UDC 621.396.946 : 621.396.73 : 537.872.2



CDMA移動通信における遠近問題の 解析手法と対策技術

岩井誠人*1 唐沢好男*2

An Evaluation Method and a Countermeasure for the Near-Far Problem in CDMA Mobile Radio Systems

By

Hisato IWAI : Mobile Communication Group R&D Laboratories Yoshio KARASAWA : Office of Sells Promotion, Osaka Regional Office

A new theoretical propagation model for wideband fading channel in mobile radio environments, and an analytical evaluation method using the developed propagation model to cater for the near-far problem of CDMA mobile radio are introduced. Moreover, as a countermeasure for the problem, a hybrid diversity scheme for fading reduction which combines effects of space diversity and path diversity (represented by the RAKE receiver) is investigated. According to quantitative assessments of fading reduction effects of the proposed hybrid diversity using the developed evaluation method, the hybrid diversity scheme is found promising in environments where the delay spread of a transmission path is less than 1 μ sec.

はじめに

近年,自動車電話や携帯電話等の地上系の移動 通信システムは大きな発展を遂げており,大きな チャネル容量の実現を目指した周波数資源の有効 利用技術の開発が望まれている.このような状況 の中で,将来の移動通信システムとして,CDMA (Code Division Multiple Access)方式の採用の是 非が議論されている⁽¹⁾.移動通信におけるCDMA 方式は,FDMA (Frequency Division Multiple Access) 方式やTDMA (Time Division Multiple Access) 方式等の従来方式と比較して, 秘匿性, 耐 干渉性, ネットワーク構築の容易性等の種々の点 で優れているといわれており^{(1)~(3)}, また, 従来方 式を上回るチャネル容量実現の可能性が報告され ている⁽⁴⁾. しかしながら, この大きなチャネル容量 実現には, 遠近問題の解決が大前提となってい る⁽⁵⁾⁽⁶⁾. 遠近問題とは, 複数の通信が同一周波数帯 を共有するCDMA方式において, 基地局/移動機 間の距離差等の原因によって, 干渉波(=他局の通 信波)が所望信号より一定以上強くなると所望波 が受信不可能となる現象である.

この遠近問題に対しては現象の把握(C/I劣化の定量的な把握)およびそれに立脚した対策技術の開発が重要である.これまで,問題点の指摘や

5

^{*1} 研究所 移動通信グループ

⁽前研究所 無線応用グループ)

^{*2} 大阪支社 営業推進室

⁽前研究所 無線応用グループ,現在㈱国際電気通信基礎技術 研究所 [ATR] 出向)

送信電力制御等について幾つかの報告⁽⁵⁾⁽⁶⁾がある が、電波伝搬研究の結果を踏まえて述べられるべ き現象の把握およびこのような観点からの対策技 術の検討はあまりなされていない.これはCDMA 方式の遠近問題評価に適した電波伝搬モデルおよ び解析手法が確立されていないことによると考え られる.

一般に遠近問題は多数局の電波を同時に受信す る基地局側受信リンクで厳しくなる.基地局受信 時に各移動機からの受信信号レベルがそろうよう に移動機側で送信電力を制御することによって遠 近問題は解決可能である.送信電力制御の概念は シンプルであるが、受信信号は複雑に変動するフ ェージングを伴うので、それを精度良く実現する ためには装置も制御法も複雑なものになる.特に, フェージングの相関帯域幅に対してCDMA方式 の拡散帯域幅が十分大きくとれないような場合に は、CDMA方式本来のフェージング除去作用が十 分機能せず、大きな瞬時変動が残留する.将来の 移動通信システムとして指向されているマイクロ セル環境でかつ拡散帯域幅が10MHz以下のシス テムは大部分がこのケースに含まれる.この瞬時 変動にも追従するような高速の送信電力制御を精 度良く行うことは,小型・軽量を目指す移動機に とっては大きな負担となる. そこで, 基地局側で の受信機能を高めることによって移動機側の負担 を軽減し,移動機側では簡易な送信電力制御のみ で高容量のシステムが実現できれば実用的な観点 からメリットが大きい.

本稿では,以上のような立場からCDMA移動通 信環境における遠近問題を解析可能とする新しい 広帯域電波伝搬モデル⁽⁷⁾および本モデルを用いた CDMA移動通信の遠近問題(C/I劣化)の解析手 法⁽⁷⁾について述べるとともに,遠近問題対策とし て複合RAKE*方式(ハイブリッドダイバーシチ 最大比合成)を提案⁽⁸⁾し,その解析手法を用いて性 能評価を行い,遠近問題解決への寄与について述 べる.

2。CDMA移動通信における遠近問題

移動通信環境における受信信号Eは, 周波数f. 基地局/移動機間距離d,時間tの関数として次式で 表現できる⁽⁹⁾.

$$E(f, d, t) = \eta_{sm}(f, t) \eta_{s}(f, t) E_{o}(f, d)$$
 (1)

ここで、E。は距離に対する平均電界強度で、具 村カーブ(9)に代表される回帰分析を用いた伝搬損 失推定法によって与えられる.nsmは環境の遮へい 度の強さに依存する短区間中央値の相対的変動を 表す.n.はレイリーフェージングで代表される瞬 時変動を表す、距離に依存する平均電界強度E。 は、例えばd=30m~1kmの間でも最大60dB程 度,短区間中央値nsmも20dBを超えるような変化 があるので、基地局での受信においてこの2つの効 果で100dB近いレベル差となることもあり得る. 同一周波数帯を共有するCDMAにおける所望波 の識別能力は処理利得によって決まり、その値は 通常20~30dB程度である。このため、処理利得を 超えるような強い干渉波があると通信は不能とな る。したがって、遠近問題を解決するためには最 低条件として移動機側での送信電力制御は不可欠 である.幸い上記2つの時間的変動は瞬時変動(ns) に比較して緩やかで(0.1~1秒以上のオーダ),か つ周波数依存性も小さいので、送信電力制御は実 際的に可能と考えられる.

CDMA方式における瞬時変動の大きさは拡散 信号の帯域幅B_cに依存している.B_cが周波数選択 性フェージングの相関帯域幅よりも理想的に大き い場合には、CDMA方式のパスダイバーシチ機能 によって瞬時変動は十分除去可能である.それゆ えCDMA移動通信の遠近問題はE_oと_{**n**sm}のみによ る変動を指し、瞬時変動を含まない場合がある. しかし、実際のシステムにおいては、そのように 大きな帯域幅は一般に使用困難であるので、かな り大きな残留瞬時変動が予想される.したがって、 この部分に対する送信電力制御も不可欠であり、 瞬時変動も広い意味での遠近問題である.ところ

^{*}RAKE:複数のパスを合成する様子がくま手(rake)に似ていることから、このように名付けられている。

が、E_oやη_{sm}の変動に比べてη_sは時間的にも周波数 領域でも複雑に変動するので、これに対する送信 電力制御の実現は技術的に大きな困難を伴うもの と予想される。それゆえ、この瞬時変動の現象を 肥握し、その対策技術を開発することは、CDMA 参動通信システムを実現するための鍵となると考 よられる。

本稿では距離依存性(E_o)と短区間中央値変動 (n_{sm})については完全に送信電力制御ができてい ることを前提として,時間的にも周波数領域でも 複雑に変動する瞬時変動(η_s)を定量的に検討する 手法を明らかにし,その対策手法を提案する.

5 CDMA方式に適した電波伝搬モデル

3.1 従来の移動通信用伝搬モデル

移動通信を対象とした電波伝搬モデルとしては、 周波数選択性フェージング下におけるディジタル 伝送特性の評価を目的としたモデルがこれまでに 開発されている⁽¹⁰⁾.移動通信環境は建造物や大地 からの反射波・回折波等によって複雑な多重波環 境となる.従来のモデルは、この複雑な到来波の 遅延プロファイルを複数のレイリー波(強度分布 がレイリー分布に従う信号)で表すことによって 簡単化している. 遅延波の影響によって生じる周波数選択性フェ ージング下におけるディジタル伝送においては、 符号間干渉による誤りが特に重要な問題となる. この誤りの発生特性は、伝送路の遅延スプレッド σ_r がシンボル長に比較して小さい範囲では主に σ_r によって決定される⁽¹⁰⁾.そのため遅延プロファ イルを簡素化して有限個のレイリー波の集まりと みなしたり、 σ_r が目的の値となるように設定した 2 波のレイリー波モデル等が用いられている. σ_r さえ正しく設定されていれば、2 波モデルのよう に極端に簡単なモデルでも伝送特性評価に十分役 立っている.

3.2 新しい伝搬モデル(広帯域伝搬モデル)

CDMA方式のように、 σ_r が拡散信号のチップ周 期T_cよりかなり大きい通信方式では、個々の散乱 波のパスが分離して受信できる.図1は、時間変 化する伝送路の遅延プロファイル(a)に対して、狭 帯域信号を用いた場合(b)(FDMA, TDMA等の従 来方式)とCDMA方式のような広帯域信号を用い た場合(c)の所望波信号の差異を遅延軸上で模式的 に表している.広帯域信号を用いた場合には、遅 延時間軸上での分解能が高く個々のパスを分離し て受信可能であり、分離されたパス(信号)を再合 成することによってRAKE方式のようなパスダ



図1 広帯域信号と狭帯域信号の差を示す模式図

KDD **R&D** No.151 Mar.1994

イバーシチ⁽⁵⁾⁽⁶⁾が実現できる.パスダイバーシチ に対しては、そのパスの数や分布が所望波変動特 性に大きく依存する.したがってCDMA方式を検 討する場合には、2波モデル等遅延を固定したレ イリー波モデルでは明らかに不備である.このよ うな超広帯域フェージングを扱う伝搬モデルは原 点に立ち返って再構築する必要がある.これに際 して新たに考慮すべき点は以下のとおりである.

- ・散乱波の一波一波がT_cの時間分解能で識別されるパスモデル(発生してはやがて消滅する 散乱波(パス)の集まりとするモデル)である こと.
- ・受信系の同期は複数の散乱波(上記分解能T。 の散乱波)のうちの一波(または複数波)に対 してなされ、その変動が信号変動を与えるこ とになるので、各パスの発生から消滅に至る 過程は現実に即したものとすること.
- パス存在期間中の散乱波の位相変化は遅延量の変化(すなわち周波数特性を有する位相の 変化)で与えること。

筆者らは、これらの性質を実現する新しい概念 の伝搬モデルを開発した⁽⁷⁾.本モデルはこれまで に理論的・実験的に解明されてきた移動通信環境 における狭帯域信号フェージングに対する知識を 基礎とし、前述の広帯域伝送路モデルに要求され る諸性質を実現したものである.本モデルは時間 変動する伝送路のインパルス応答gおよび周波数 伝達関数Tを与えるシミュレーションモデルであ る.図2はそのシミュレーションのフローを示し ている.本モデルは、移動通信伝搬路に関するこ れまでの研究から明らかにされた以下の基本的な 性質に基づいている.

パスの発生および消滅はポアソン過程に基づく。

・遅延プロファイルは指数関数型である.

・ 到来波は周囲から一様の確率で到来する.

図3は本モデルによって生成された伝送路のインパルス応答gの時間変動例を示している。発生しては消滅する各パスを計算機内でシミュレートしている。また、本伝送路モデルを用いて得られ



図2 広帯域伝搬モデルのフロー

る狭帯域信号の、①信号強度分布、②(ドップラ) スペクトル、③遅延プロファイル等の諸特性は従 来の狭帯域信号に関する伝搬理論に一致している.

3.3 広帯域伝搬モデルのCDMA移動通信への 適用⁽⁷⁾

(1) C/Iの推定法

移動機の送信電力制御は式(1)の_{**ŋ**sm}・E_oの部分 に対して理想的に行われているとする.このとき, 1つのサービスエリア内に電波を発射している移 動機がM局あるとすると,そのうちのある1局に対 する実効的な信号対雑音比(C/N)は次式となる.

$$\left(\frac{C}{N}(t)\right) = \frac{G_{p}P_{c}(t)}{\sum_{m=2}^{M}P_{Im}(t) + N_{o}B_{c}} \approx$$

$$\frac{G_{p}P_{c}(t)}{\sum_{m=2}^{M}P_{Im}(t)} \quad (M \gg 2)$$

$$(2)$$

ここで、 G_p はCDMA方式の処理利得、 P_c は所望 波(チャネルm=1とする)の信号電力、 $P_{\rm Im}$ は所望 波以外のチャネル(m=2~M)の干渉波電力、 N_o B_c はシステム雑音である.遠近問題を議論する際

CDMA移動通信における遠近問題の解析手法と対策技術



図3 広帯域伝搬モデルによって生成されたインパルス応答の時間変動例

には,移動機数が飽和に近い状態での総干渉量を 問題にするため,システム雑音の影響は無視でき る.以下これをC/Iと呼ぶ.

(2) 干渉波信号電力: P_{Im}

個々の干渉局からの干渉波電力(P_{im})は,移動 機(m)からの信号の全受信電力であり次式となる.

$$P_{lm}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f) F_t(f) T_m(f,t) F_r(f)|^2 df$$
(3)

ここに、 $F_t(f)[F_r(f)]$ は拡散信号に対する送[受] 信フィルタの周波数特性である. $S_m(f)$ は情報信 号を拡散信号(繰り返しPN符号:離散スペクト ル)で2次変調したものとして与えられるが、 $G_p \gg 1$ でかつ本目的(すなわち P_1 を求める)に対 しては次式の連続スペクトルとして良い.

$$S_{m}(f) = \frac{1}{\sqrt{f_{PN}}} \frac{\sin(\pi (f - f_{C}) / f_{PN})}{\pi (f - f_{C}) / f_{PN}}$$
(4)

 f_{PN} は拡散信号のクロック周波数(=1/T_c), f_cは キャリア周波数である. 個々の伝送路の具体的な 伝達関数(T_m)は前節の広帯域伝搬モデルによっ て与えられるので,式(2)の分母が得られることに なる. (3) 所望波信号電力:Pc

次に,所望波変動 $P_c(t)$ を求める.ここでは相関 器のk番目のチップ出力を考える.この受信電力 を P_{Ck} とすると、 P_{Ck} は次式で表される相関演算に よって与えられる(*は共役複素数).

$$P_{Ck}(t) = \rho_{C}(t, \tau_{k}) \rho_{C}^{*}(t, \tau_{k}) P_{r}(t)$$
(5)

$$\mathbf{P}_{r}\left(t\right) = \mathbf{P}_{11}\left(t\right) \tag{6}$$

 $\rho_{C}\left(t,\tau_{k}\right) =$

$$\frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{1}(f) F_{t}(f) T_{1}(f,t) F_{r}(f) S_{1}^{*}(f) e^{j2\pi f \tau_{s}} df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S_{1}(f) F_{t}(f) T_{1}(f,t) F_{r}(f)|^{2} df \int_{-\infty}^{\infty} |S_{1}(f)|^{2} df}}$$
(7)

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{k}} = (\mathbf{k} - 1) \mathbf{T}_{\mathbf{c}} \tag{8}$$

(4) シミュレーション例

図4はここで示した手法を用いて所望波信号 (相関器出力)をシミュレートする様子を示してい る.送受信フィルタ(b)にはそれぞれルートナイキ ストフィルタ(ロールオフファクタ α =0.5)を仮 定している.(c)は広帯域伝搬モデルで得られる伝 達関数T₁(f,t)の時間変化である.(d)は結果として 得られる受信信号スペクトル(受信フィルタを含



図4 広帯域伝搬モデルのシミュレーションの様子

む) $S_r(f,t)$ [= $S_1(f)F_r(f)T_1(f,t)F_R(f)$]の時間変 化を表している. このスペクトルと(a)の拡散信号 のスペクトルとの相関演算を式(7)に従って行うこ とによって相関器の出力(e)が得られる. (f)はこの 例を計算した際の伝送路の遅延プロファイルを示 している. (e)と比較すると各散乱波に対応する遅 延量のチップ出力が大きくなっている様子が分か る.

例えば解析例として、図5は、10kHz、2MHz、 および10MHzの3種類の帯域幅(B_c)で伝送した 場合の受信信号(すべてのチップ出力を最大比合 成した場合)の時間変化を示している.広帯域で受 信するほどパスダイバーシチ効果が大きくなり、 変動が小さくなる様子が分かる.

干渉波信号電力は, 個々の干渉局からの信号電 力の和として表されるが, η_{sm}・E_oの部分に対する 送信電力制御が理想的に行われているとすると, 干渉局数の増加に伴って相対的な変動(変異係数) が小さくなるものと予想される.現実のシステム 評価では移動機数が飽和に近い状態を想定するの が自然であり, その場合にはC/I劣化は所望波レ ベルの低下によってもたらされるものと考えられ る.

以上のように本手法を用いることによって、 CDMA移動通信のC/I劣化(遠近問題)に関する定 量的な評価が可能となる.



図5 帯域幅(Bc)を変化させた場合の受信信号 強度変動

10

小イブリッドダイバーシチによる 遠近問題対策手法

4.1 提案方式の構成

本章では、遠近問題対策としてハイブリッドダ イバーシチ方式を提案し、前章で明らかにした手 法によってその性能評価を行う.図6に本章で検 討するハイブリッドダイバーシチの構成を示す⁽⁸⁾. 本方式は各アンテナの信号を相関処理することに よって得られるN×K(N:アンテナブランチ数、 K:相関出力のタップ数)個の出力(または適当な 数に限定した出力)を最大比合成するものである. 本方式はアンテナの配置面からはN本のアンテナ で構成されるスペースダイバーシチ方式である. また、1本のアンテナの受信信号に着目すると RAKE方式と呼ばれるパスダイバーシチである. 本方式の基本原理はスペースおよびパスダイバ ーシチの組合せであるが、実際の環境ではパスダ イバーシチのみでは十分なフェージング軽減効果 を得ることは困難であるのに対して、ハイブリッ ドダイバーシチはそのような環境下でも十分な性 能を有しており、実際のCDMA移動通信環境への 適用に対して極めて有効である.

4.2 フェージング軽減効果

ここでは,提案した構成を3章で示した手法に よって解析し,性能評価を行う.図7は図6にお いてアンテナ数N=1,2,4, $\sigma_r/T_c=1$,3,ア ンテナ間隔d=2 λ (λ :波長)の場合の相対C/I (単一アンテナ受信時の平均C/Iを0dBとする)の 累積分布である.図7においてN=1の2つのカ ーブ(太い点線と細い点線)にはパスダイバーシチ の効果が現われている.すなわち狭帯域信号のレ イリーフェージングの場合1~99%変動幅は26.6



[ハイブリッドダイバーシチ] = [Nブランチスペースダイバーシチ] × [KタップRAKE方式]

図6 ハイブリッドダイバーシチ方式の構成



dBであるのに対して、それぞれ13.5dB、9.2dBま で抑圧されている. これにスペースダイバーシチ の効果(N=2,4:実線)が加わって変動幅はさら に小さくなる. N=4の場合で1~99%変動幅は それぞれ8.7dB、6.4dBまで抑圧される.

パスダイバーシチによるフェージングの抑圧は, σ_{τ}/T_{c} の増加に応じて効果が大きくなる.抑圧量 が枝数Nのスペースダイバーシチの抑圧量と等し い状態をパスダイバーシチの実効枝数がNである とし,これをN_{PD}と表記する.パスダイバーシチと スペースダイバーシチの効果を理論的に検討する ことにより次式が得られる⁽⁸⁾.

 $N_{\rm PD} \approx 1 + 2 \,\sigma_{\tau} / T_{\rm c} \tag{9}$

したがって、上記の σ_{τ}/T_{c} は実効枝数3および 7に対応する.アンテナ間の相関が0であれば原 理的に枝数N×N_{PD}分のダイバーシチ効果(N_{PD}= 3で理論値6.0dB)が期待されるが、若干の相関が 残留する⁽⁸⁾ので変動幅は理論値よりやや大きくな っている.また、図7からも明らかなようにスペ ースダイバーシチには利得効果による平均強度の 増加があり、この効果も大きい利点である。ゆえ にハイブリッドダイバーシチに関して次のような 結論が得られる.

① 変動幅の抑圧という観点でみると独立枝数 $N \times N_{PD}$ のダイバーシチに近い効果を有する.

② 平均利得の増加という点ではN倍である. このようにハイブリッドダイバーシチを用いる ことによって信号強度の劣化を防ぐことができる.

4.3 ハイブリッドダイバーシチの最適領域

 $\sigma_{\tau}/T_{c} < 0.5 (実効枝数N_{PD} < 2) ではその効果の$ 大部分はスペースダイバーシチ効果であり、ハイブリッドダイバーシチとするメリットは小さい. $一方、<math>\sigma_{\tau}/T_{c} > 3 (N_{PD} > 7) ではパスダイバーシ$ チのみでかなりのフェージング抑圧ができるので、スペースダイバーシチ構成を採る必要性がなくなる(ただしアンテナ数に比例した利得効果が得られることについてはこの場合でも同じである).

 N_{PD} は $T_c \geq \sigma_\tau$ の比で決まるためハイブリッド ダイバーシチの効果はその両者に依存する. 図8 はハイブリッドダイバーシチの効果が期待できる 環境を拡散帯域幅 $B_c(=1/T_c) \geq \sigma_\tau$ に対して示し ている.一般にCDMA移動通信の拡散帯域幅は1 ~20MHz程度の中で選択されることになると考 えられるが,将来有望な小ゾーンシステム環境(四 角の枠で囲った領域; σ_τ :0.1~1 μ sec程度)で はハイブリッドダイバーシチが有効となる領域を かなり含んでいることが分かる.



図8 ハイブリッドダイバーシチの最適領域と
 実際的なCDMA移動通信環境

12

4.4 ハイブリッドダイバーシチによる遠近問 題の解決

前述のように全干渉信号電力の変動は干渉局数 の増加に伴って相対的に減少する.したがって, 所望信号の変動抑圧が高チャネル容量の実現につ ながる道である.ここではハイブリッドダイバー シチを用いることによって,瞬時変動に対する送 信電力制御を行わない簡易なシステムでもチャネ ル容量の減少を防ぐことが可能であることを示す.

フェージングによる所望波のC/Iの劣化(改善) が直接的にチャネル容量の減少(増加)をもたらす と仮定すると、例えばシステムの稼働率として99 %を想定した場合、図7の累積分布における1% 値がフェージング下での最大チャネル容量を与え る.この考え方を例を用いて説明する.あるシス テムにおいて、瞬時変動によって時間変動するC/ Iの累積時間率1%値が単一アンテナシステムの 平均C/Iに対して例えば+3dBであるとする.こ の場合、そのシステムにおける総干渉量[I]は単 ーアンテナシステムの平均干渉量に対して3dB のマージンがあることになる. nsm・Eoの部分に対 して完全な送信電力制御がなされている場合には, 基地局受信における各移動機からの平均信号強度 はすべて同一であるので、干渉の総量はチャネル 数に比例する、したがって、そのシステムは完全 な送信電力制御を行う単一アンテナシステムの最 大チャネル容量の2倍(=3dB)のチャネル容量 をフェージング下においても(99%の時間率で)提 供可能である、と考えられる.

図 9 は、フェージング環境下におけるハイブリ ッドダイバーシチを用いた場合の最大チャネル容 量 M_{max} と、フェージングがない(または瞬時変動 を含めて完全な送信電力制御が行われている)状 況における単一アンテナシステムの最大チャネル 容量 M_o の比を、チャネル容量ファクタ η_{cc} と定義 して、Nおよび σ_{τ}/T_c の関数として表したもので ある。



図9 ハイブリッドダイバーシチを用いた場合 のチャネル容量ファクタη_{cc}の変化

$$\eta_{\rm cc}({\rm p_f}:{\rm N},\sigma_{\rm \tau}/{\rm T_c}) = \frac{{\rm M_{max}}({\rm p_f}:{\rm N},\sigma_{\rm \tau}/{\rm T_c})}{{\rm M_o}}$$
 (10)

ここで p_f はシステムの稼働率を定義する時間率で、 図 9 では p_f =99%である。同図において $\eta_{cc}>1$ (緑色の領域)は、瞬時変動に対する正確な送信電 力制御を行わなくとも遠近問題が解決されている 領域である。例えば、 $\sigma_r/T_c=1.0$ の環境(例:遅延 スプレッド 0.2μ sec [マイクロセル環境に相当], 拡散信号帯域幅 5 MHz)でN=4のハイブリッド ダイバーシチを用いると、簡易な移動機側の送信 電力制御のみで M_o 以上のチャネル容量が99%の 時間率で保証されることになる。

このようにハイブリッドダイバーシチをその効 果が期待できる領域に適用すれば,移動機側の簡 易な送信電力制御によっても十分に遠近問題の解 決が可能である.

なお、本稿では、原理的な動作と効果を示すた めに種々の回路の動作は理想的であるとしている. ここで述べた特性を実現するためには以下の課題 について検討する必要がある.

- ・移動機~基地局間の両方向リンクのフェージ ングの軽減
- ・低C/I状況からの所望波信号の引込み
- ・信号処理の簡易化,等

5 まとめ

本稿では、広帯域電波伝搬モデルおよびそのモ デルを用いたCDMA遠近問題の解析手法を示し、 対策手法として提案したハイブリッドダイバーシ チの性能評価を行った.その結果ハイブリッドダ イバーシチを用いることにより簡易な移動機側の 送信電力制御によっても十分に遠近問題が解決可 能であることを示した.

移動通信分野におけるCDMA技術には、その実 現までにまだ問題が多く残されており、精度の高 い伝搬モデルを確立し問題への対策を講じること は、システム早期実現への一助となると思われる。 今後ここで述べたモデルによってこれら問題の解 決に寄与していくとともに、より有効な遠近問題 対策手法等について検討していきたい。

参考文献

- (1) 丸林:スペクトル拡散通信の最新研究・開発動向,信学論(B-II),74-B-II,5,pp.176-181 (1991).
- G. R. Cooper and R. W. Nettleton : A spread-spectrum technique for high-capacity mobile communications, IEEE Trans. Vehicl. Technol., VT-27, 4, pp.264-275 (1978).
- (3) 横山:スペクトル拡散通信システム,科学技術出版社 (1988).
- (4) K. S. Gilhousen et al. On the capacity of a cellular CDMA system, IEEE Trans. Vehicl. Technol., VT-40, 2, pp.303-312 (1991).
- (5) G. L. Turin Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio, IEEE Jour. Selec. Areas Comm., SAC-2, 4, pp.597-603 (1984).
- (6) W. C. Y. Lee : Overview of cellular CDMA, IEEE Trans. Vehicl. Technol., VT-40, 2, pp.291-302 (1991).

- (7) H. Iwai and Y. Karasawa Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems, IEICE Trans. Comm., E76-B, 2, pp.103-112 (1993).
- (8) 唐沢、岩井:CDMA移動通信の基地局受信におけるスペース・パスハイブリッドタイバーシチ方式、信学技報、AP93-29, pp.41-47 (1993).
- (9) 奥村,大森,河野,福田:陸上移動通信における伝ばん特性の実験的研究,通研実報,16,9,pp.1705-1764 (1980).
- J. C. Chuang: The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation, IEEE Jour. Selec. Areas Comm., SAC-5.
 5, pp.879-889 (1987).



岩井 誠人

研究所移動通信グループ担当主査 平成元年入社、衛星通信、移動通信等の無線 分野におけるアンテナ・伝搬の研究に従事、現 在、陸上移動通信分野における伝送路特性に 関する研究および通信方式の開発等に従事. 昭和62年京都大学工学部電気工学第二学科 卒業、平成元年同大学院工学研究科(電気工学 第二専攻)修士課程修了. 電子情報通信学会会員.



唐沢 好男

大阪支社営業推進室担当部長(㈱ATR光電 波通信研究所出向)

昭和52年入社.研究所にて衛星通信の電波 伝搬の研究(海面反射フェージング,降雨減 衰、シンチレーションに関する理論および実 験的研究),広帯域移動通信における電波伝搬 とディジタル伝送特性に関する研究,耐フェ ージングCDMA方式に関する研究に従事.現 在、(㈱ATR光電波通信研究所に出向し,移動 通信用アンテナ,光衛星間通信方式の研究に 従事.

昭和48年山梨大学工学部電気工学科卒業, 52年京都大学大学院工学研究科(電子工学)修 士課程修了,工学博士,

電子情報通信学会会員. IEEE. 昭和58年電子通信学会学術奨励賞受賞.