

第4世代システムに向けた 多重波伝搬特性の解明

第4世代システムの無線回線設計や置局設計で必要となる電波伝搬特性を解明しモデル化を行ってきた。都市内における伝搬損失推定と多重波伝搬のモデルを示し、システム設計にどのように関係するかを示す。

いちつぼ しんいち おだ やすひろ いまい てつろう
市坪 信一 小田 恭弘 今井 哲朗
おかもと ひであき きたお こうしろう
岡本 英明 北尾 光司郎

1. まえがき

移動通信システムは情報を送るために有線や無線の伝送路を用いている。光ファイバや高周波ケーブルといった有線の伝送路は伝送品質が保証された線路である。これに対して基地局から移動局（ユーザ端末）までの無線伝送路は、ある意味で勝手に送受信間の空間を借用している状況にあるため、伝送品質の保証がない。しかし、地形や街並みによって生じる無線伝送路の特性「電波伝搬特性」を明らかにすることで最適な伝送が行える。また、伝搬特性を解明することで最適な送受信装置を開発することができ、経済化を図ることができる。

第4世代システムにおける伝搬研究の課題を説明する前に、これまでにどのような課題があったのかを各世代のシステムごとに説明する。最初のアナログ狭帯域システムの頃から、システム設計には電波の減衰特性「伝搬損失」の把握が最も重要な課題であった。このため奥村-秦式[1],[2]に代表される伝搬損失推定が検討されてきた。また、移動局周辺の散乱によって発生する多数の電波によって受信レベルが激しく変動するため、この変動特性の解明も行われてきた。デジタル携帯電話方式（PDC：Personal Digital Cellular）などの第2世代のデジタルシステムでは、時間スロットごとに複数のユーザを割り当てる方式であるため、移動局周辺ではなく送受信間のもっと広い範囲で起こる電波の到達時間差「伝搬遅延」が問題であった。特に伝搬遅延の程度を表す遅延スプレッドは、信号誤り率と関係があるため、地域ごとの特性が調査された。第3世代の広帯域システムである第3世代移動通信（IMT-2000：International Mobile Telecommunications-2000）ではレイク受信により、到達時間の遅れた電波も有効に利用できるようになった。これにより、電波の到達時間に対する受信電力を表す遅延プロファイルを明らかにすることでレイク受信による改善効果を把握できるようになった。

移动通信システムが進化するなかで、第4世代では伝送速度のさらなる高速化のために2GHzより高い周波数の使用が検討されている。従来の伝搬損失推定式の奥村-秦式では適用周波数が2GHzまでであり、より高い周波数での推定方法を確立する必要がある。同様に高い周波数での伝搬遅延特性も明らかにする必要がある。また、第4世代ではアンテナビームを鋭くして到来電波を受信する、アダプティブアレーアンテナの適用も考えられている。アダプティブアレーアンテナで効率的に到来電波を受信するために、電波の到来方向の分布特性「到来波広がり」の把握も必要である。さらに、従来から明らかにされている伝搬遅延特性は、無指向性アンテナを用いた場合がほとんどである。ビームアンテナで特定方向の電波を受信し、その中に含まれる遅延波も利用することを考えると、到来波広がりや伝搬遅延の両方を発生させている散乱特性の「散乱分布」を解明する必要がある。この散乱分布を明らかにすることで、ビームアンテナを用いた場合の伝搬遅延特性なども推定できるようになる。

システム設計には、送信出力やサービスエリア長を決める無線回線設計や基地局を効率よく配置する置局設計がある。本稿では、第4世代のシステム設計で必要となる伝搬特性について、これまでに明らかにした伝搬損失特性や伝搬遅延特性・到来波広がり特性および、これらの発生原因である散乱分布特性について報告する。

2. 伝搬損失

伝搬損失を推定するために従来から使われている奥村-秦式[1]、[2]の推定範囲は、周波数は2GHz以下で、送受信間距離は1km以上である。同様にCOST Walfisch-池上式[3]や坂上式[4]も周波数の適用範囲は2GHz以下である。第4世代システムでは、周波数を3GHz以上、セル半径を1km以内に想定しているため、従来の推定法では対応できない。そのため、都市部の3つの地区において伝搬実験を行い、伝搬損失特性を明らかにして推定式を作成した。実験では、周波数が0.457, 0.813, 2.2, 3.35, 4.7, 5.2, 8.45 GHzの7波を用い、基地局は周辺のビル高よりも高く設置し、移動局は路上に設置した。

推定式を作成する前に、重要である周波数特性を検討した。図1に示すように、測定データを周波数 f によって $\alpha_f \log(f)$ の関数形で近似すると、傾き α_f は自由空間損失の場合($\alpha_f = 20$)に近い値であり、周波数の対数値に対して線形に変化することが分かった。以前に15GHzまでの周波数を用いて別の地区で測定したときの結果も同

様であることから[5]、得られた結果の信頼性が高いことを実証している。

推定式は、多変量解析の1つである重回帰分析を用いて作成した。具体的には、測定データを重回帰して推定式を作成した。推定式のパラメータは、伝搬損失に影響の大きい送受信間距離 d や基地局高 H_b 、周波数 f 、移動局高 H_m を用いた。表1に提案する推定式を示す[6]。提案式で従来の推定式よりも簡易な形にまとめているのは、複雑な関数を用いた式にしてもあまり推定精度は向上しなかったためである。

推定式の推定誤差はシステム設計のマージンとして見込む必要がある。推定誤差を明らかにする必要がある。推定誤差は各地で測定されたデータによって評価されるべきであるが、これらが手元に無いため、今回の測定データによって推定誤差の見当をつけた。提案推定式によって推定した値と測定データとの差は回帰残差と呼ばれ、7dBであった。これは、本来の推定誤差ではないが測定データが十分にある場合は同程度の値となる。そのため、提案式の推定誤差は7dB程度と考えられる。

3. 伝搬遅延

伝搬遅延特性は、送信された電波がビルなどによって反

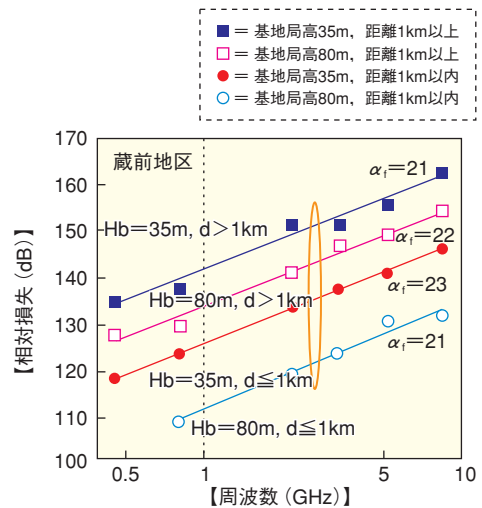


図1 伝搬損失の周波数特性 (測定値)

表1 伝搬損失推定の提案式

提案推定式	Loss=42log(d)-32log(H _b)+20log(f)-5log(H _m)+55 [dB]	
推定の対象範囲	環境	都市内マイクロセル
	周波数	f=0.4~8 [GHz]
	送受信間距離	d=100~1,000 [m]
	基地局高	H _b =30~100 [m]
	移動局高	H _m =1~5 [m]
推定精度	7dB程度	

射・散乱されて多重波となり、受信点に到着する時間に差がでる特性のことである。第2, 3世代のシステムを検討する際に、2GHz以下における伝搬遅延特性はある程度解明されてきた。第4世代システムのためには、より高い周波数でどのような特性になるかを明らかにする必要がある。

まずはじめに、これまでに明らかにされた2GHzでの伝搬遅延特性の一部を説明する。図2(a)に横浜地区で測定された遅延プロファイルを示す。これは、基地局がビルの屋上にあり移動局が路上にある場合の測定結果である[7]。送受信間距離に対する平均的な遅延プロファイルを見るために、送受信間距離を100m間隔に分けて、同じ区間で取得した遅延プロファイルを平均した。例えば図2(a)の緑色の遅延プロファイルは、送受信間距離が400~500mの区間での平均である。また、図2(a)の横軸は、送受信間距離が異なる遅延プロファイルを同じ図面に表せるように伝搬経路長 r で表している。図2(a)から送受信間距離が d である遅延プロファイルの形状 P は、 $P = \alpha \log(r)$ [dB] ($r \geq d$, $\alpha = 40 \sim 50$) で表せる。遅延時間差の大きさを表す遅延スプレッドは遅延プロファイルの2次モーメントに相当し、先の遅延プロファイルの形状 P から、遅延スプレッドは図2(b)に示す式で表されることも明らかになっている[7]。

第4世代システムのためには、より高い周波数での伝搬遅延特性を測定した。図2(c)は都市部の一地点で測定された遅延プロファイルである[5]。周波数による差をみるため3GHzと8GHz, 15GHzで測定を行った。各遅延プロファイルが同じ形状をしていることから、周波数に対する依存性がないことが分かる。測定を行ったエリア内での遅延スプレッドも周波数に対する依存はなく、各周波数での遅延スプレッドの累積分布は3つとも同じになる[5]。図2(c)には

2GHzの測定結果はないが、前述の結果は、3G~15GHzが同じ特性であることを意味し、2GHzも同じ伝搬遅延特性になると考えられる。これは3G~15GHzまでの周波数差に対して、2G~3GHzまでの差が小さいことから容易に予測できる。このことから、2GHzより高い第4世代システムの周波数に対しても、これまでの結果がそのまま適用できることが分かった。

4. 到来波広がり

到来波広がり特性は、受信点で到来してくる電波をみたときの到来波の角度分布特性のことである。伝搬遅延が到来波の時間的な広がりであるのに対して、到来波広がりには到来波の空間的な広がりである。到来波広がりを表す指標には伝搬遅延の場合と同様に、角度プロファイルと角度スプレッドがある。

4.1 基地局到来波

第4世代システムでは用いる周波数が高くなり、それに伴い伝搬損失が大きくなるため、何らかの方法でシステムゲインを稼ぐ必要がある。現在の基地局アンテナは水平方向パターンの半値角が 120° または 60° とブロードなセクタアンテナである。この水平方向のパターンを絞って移動局の方向に向けるアダプティブアレーアンテナに替えることは、システムゲインを稼ぐ有効な方法である。このアダプティブアレーアンテナを設計するために、基地局に到来してくる到来波広がり特性の解明が必要になる。この到来波広がり特性は、スペースダイバーシチを行う場合の受信レベル相関と関係があるため、従来から検討されてきた。近年では到来波の到来分布である角度プロファイルや、これ

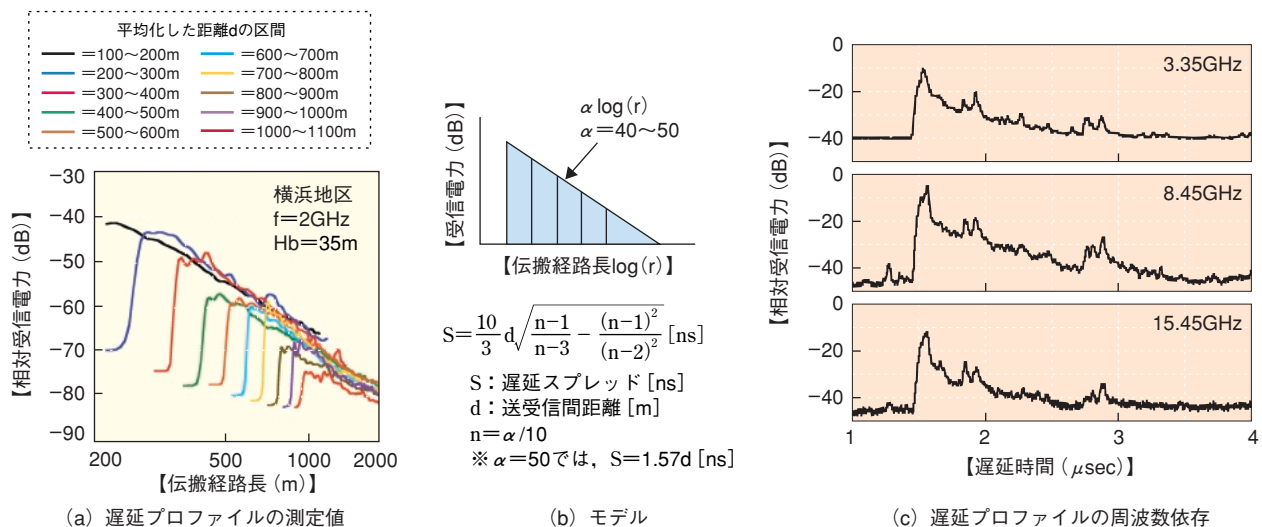


図2 遅延プロファイルのモデルと周波数依存

らの距離や基地局高，周波数に対する依存性が検討の対象になっている。

図3(a)に基地局からみた電波の到来方向とそのレベルを示す。図3(a)の上(写真)の矢印が示す地点(距離1km先の路上)から電波が放射された場合をモデルによって計算し，到来波のレベルによって色分けしている(図3(a)下)。この図から，電波が周辺ビルに反射して水平方向に広がって到来することが分かる。図3(b)に基地局に到来する電波の水平方向の角度プロファイルを示す[8]。送信点は路上で，受信する基地局の高さHbを35m(屋上高)と80m(鉄塔高)にした。周波数は2GHzの場合である。送受信間距離dが長くなる，または基地局高が高くなることで鋭い形状になることが分かる。角度スプレッドは2~5°程度である。

基地局に到来する電波の広がりを中心方向は平均角度といい，これは角度プロファイルの重心に相当する。この到来波の中心方向は必ずしも送信点の方向に一致するとは限らない。送信点である移動局が移動することによって到来波の中心方向も変化するが，この変化以外にも到来方向がばらつく可能性がある。基地局でアダプティブアレーアンテナを用いるときに，到来波の中心方向が絶えずばらつくとアンテナビームの制御が難しくなる。また，これは現在のシステムのセクタ間でのチャンネル切替えにも悪影響を与える。現在の基地局はセクタアンテナを用いて，移動局で

の受信レベルを測定し，受信レベルの高いセクタアンテナに切り替えて通信を行う。到来波の中心方向がばらつくとセクタ間の受信レベル差が変動し，チャンネル切替えがうまくいかなる場合がでてくる。到来波の中心方向のばらつきを明らかにすることで，セクタ間のチャンネル切替えでの最適なしきい値を求めることもできる。

図3(c)に移動局方向を基準とした到来波の中心方向の分布の測定結果の一例を示す[9]。測定は2GHzで都内の蔵前地区と横浜の関内地区で行い，基地局高Hbはどちらも80mである。到来波の中心方向のばらつきは基地局近傍で顕著になるため送受信間距離dが100~500mの範囲で測定した。到来波の中心方向の2~3割は移動局方向と一致するが，他は移動局方向からずれている。到来波の中心方向のばらつきは，標準偏差で15°程度であることが明らかになった。このばらつきは2GHzでの特性であるが，より高い周波数でも確認を行うことで，アダプティブアレーアンテナのビーム制御やチャンネル切替えのしきい値に反映できる。より高い周波数での検討は今後の課題である。

4.2 移動局到来波

移動局の端末にもビーム方向を制御するアンテナを用いることで，受信利得の向上が期待できる。この利得向上分を把握するには，移動局からみた電波の到来方向特性を明

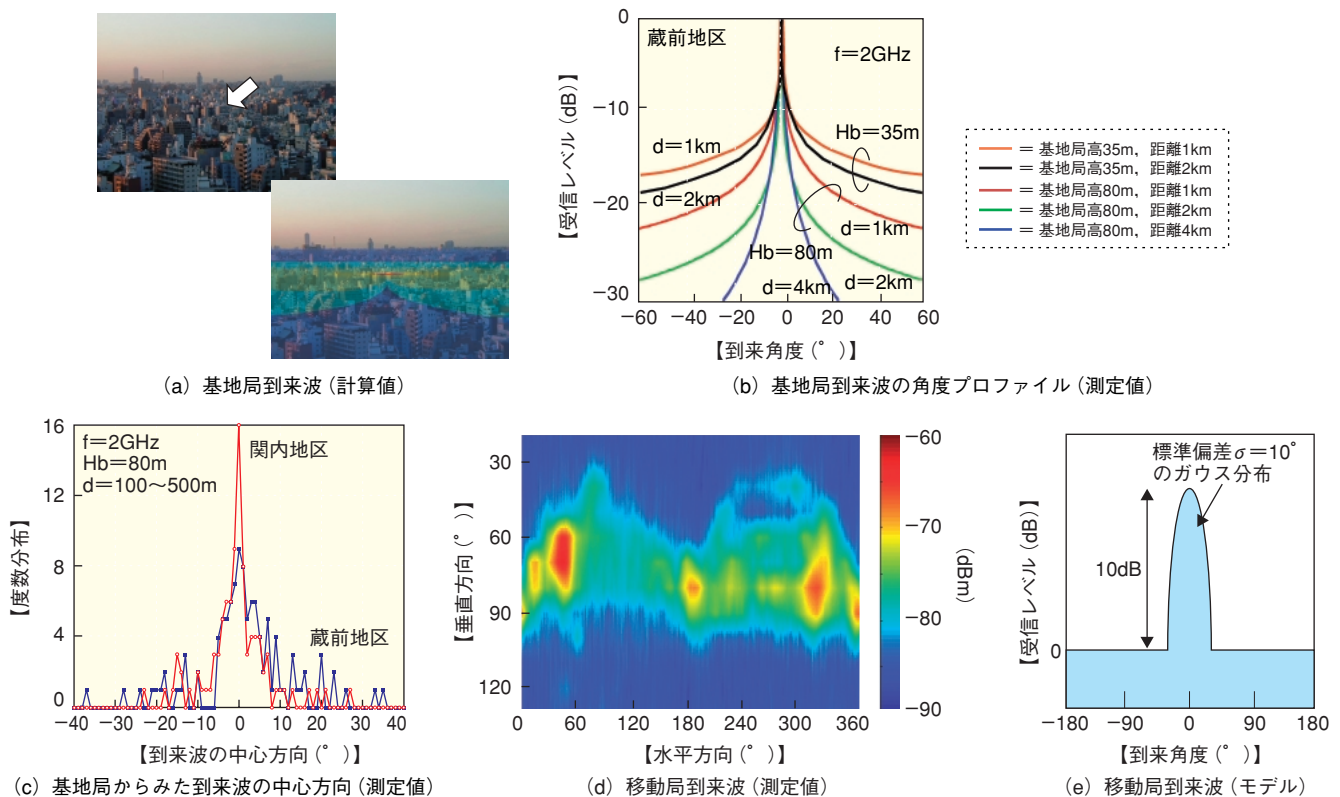


図3 基地局や移動局に到来する電波の広がり

らかにする必要がある。従来は、到来波分布を単純に一律と仮定していた。この仮定では、利得向上の効果は全くないことになる。そのため、測定により現実の到来波広がり特性を明らかにする必要がある。

図3(d)に住宅地で測定した到来波の分布例を示す[10]。15mの高さから3GHzの電波を送信し、路上で半値角 10° のマイクロストリップアンテナを用いて3次元的に受信した。これを見ると、いくつかの到来波の固まりがあることが分かる。これらの主要な到来波の方向は、道路方向や道路際の住宅に正規反射した方向といった特定の方向であることが分かった。

移動局でのアンテナビームの制御方法では、ビームは水平方向に保たれており、受信レベルが最も高くなる方向に向くと仮定する。この場合の到来波モデルを求めるには、各地点で測定した水平方向の到来波パターンを、受信レベルが最も高くなる方向を基準にして平均化すればよい。図3(e)に測定結果からモデル化した到来波パターンを示す。受信レベルが高くなる方向は、他の方向に比べて10dB高くなる。このモデルを使うことで、アンテナビーム制御による利得の改善効果を求めることができる。例えば、半値角が 120° のアンテナビームを用いてビーム制御が理想的に行われる場合には、無指向性アンテナに比べて2dBの改善効果となることが分かった。また、 60° のアンテナでは4dBの改善効果である[11]。

5. 散乱分布

移動局から送信されて基地局に到来する電波の遅延プロファイルと角度プロファイルから、各波がどの地点で散乱されて到来してくるかが分かる。都市内ではビルによって電波が散乱されるが、この散乱される様子を表すのが散乱

分布モデルである。これまでも散乱分布モデルはいくつか提案されている[12], [13]。

図4に、1つの散乱分布モデル[8]から求めた散乱の様子を示す。計算条件は、送受信間距離が1kmで基地局高が80m、移動局を路上に置いた場合で、周波数が2GHzの場合である。送信点から放射された電波がビルに1度だけ反射し、受信点に届くものとして、反射点の位置にその波のレベルを表したものである。3つの散乱分布は同じものを見る角度を変えており、外輪山にカルデラ湖があるような形状をしている。

基地局周辺より移動局周辺での散乱が多いのは、移動局はビルの谷間にあるため、道路際のビルが電波をよく散乱するためである。図4は移動局のいる道路方向を考慮せずに作ったモデルであるが、道路方向を考慮すると移動局周辺の形状が道路方向に伸びた散乱分布になることも明らかにした[13]。基地局と移動局を結ぶ直線上ではあまり散乱が起こっていないが、これはビルが真後ろに電波を反射させにくいためである。

この散乱分布モデルによって、図2(a)に示した遅延プロファイルと図3(b)に示した角度プロファイルを得ることができる。また、遅延プロファイルや角度プロファイルの面積は受信電力であるので、伝搬損失と対応させることができ、表1の伝搬損失の距離特性も得ることができる。このように、都市内の多重波伝搬特性を一元的に表現できる。

また、この散乱分布モデルは、伝搬遅延特性と到来波広がり特性とを同時に表現できるため、従来は求めることができなかった次のような評価が行える。

- ①基地局に指向性アンテナを用いた場合の伝搬遅延特性を求めることができる。これは基地局にアダプティブアレーアンテナを用いる場合に必要となる。

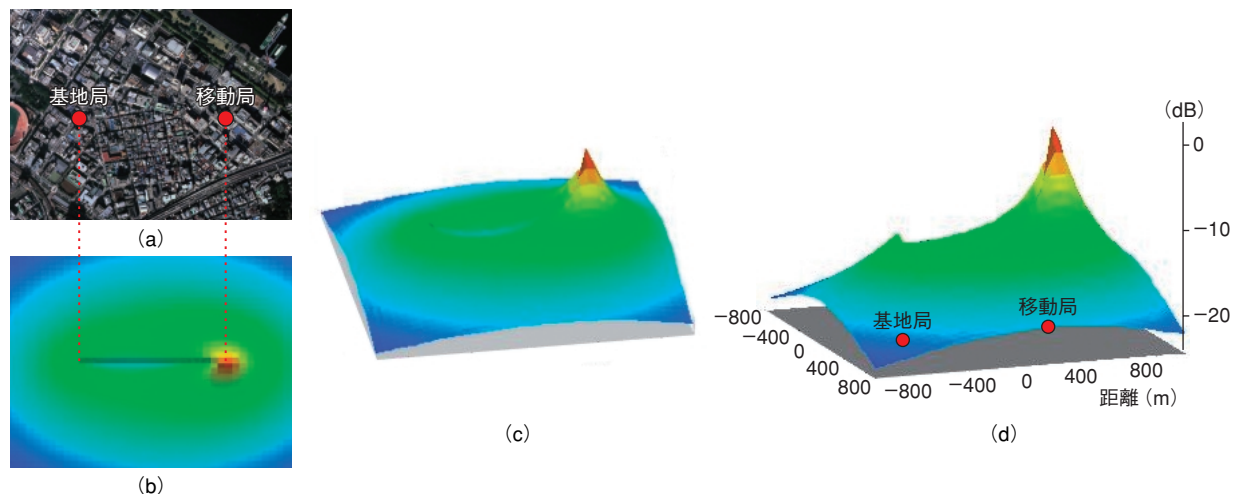


図4 都市内での電波の散乱分布 (モデル)

②同じ遅延時間の波をスペースダイバーシチで受信したときの受信レベル相関を求めることができる。これは、レイク受信とスペースダイバーシチを組み合わせで行う場合の評価で必要になる。

6. あとがき

第4世代システムの回線設計で必要になる伝搬特性について、これまで明らかにした内容を報告した。伝搬損失特性としては、第4世代システムを対象とした都市内での推定式とその推定精度を示した。国際的には基地局を電柱などの高さに設置するタイプも検討されているので、低基地局高での伝搬損失推定式も必要である。また、日本全国をカバーするために都市内だけでなく郊外地での検討も必要である。伝搬遅延特性については、周波数に対する依存がないことを示して、2GHzまでの特性を第4世代システムに適用できることを明らかにした。伝搬遅延と同様に、到来波広がり特性や散乱分布についても周波数依存性を明らかにする必要がある。これらは今後の課題である。また、今回は触れなかったが、伝送速度の向上が期待できるマルチアンテナ信号伝送法(MIMO: Multiple Input Multiple Output)技術に関する伝搬特性のモデル化も今後行っていく予定である。

文 献

- [1] 奥村義久, 大森英二, 河野十三彦, 福田倚治: “陸上移動無線における伝搬特性の実験的研究,” 通研実報, [16], 9, pp.1705-1764, 1967.
- [2] M.Hata: “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services,” IEEE Trans. Veh. Technol., VT-29, No.3, pp.317-325, Aug.1980.
- [3] “Urban transmission loss models for mobile radio in the 900 and 1,800-MHz bands,” EURO-COST 231 TD (90) 119 Rev2, Sep.1991.
- [4] 坂上修二, 久保井潔: “市街地構造を考慮した伝搬損失の推定,” 信学論J74-B-II, No.1, pp.17-25, Jan.1991.
- [5] Y.Oda, R.Tsuchihashi, K.Tsunekawa, and M.Hata: “Measured path loss and multipath propagation characteristics in UHF and microwave frequency bands for urban mobile communications,” VTC 2001 Spring, pp.337-341, May 2001.
- [6] 北尾光司郎, 市坪信一: “400MHz~8GHz帯のマイクロセル伝搬損失推定式,” 第477回URSI-F分科会, Sep.2003.
<http://www2.crl.go.jp/pub/ursi-f/>
- [7] 市坪信一, 古野辰男, 川崎良治: “都市内マイクロセル伝搬における遅延プロファイルモデル,” 信学論, Vol.J80-B-II, No.8, pp.707-713, Aug.1997.
- [8] S.Ichitsubo, K.Tsunekawa, Y.Ebine: “Multipath Propagation Model of Spatio-Temporal Dispersion Observed at Base Station in Urban Areas,” IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.20, No.6, pp.1204-1210, Aug.2002.

- [9] 北尾光司郎, 市坪信一, 恵比根佳雄: “基地局セクタアンテナ間の受信レベル差変動,” 信学技報, AP2003-109, pp.81-86, Aug.2003.
- [10] 岡本英明, 多賀登喜雄: “郊外住宅地における移動局到来波電力のモデル化,” 信学技報, AP2002-187, pp.177-184, Mar.2003.
- [11] 岡本英明, 市坪信一: “移動局適応アレーアンテナの到来波電力分布モデルに関する一検討,” 2003年信学ソ大, B-1-7, Sep.2003.
- [12] H.Omote and T.Fujii: “Time-Space Path Modeling with two different attenuation scattering disks for Wideband Mobile Propagation,” 2002 ISAP i-02, 3B3, pp.404-407, Nov.2002.
- [13] 今井哲朗, 多賀登喜雄: “広帯域移動伝搬における散乱体の分布と時空間パス特性の関係,” 信学技報, AP2002-186, pp.169-176, Mar.2003.

用語一覧

IMT-2000: International Mobile Telecommunications-2000
(第3世代移動通信)

MIMO: Multiple Input Multiple Output (マルチアンテナ信号伝送法)
PDC: Personal Digital Cellular (デジタル携帯電話方式)