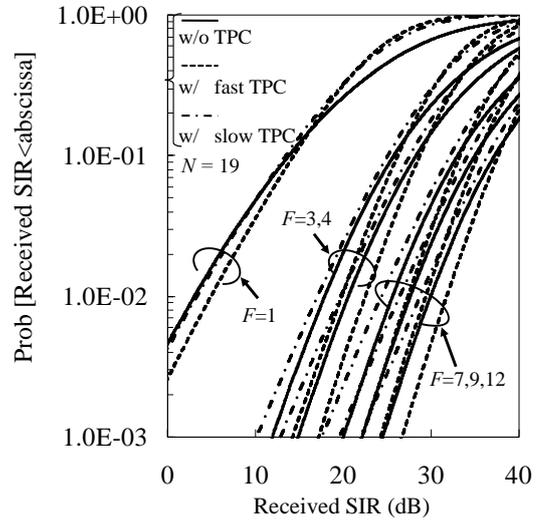
これらより、干渉リミテッド環境下において、希望受信信号電力は TPC 無し、高速 TPC、低速 TPC の順で大きく、干渉電力も TPC 無し、高速 TPC、低速 TPC の順で大きくなるため、結果的に周波数利用効率は TPC にほとんど依存しないと考えられる。



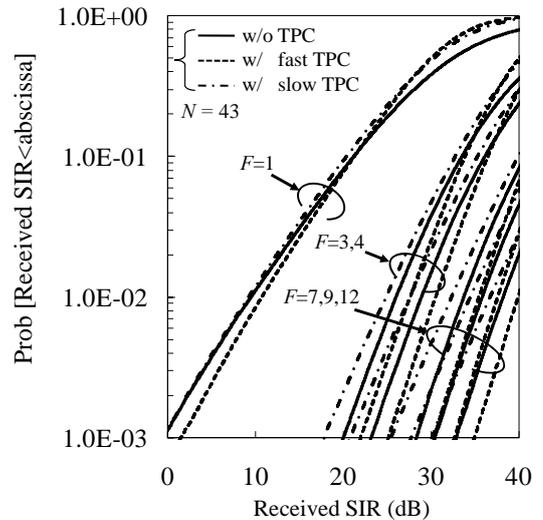
(a) $N=1$



(b) $N=7$



(c) $N=19$



(d) $N=43$

図 3 瞬時受信 SIR 分布.

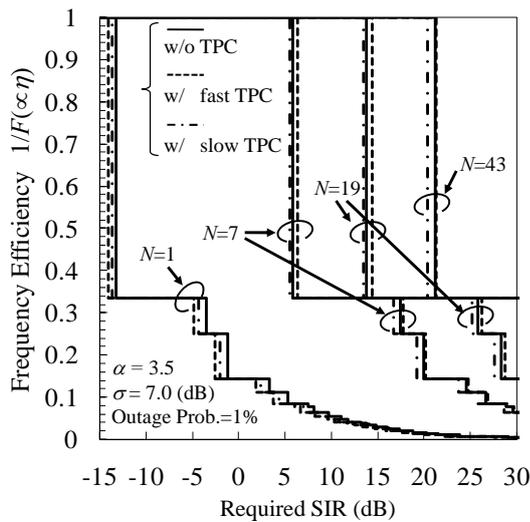


図4 許容アウトエージ10%のときの所要SIRと周波数利用効率 η の関係。

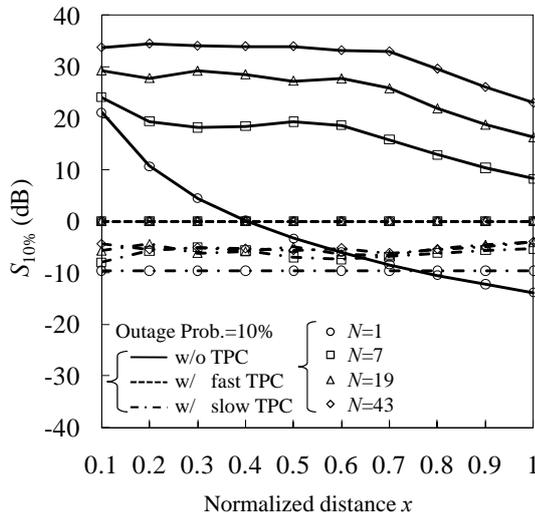


図5 セル内における正規化距離 x と $S_{10\%}$ との関係。

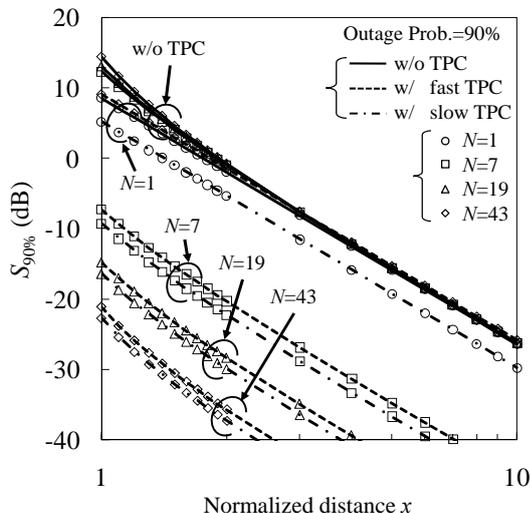


図6 セル外における正規化距離 x と $S_{90\%}$ との関係。

4. むすび

本論文では、干渉リミテッド環境下での MRT を用いるセルラーDANについて、送信電力制御を用いるときの周波数利用効率を計算機シミュレーションにより明らかにした。この結果、干渉リミテッド環境下では、TPC を用いても周波数利用効率は向上しないことを示し、その理由について考察した。今後は熱雑音を考慮した時の TPC の適用効果について検討する予定である。

文献

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications, 2nd ed.* McGraw-Hill, 1995.
- [2] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J.Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] V.Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Caldebank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [4] R.T. Derryberry, S.D. Gray, D.M. Ionescu, G. Mandyam, and B. Raghathan, "Transmit diversity in 3G CDMA systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 68-75, April 2002.
- [5] J. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, Vol. 47, No. 1, pp. 110-123, Feb. 1998.
- [6] J. K.Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, Vol. 49, No. 6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.
- [7] S. Liu, Z. He, and W. Wu, "Transmit diversity method with user's power constraint for distributed antenna system," *Proc. 2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC '07)*, 5-7 Feb. 2007.
- [8] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [9] M. V. Clark, T. M. Willes III, L. J. Greenstein, A. J. Rustako, Jr, V. Erceg and R. S. Roman, "Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, '01-Spring pp. 33-37, May 2001.
- [10] L. Dai, S. Zho, and Y. Yao, "Capacity analysis in CDMA distributed antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 6, pp. 2613-2620, Nov. 2006.
- [11] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [12] 松田,留場,安達, "セルラー環境における分散アンテナネットワークの周波数利用効率に関する一検討," *信学技報 RCS2008-144*, pp.83-88, 2008年11月.
- [13] W. C. Jakes, Jr., ed., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974.