

ミリ波伝搬チャネルモデリング：Part 1

～準 LOS 伝搬環境表現に LMSS 伝搬モデルを活用しよう～

唐沢好男

概要

- ・地上系ミリ波通信では、見通し内 (LOS)、あるいは準見通し内 (準 LOS) での利用が想定され、そのような環境を統計的に表す伝搬モデルが必要
- ・LOS/準 LOS 環境に対する伝搬モデルは陸上移動体衛星通信 (LMSS) の分野 (主に準マイクロ波帯) で研究が行われてきており、そこで構築された伝搬モデルが活用できないだろうか
- ・LMSS では、LOS、準 LOS、見通し外 (NLOS) の環境をマルコフモデルで表す多状態モデルが実測データをうまく説明できており、ミリ波伝搬に活用できないか
- ・準 LOS 環境を表すモデルに Loo モデル (Loo 分布) が有り、概念的に捕らえやすいが、数値計算上の使い勝手が悪い
- ・Loo モデルを、より使いやすいモデル (例えば、仲上m分布、仲上・ライス分布、対数正規分布) で代用できないか。その場合、近似度はどの程度か。
- ・上記検討の結果、仲上m分布への近似を提案する。その場合の Loo 分布のパラメータの仲上 m 分布パラメータへの変換法を示す。
- ・上記検討を踏まえての LOS/準 LOS 環境を表す多状態モデルを考察する
- ・本レポートで述べるモデルは概念的なものに留まっているが、実用に役立つ具体的なモデルの構築に向け、今後の課題を示す。

【Note: 本レポートは、2020年3月に公開した YK-044 の改訂版である。計算式の一部差替え (式(14),(15))、それに伴う計算結果の図の差替えを行っている。また、Part 1 としたのは、続編として、多状態マルコフモデルをまとめた Part 2 (YK-046) を公開予定のため】

1. はじめに

第5世代以降のモバイルワイヤレス通信においては、これまで用いられてきた準マイクロ波帯より高い周波数の利用が盛んになると期待され、準ミリ波帯・ミリ波帯での伝搬測定も盛んになっている[1]-[7]。また、これらの測定データをもとに伝搬モデルの構築も行われていて (サーベイ論文[8],[9])、移動通信の標準化グループ 3GPP の技術レポート TR38.901

に伝搬モデルの分類や標準化の進捗状況の詳細がまとめられている[10]。

ミリ波のような高い周波数では自由空間伝搬損が大きい上に、ビルなどの遮へい物に対しても大きな減衰が生じるので、見通し内 (LOS)、あるいは、樹木や人間等、直接波に緩やかな遮へい減衰があるような環境 (準 LOS, semi-LOS (SLOS)) でのサービスが想定される。そして、そのためには、LOS や SLOS を中心とした伝搬環境の把握が必要になる。伝搬環境の把握には、フィールドでの測定実験や、机上での電磁界解析 (レイトレーシングに代表される) などがある。ここでは、そのようにして得られる伝搬特性とシステム設計の橋渡しをする伝搬モデルを検討する。

屋外 LOS 環境の伝搬モデルでは、これまで主に、陸上移動体衛星通信 (LMSS) の分野で、準マイクロ波帯を中心にした研究が行われてきた[11]-[20]。地上系の移動通信でも、LOS あるいは準 LOS 環境がサービスエリアとなるものであれば、少なくともそのモデル構造において、LMSS で構築されてきた伝搬モデルが活用できると期待できる。

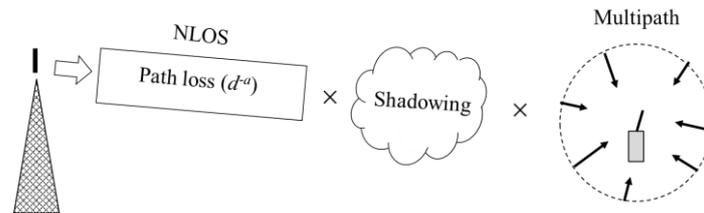
直接波に遮へいのない LOS 環境であれば、1 定常波と多数の不規則波の合成信号の性質を表現する仲上・ライスフェージングモデルが良いであろう。道路わきに樹木があって、直接波がその影響を受ける環境 (準 LOS、以下では SLOS と呼ぶ) では、直接波の振幅分布が対数正規分布するとして、仲上・ライス分布に組み入れたモデルが Loo によって提案される[11]、Loo モデル (確率分布を言う場合には Loo 分布) と呼ばれている。移動する環境全体に亘って見れば、あるときは LOS、あるときは SLOS、そしてまた有るときは NLOS (見通し外) であるので、これらの状態をそれぞれの発生確率によって足し合わせた多状態モデル (2 状態モデル[13]-[14]、3 状態モデル[15]-[17]) が提案されている。LMSS では、SLOS の定常状態においては Loo モデルが、エリア全体としては 3 状態モデルで、実測の特性を精度良く説明付けることが確認されている[15]。

地上系ミリ波伝搬においても、樹木や人体 (人混み) による遮へいなどで SLOS 環境が頻繁に発生すると予想され、かつその程度の伝搬環境までは、サービス対象エリアとすべきであろうから、この環境でのモデル化が重要である。概念的な意味においては、すなわちパラメータの値そのものはミリ波特有の値になるだろうが、モデル構造においては、Loo モデルの適用が、まず、第一に考えられる。ただし、3 節で述べるように、Loo モデルには、物理的イメージに合致する概念上の明確さがある点でメリットが大きい、無限区間の積分を含んでいる点に使いにくさの欠点もある。

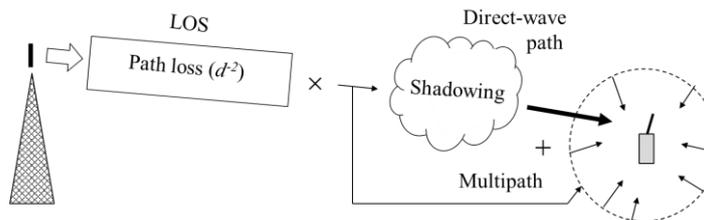
そこで本レポートでは、Loo 分布と近似関係にあつて、より扱いやすい三つの分布: 仲上・ライス分布、仲上m分布、対数正規分布への近似を試み、それらへの適用条件と精度を明らかにする。また、LOS, SLOS, NLOS で構成される多状態モデルでの環境表現の確率分布を与えるモデルを示す。

2. モデル構造と状態分類

図1は移動通信の伝搬モデルの基本構造を示している。同図(a)は、見通し外(NLOS)環境を対象に、距離 d に対して d^a で表される距離特性 (a は 3.5~4 程度)、対数正規分布で表される遮へい特性、そして、端末周囲のレイリーフェージング特性の三つの要素が積で現されるモデルである。一方、同図(b)は、見通し内の伝搬モデルで、主に、移動体衛星通信 (LMSS) の回線設計に用いられて来た。距離特性の部分は、自由空間伝搬である d^2 をとる。これまでの地上系の移動通信では、見通し外での運用が前提であったので、奥村らの先駆的な研究開発以来[8],[9]、NLOS 環境でのモデルの高精度化・高機能化が行われてきた[10],[11]。



(a) 地上系 NLOS 環境で開発されてきた伝搬モデル



(b) 移動体衛星通信の準 LOS 環境で開発された伝搬モデル

図1 移動通信環境を表現する代表的な伝搬モデル

見通し内・準見通し内の伝搬路 (LOS/SLOS) では、受信電力が距離の 2 乗で弱くなるフリスの伝達公式に対して、電力変動分 η を係数として、次式で表される。

$$P_R = \eta \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_R G_T P_T \quad (1)$$

ここで、 d は送受信点間距離、 λ は電波の波長、 G_T, G_R は送受信それぞれのアンテナの利得、 P_T は送信電力、 P_R は受信電力である。電力変動係数 η は場所の関数として与えられるが、移動体受信では時間の関数になる。係数 η を振幅次元係数 r で表す ($r = \sqrt{\eta}$) と、 r は空間あるいは時間に対して分布する確率変数になる。

以下で述べることは LMSS 伝搬モデルのおさらいである[15],[25]。図2は、直接波パス ($a_1 \sim a_4$) と散乱波パス(b)の合成で生まれる環境の分類である。直接波パスが完全に見通し (a_1) であれば LOS、直接波が樹木や人体のような比較的低損失な遮へいを受ける場合 (a_2, a_3) では

SLOS、建物等で完全な遮へいを受ける場合(a_4)には NLOS である。この三つの状態をマルコフモデルで捉えたものが3状態モデルである。LOS と SLOS をサービス可能なエリア、NLOS を不可能なエリアとすると、LOS と SLOS を合わせて Good な状態、NLOS を Bad な状態とすると、Good と Bad の2状態モデルでもある。図3は LMSS (1.5GHz) での市街地走行時の受信強度特性を例として示しているが、3つの状態 (①LOS、②SLOS、③NLOS) が代わる代わる現われてくる様子がよく分かる。

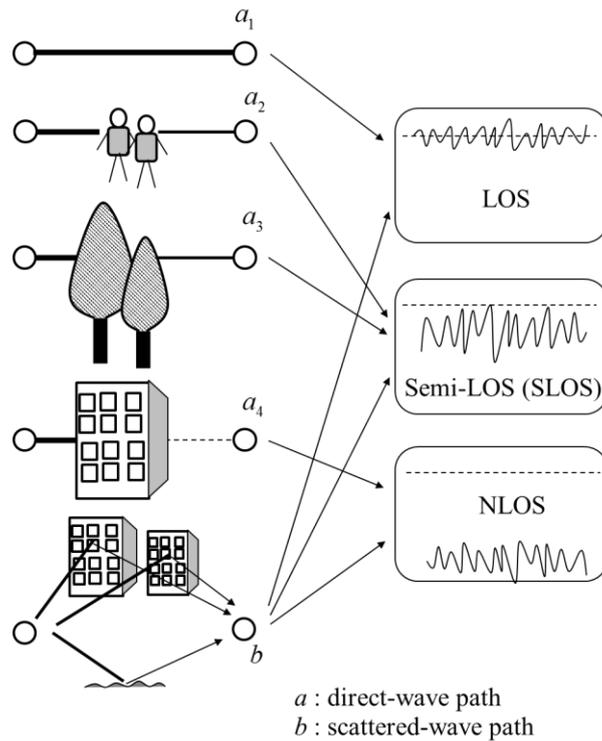


図2 伝搬劣化要素と各状態との対応

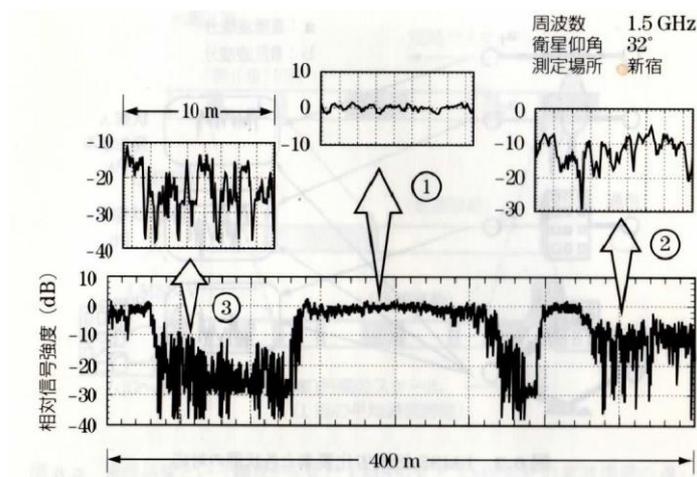


図3 市街地における衛星電波 (1.5GHz) の受信記録例[25] (① LOS、② SLOS、③ NLOS)

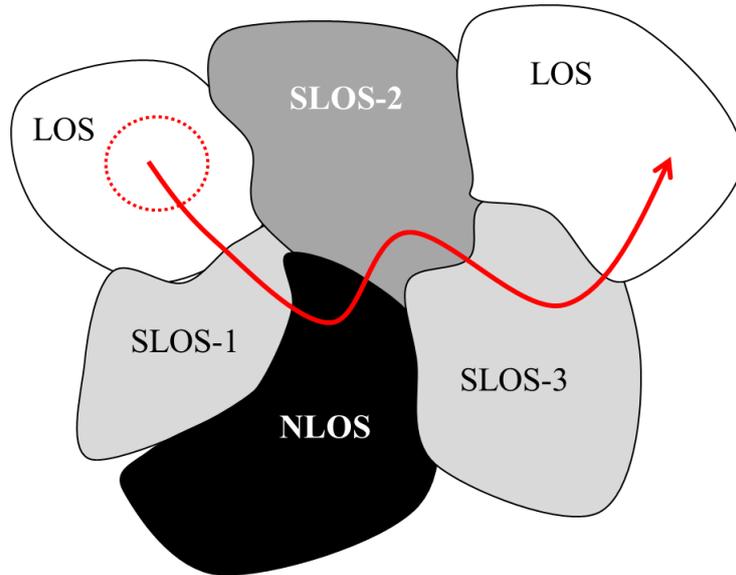


図4 伝搬環境と通信形態

LMSS では、広いエリアを移動する場合は想定され、3つの状態全体の確率分布(時間率)で稼働率が評価されるが、地上系のミリ波では低速移動を前提として、LOS/SLOS の環境でのみ運用されるシステムにおいては、NLOS 環境はそれを時間率に組み込むよりは、不稼働エリアの存在確率(場所率)と捉えるのがよいであろう。

図4はサービスが想定される地理的環境を LOS, SLOS, NLOS に区分して示している(イメージ図)。SLOS は遮へいの程度によって通信環境としての厳しさも違うので、その違いも色の濃淡で表している。実際の運用はどういう形で行われるのであろうか。要は、端末位置がほぼ固定状態なのか(図の赤色点線円)、ある程度の範囲を動き回るか(図の赤色曲線)の違いである。前者であれば、稼働環境(LOS と SLOS; Good)と不稼働環境(NLOS; Bad)の発生率、すなわち場所率の把握が重要になる。一方、後者であれば、通信時間全体にわたる通信品質把握が必要になり、減衰量の時間率が求められる。伝搬モデルはサービスの運用形態に依存するので、モデル構築に際してはシステムイメージをしっかりと捉えておくことが大事である。この点に関して、現時点では、まだ明確ではないように思われる。

3. SLOS 環境を表現する Loo モデル

直接波が完全に見通しである場合には、 r の確率密度関数が次式で与えられる仲上・ライス分布でモデル化できる。

$$f_{NR}(r; a, \sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) \quad (2)$$

ここで I_0 は第1種の0次変形ベッセル関数である。分布のパラメータは a と σ で、 a は定常

信号成分の振幅 (LOS では $a=1$)、 σ は不規則変動成分の大きさを表す。 a^2 を定常信号成分の電力とすると、不規則変動成分の平均電力は $2\sigma^2$ であり、以下の関係式で結ばれる。

$$\langle r^2 \rangle = a^2 + 2\sigma^2 \quad (3)$$

両電力の比はライスファクタ (あるいは K ファクタ) と呼ばれ、次式で定義される。

$$K \equiv \frac{a^2}{2\sigma^2} \quad (4)$$

ライスファクタ K は、 r^2 および r^4 の期待値 (実測では平均値) を用いて次式で算定できる [26] (後述する (13d) 式に結びつく)。

$$K = \frac{\langle r^2 \rangle \sqrt{2\langle r^2 \rangle^2 - \langle r^4 \rangle} + 2\langle r^2 \rangle^2 - \langle r^4 \rangle}{\langle r^4 \rangle - \langle r^2 \rangle^2} \quad (5)$$

一方、直接波が樹木や人体などによりある程度の遮へいを受ける場合、要因が掛け算で積み重ねら確率過程 (乗法性確率過程) を代表する対数正規分布近似でモデル化される。対数正規分布の確率密度関数は次式である [27]。

$$f_{LN}(r; \mu_{LN}, \sigma_{LN}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{LN}r} \exp\left(-\frac{(\ln r - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right) \quad (6)$$

ここで、 μ_{LN} 、 σ_{LN} は分布のパラメータで、 $\ln r$ の平均値および標準偏差である (r そのものの平均値や標準偏差ではないことに注意を)。 r の分布の特性を示す値は以下のとおりである。

$$\langle \ln r \rangle = \mu_{LN} \quad (7a)$$

$$\langle r \rangle = \exp(\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2 / 2) \quad (7b)$$

$$\langle r^2 \rangle = \exp\{2(\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2)\} \quad (7c)$$

$$V(\equiv \langle r^2 \rangle - \langle r \rangle^2) = \exp(2\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2)(\exp\sigma_{LN}^2 - 1) \quad (7d)$$

パラメータ値を dB で与え、これを m_{LN_dB} 、 s_{LN_dB} とすると、以下のとおり換算できる。

$$\mu_{LN} = \frac{\ln 10}{20} m_{LN_dB} = 0.1151 \mu_{LN_dB}, \quad \sigma_{LN} = 0.1151 \sigma_{LN_dB} \quad (8a, b)$$

式(2)の仲上・ライス分布の定常信号成分振幅 a が対数正規分布するときの信号振幅の確率分布は以下の式になる。

$$f_{Loo}(r; \sigma_R, \mu_{LN}, \sigma_{LN}) = \int_0^\infty f_{NR}(r; x, \sigma_R) f_{LN}(x; \mu_{LN}, \sigma_{LN}) dx$$

$$= \frac{r}{\sqrt{2\pi}\sigma_{LN}\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_R^2}\right) \int_0^\infty \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_R^2} - \frac{(\ln x - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right) I_0\left(\frac{xr}{\sigma_R^2}\right) dx \quad (9)$$

このモデルは Loo によって提案されたため Loo モデル、(9)式で与えられる確率分布は Loo 分布と呼ばれる[11]。図 5 は Loo モデルの物理イメージを示している。遮へい減衰を受けた直接波と散乱波信号のレベルを模式的に示している。図中の $-K_{0_dB}$ は散乱波信号の平均電力 $2\sigma_R^2$ とし、LOS の直接波レベルを基準とするライスファクタ ($K_0=1/2\sigma_R^2$) を dB 値に換算したものである。

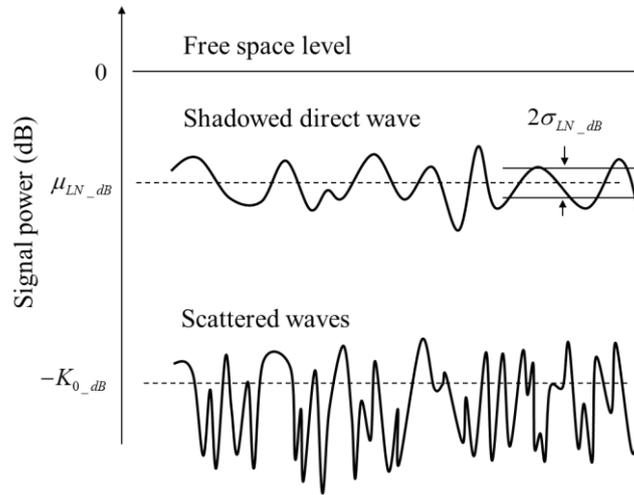


図 5 Loo モデル (横軸に対する変化は時間あるいは空間移動による)

Loo モデルの利点は、物理的なイメージが掴み易く、かつ、パラメータ値 (μ_{LN_dB} , σ_{LN_dB} あるいはそれを換算した μ_{LN} , σ_{LN}) も与えやすいということにある。欠点は、無限大範囲の積分が含まれていて簡易な計算に不向きなことである。さらに、変形ベッセル関数 I_0 が含まれ、この引数の値が 10 を超える付近から指数関数的に増加して行き、計算機ソフトが正しく答えを出してくれない状況が発生する。後者の問題は、(9)式を以下の式に置き換えることにより解決できるが (I_0 関数が含まれる演算の工夫は[28]に)、積分が解けない欠点はいずれにせよ残っている。

$$f_{Loo}(r) = \frac{\sqrt{r}}{2\pi\sigma_{LN}\sigma_R} \int_0^\infty x^{-3/2} \exp\left(-\frac{(x-r)^2}{2\sigma_R^2} - \frac{(\ln x - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right) dx \quad \left(\text{when } \frac{xr}{\sigma_R^2} > 10\right) \quad (10)$$

4. Loo 分布の近似表現

Loo 分布が無限大範囲の積分を含むことによる使いにくさを解消する目的で、文献[20]では、式(9)の対数正規分布の部分を、それと比較的良好な近似関係にある仲上 m 分布に置き換え、積分の無い式を導出している。しかし、得られた式には超幾何関数を含む上に、パラメータの算定に複雑な手順（逆関数を数値計算で求める）を要し、使いやすいという意味で満足できるものではない。そこで、ここでは、Loo 分布自体を仲上・ライス分布や仲上 m 分布に近似したときの誤差や適用条件を調べる。

仲上 m 分布は短波の電波伝搬の研究の過程で生まれた分布であるが、移動通信のモデルにも役立つ非常に汎用的な分布である。

$$f_{Nm}(r; m, \Omega) = \frac{2m^m}{\Omega^m \Gamma(m)} r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (11)$$

ここで、 Γ はガンマ関数、パラメータ m, Ω は次式で与えられる。

$$\Omega = \langle r^2 \rangle \quad (12a)$$

$$m = \frac{\langle r^2 \rangle^2}{\langle (r^2 - \langle r^2 \rangle)^2 \rangle} = \frac{\langle r^2 \rangle^2}{\langle r^4 \rangle - \langle r^2 \rangle^2} \geq \frac{1}{2} \quad (12b)$$

仲上 m 分布は、 r の大部分の領域（すなわち、 r が 0 に近い裾の部分以外の）において、仲上・ライス分布とは良い近似関係にあることが知られている。その対応関係は、 $m \geq 1$ において、両分布のパラメータは以下の式で結び付けられる[29],[27]（あるいは(5)式と(12(b)式より）。

$$2\sigma^2 = \frac{\Omega}{m} \left(m - \sqrt{m^2 - m}\right), \quad a^2 = \frac{\Omega}{m} \sqrt{m^2 - m} \quad (13a, b)$$

$$K \left(\equiv \frac{a^2}{2\sigma^2} \right) = \sqrt{m^2 - m} + m - 1 \rightarrow m = \frac{(K+1)^2}{2K+1} \quad (13c, d)$$

Loo 分布のパラメータは、 σ_R （または $K_0 (= 1/2\sigma_R^2)$ ）、 μ_{LN} 、 σ_{LN} の 3 つである。まず、仲上・ライス分布へのパラメータ a, σ への変換を行うが、以下の仮定を採る。

- i) 平均値に関して $\mu_{LN} = \ln a$
- ii) 両分布の平均電力 $\langle r^2 \rangle$ が等しい

これによって、次のように対応付けられる。

$$a = \exp \mu_{LN} \quad (14a)$$

$$\begin{aligned} \langle r^2 \rangle &= a^2 + 2\sigma^2 = \exp\left\{2\left(\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2\right)\right\} + 1/K_0 \\ \rightarrow \sigma &= \sqrt{\left\{\exp\left(2\mu_{LN}\right)\left(\exp\left(2\sigma_{LN}^2\right) - 1\right) + 1/K_0\right\} / 2} \end{aligned} \quad (14b)$$

仲上m分布に対しては、(12a)と(7c)式の対応、および、(13d)、(14)式により、以下のようになろう。

$$\Omega = \exp\left\{2\left(\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2\right)\right\} + \frac{1}{K_0} \quad (15a)$$

$$m = \frac{(K_e + 1)^2}{2K_e + 1} \quad (15b)$$

$$K_e = \frac{a^2}{2\sigma^2} = \frac{\exp(2\mu_{LN})}{\exp(2\mu_{LN})\left(\exp(2\sigma_{LN}^2) - 1\right) + 1/K_0}$$

さらに、対数正規分布に合わせ込む場合には、 μ_{LN} は変わらず、 σ_{LN} については(7c)式と(15a)式が等しくなるように (= (15a)式の σ_{LN} の文字を置き換えて、(7c)式の σ_{LN} について解くと) 以下の対応になる。

$$\mu_{LN} \rightarrow \mu_{LN} \quad (16a)$$

$$\sigma_{LN} \rightarrow \sqrt{\frac{\ln\left\{\exp\left(2\mu_{LN} + 2\sigma_{LN}^2\right) + \frac{1}{K_0}\right\} - 2\mu_{LN}}{2}} \quad (16b)$$

Loo 分布を近似する分布として、仲上・ライス分布か仲上 m 分布か、あるいは対数正規分布かの選択においては、直接波成分と散乱波成分の分散の大きさを比較して、大雑把には、以下のような目安でよいであろう。直接波成分 (すなわち対数正規分布する成分) の分散 V ((7d)式) と、散乱波成分の電力 $1/K_0$ の比 α に着目し、 $\alpha \ll 1$ では仲上・ライス分布に、 $\alpha \gg 1$ では対数正規分布そのものへの近似がよいものとなる。仲上m分布はこの中間が期待される。この比 α は次式である。

$$\alpha \equiv \frac{V}{2\sigma_R^2} = K_0 \exp\left(2\mu_{LN} + \sigma_{LN}^2\right)\left(\exp\sigma_{LN}^2 - 1\right) \quad (17)$$

一方、近似した分布 (確率密度関数) q と元の分布 p の一致度を評価する尺度として、カ

ルバック・ライブラ指標 (KL 指標) が有り、以下の式で与えられる[27]。

$$D(p:q) = \int_0^{\infty} p(r) \ln \left\{ \frac{p(r)}{q(r)} \right\} dr \quad (18)$$

指標値 D の値が 0 に近いほど一致度が高いと判断する。 $p(r)$ が Loo 分布 f_{Loo} である。

以下、直接波の平均遮へい減衰を 6dB ($\mu_{LN_dB} = -6, m_{LN} = -0.691$)、標準偏差を 3dB ($\sigma_{LN_dB} = 3, \sigma_{LN} = 0.345$) として、ライスファクタ K_{0_dB} を 10dB, 15dB, 20dB の 3つの環境 ($\alpha = 0.358, 1.13, 3.58$) に対するそれぞれ 3つの確率分布 (仲上・ライス分布、仲上m分布、対数正規分布) への近似の精度評価を行う。図 6 は 3つのケースに対する確率密度関数を比較している。(a) は $\alpha = 0.358$ であり、仲上・ライスフェージングの影響が強い環境、(c) は $\alpha = 3.58$ で対数正規分布の変動が勝る環境、(b) は $\alpha = 1.13$ であり、その中間である。図より、Loo 分布がどの分布での近似に近いかが分かり、上述のとおり α 値からの推測と符合している。

一致度を定量的に比較するため、KL 指標で調べる。図 6 の 3つのケースに $K_{0_dB} = 25dB, 5dB, 0dB$ の 3ケースを加えて α 値の範囲を広げ、 α と KL 指標 D の関係を求めたものが図 7 である (注)。図より、大雑把に言って、 $\alpha < 0.5$ では、仲上・ライス分布への近似が、 $\alpha > 3$ では対数正規分布への近似が、またその中間では仲上m分布への近時が優れていることが分かる。さらに大胆なことを言えば、 α 値の全体に亘って、仲上m分布で近似しても大きな問題は無いであろう。これに関して以下の考察で詳しく述べる。(注: α に対する KL 指標 D の値は一対一で決まるものではなく、同じ α 値でも、設定環境の違いによってばらつきが有る。しかし、大小関係は図 7 の傾向が維持される)。

ところで、図 6 において、Loo 分布と仲上m分布を比べてみると、そのずれも気になるであろう。しかし、これでも実用的には十分な近似であると考え。なぜなら、Loo 分布に与えるパラメータの値も概算であり、分布が正確に対数正規分布する保証もない。そのため、Loo 分布が絶対正しくそれに如何に近づけるかということではない。あまり細かいところの違いを議論しても意味がないのである。

Loo 分布から仲上 m 分布へのパラメータ変換：まとめ

(1) Loo 分布のパラメータ値を定める

遮へい平均減衰量 (dB 値の平均) : $\mu_{LN_dB} [\text{dB}] \rightarrow \mu_{LN} = 0.1151\mu_{LN_dB}$

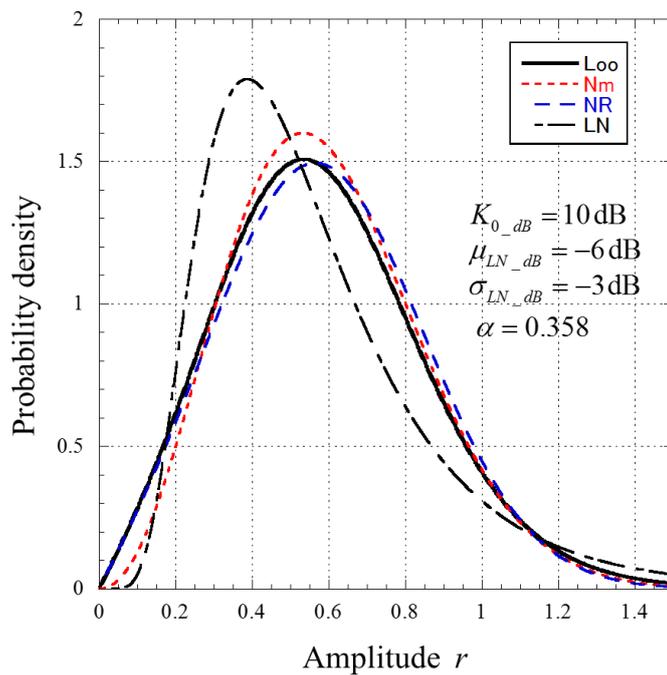
遮へい減衰量の標準偏差 (dB 値の量に対する) : $\sigma_{LN_dB} [\text{dB}] \rightarrow \sigma_{LN} = 0.1151\sigma_{LN_dB}$

直接波レベルに対する散乱波の平均電力 : $-K_{0_dB} [\text{dB}] \rightarrow K_0 = 10^{K_{0_dB}/10}, \sigma_R = 1/\sqrt{2K_0}$

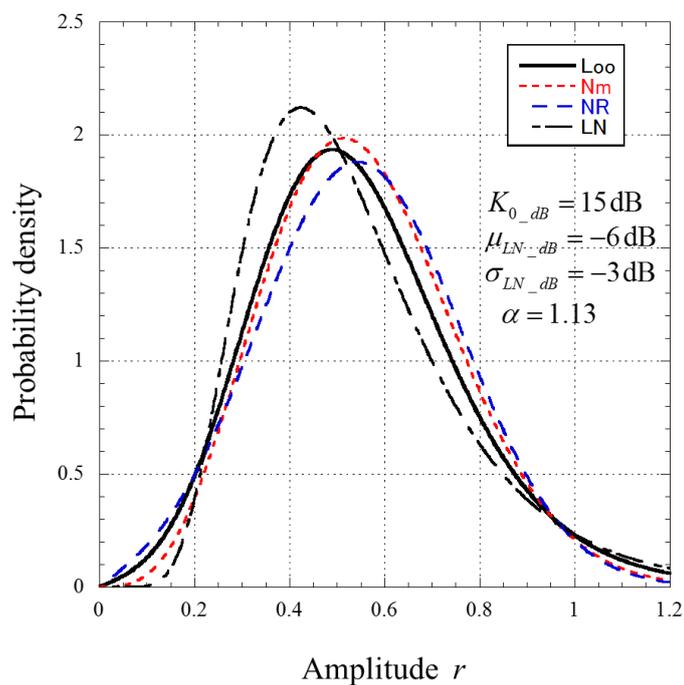
(2) 仲上・ライス分布のパラメータ値に変換する

定常波信号成分振幅 : a 、不規則波成分パラメータ : $\sigma \rightarrow (14a, b)$ 式による

(3) 仲上・ライス分布のパラメータ値を用いて仲上m分布のパラメータ (m, Ω) に変換する → (15a, b)式による

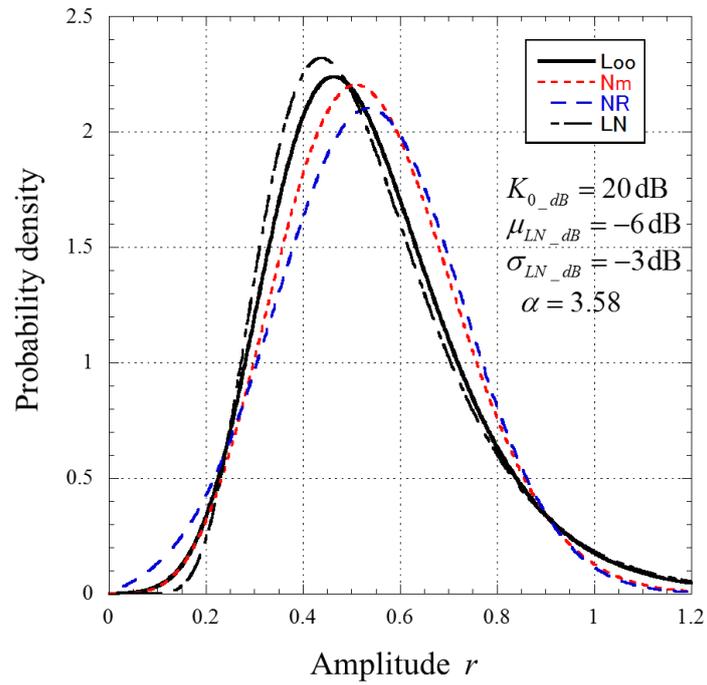


(a) $\alpha=0.358$



(b) $\alpha=1.13$

図6 Loo 分布を近似した3つの確率分布
(Nm:仲上 m 分布、NR:仲上分布・ライス分布、LN:対数正規分布)



(c) $\alpha=3.58$

図6 (続き)

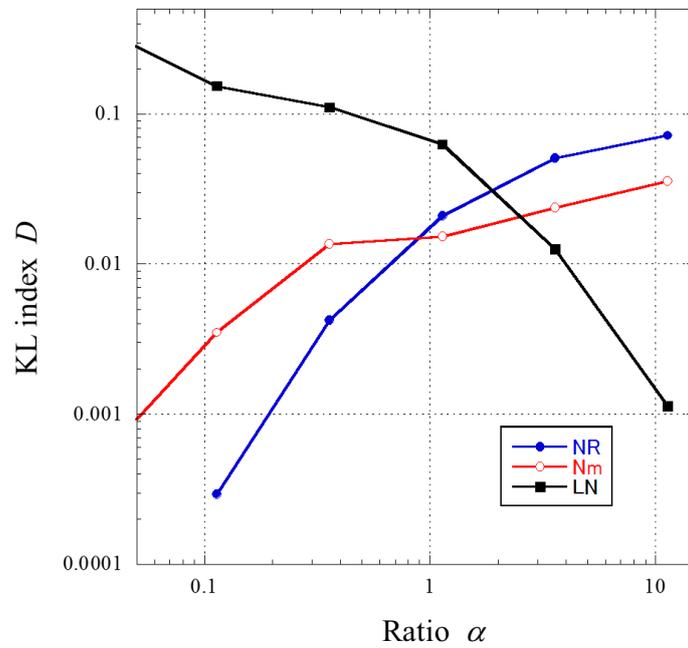


図7 各分布における α 値と KL 指標 D の関係

5. 多状態モデル

2節(図4)でも述べたように、現実の環境は、1セットのパラメータ値で与えられる定常確率過程ではなく、移動に伴って環境パラメータそのものも変化して行くと考えべきである。このような場合は、おのおのの状態*i*の発生確率を*p_i*とすると、次式で与えられる多状態の複合分布で表されるモデルになる。

$$f(r) = \sum_{i=1}^N p_i f_i(x) \quad \left(\sum_{i=1}^N p_i = 1 \right) \tag{19}$$

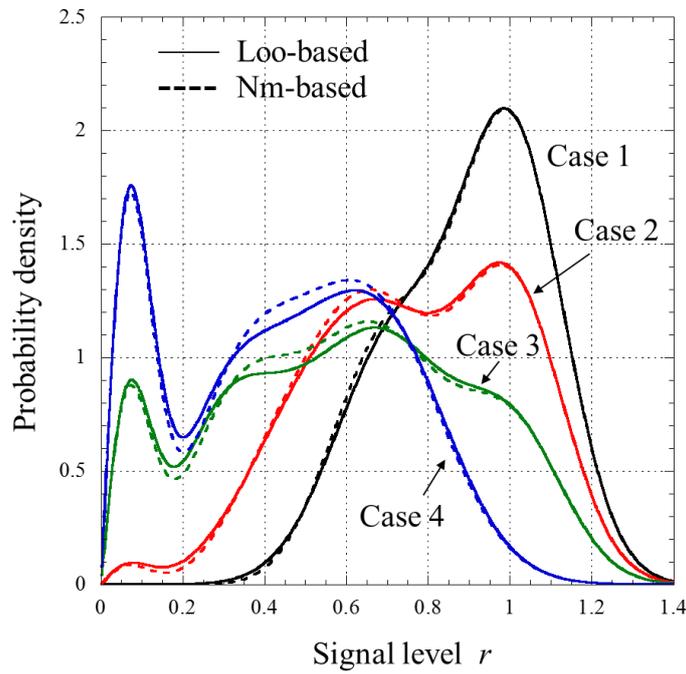
一例として、表1に示す5つの状態(確率分布の*f₁~f₅*)を考え、LOSを表す*f₁*の仲上・ライス分布、SLOSで徐々に遮へいがきつくなる*f₂~f₄*のLoo分布、NLOSを表す*f₅*のレイリー分布を構成要素とする。それらが適当な比率で混在するエリアとして4つのケースを考える。Case 1はLOSに近いSLOS、Case 2と3はそれより遮へいが大きいSLOS、Case 4は20%のNLOSを含んで、遮へいのきつい環境の例である。これらのケースに対して、*f₂~f₄*にLoo分布を用いる場合と、それを仲上*m*分布で近似したものの分布の比較を行う。

図8は確率分布を比較した結果である((a)は確率密度特性、(b)は累積分布特性)。図より、各ケース共にそれぞれの分布の特徴が反映された独特の形状を有している。Loo分布との比較では、一部に多少のずれが見られるものの、概ね近似は妥当であると言える(注)。(注:累積確率が0に近い部分は近似対象とした3つの分布では、図の座標系でdB当たりの傾きが異なり、例えば、累積確率の10⁻⁶と言ったような部分を見れば大きな差になる。ただし、Case 2~4のようにレイリー分布が少しでも共通に含まれていると、累積確率が0に近い部分はレイリー分布(*f₅*)の特性が支配的になり、上述の問題がマスクされて見えなくなる。)

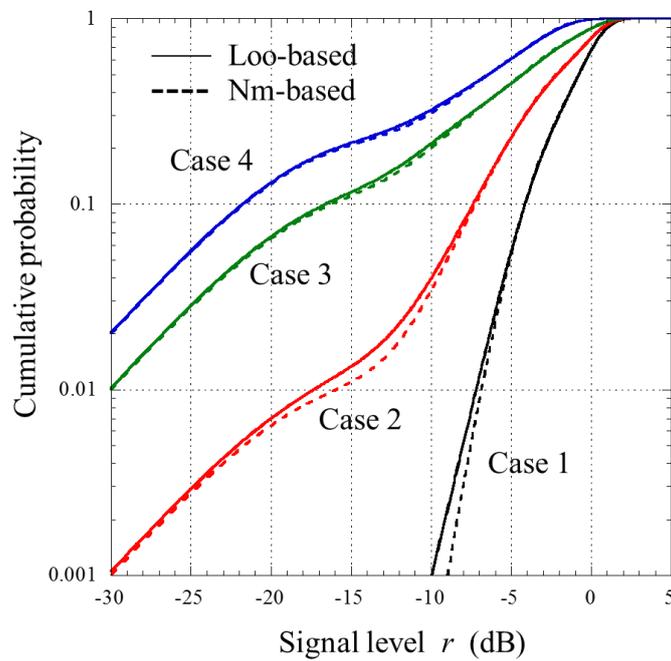
次のステップとしては、状態の遷移を具体的にシミュレーションするマルコフモデルがるが、これについては続編(Part 2: YK-046 [29])を見て欲しい。

表1 多状態モデル評価用の設定環境諸元

State	<i>f₁</i> LOS (NR) <i>K_{0_dB}</i> =15	<i>f₂</i> SLOS (Loo) <i>K_{0_dB}</i> =15 <i>μ_{LN_dB}</i> = -3 <i>σ_{LN_dB}</i> = 1 (<i>α</i> =0.214)	<i>f₃</i> SLOS (Loo) <i>K_{0_dB}</i> =15 <i>μ_{LN_dB}</i> = -6 <i>σ_{LN_dB}</i> = 2 (<i>α</i> =0.456)	<i>f₄</i> SLOS (Loo) <i>K_{0_dB}</i> =20 <i>μ_{LN_dB}</i> = -10 <i>σ_{LN_dB}</i> = 3 (<i>α</i> =1.428)	<i>f₅</i> NLOS (Rayleigh) <i>K_{0_dB}</i> =20
Case 1	<i>p₁</i> =0.6	<i>p₂</i> =0.4	<i>p₃</i> =0	<i>p₄</i> =0	<i>p₅</i> =0
Case 2	0.39	0.3	0.3	0	0.01
Case 3	0.2	0.3	0.2	0.2	0.1
Case 4	0	0.3	0.3	0.2	0.2



(a) 確率密度特性 (線形座標表示)



(b) 累積分布特性 (信号強度を dB 値に変換; 累積確率も対数表示)

図8 多状態複合の4つのケース (設定は表1) における確率分布の Loo 分布使用と仲上 m 分布代用との比較

6. むすび

伝搬データの裏付けなく伝搬モデルを語ることは危ない話である。測定してみたらモデルに合わないの、この測定データはおかしいと言い出しかねない。筆者はミリ波の伝搬データを持たず、本モデルを具体的に評価できるデータも知らず、今回のレポートは、そういう危ない橋を渡っているかもしれない。しかしながら、地上系ミリ波伝搬のモデリングに関する基本的な考え方(=モデルの基本構造)は、LOS/SLOS 伝搬環境をサービス対象とする LMSS と共通するであろうと考えるのも自然である。そして、本レポートにおいて考察した伝搬モデルはその基本的な考え方の範疇に留まっている。

今後、伝搬モデルを実用的なものにして行くためには、以下に示す回線設計の考え方の整理(項目1~3)や実環境での伝搬測定(項目4~8)が必要である。

- 1) 想定される通信環境(市街地の見通し内環境からどこまでの劣化が許容できるか)
- 2) 端末の移動性(広範に移動するか、特定エリアでほぼ静止状態で使用するか)
- 3) 稼働率や回線設計の考え方(場所率と時間率の切り分け)
- 4) LOS, SLOS, NLOS の存在確率(場所率)
- 5) LOS 環境でのライスファクタの把握(MIMO でのマルチストリーム伝送が可能かどうか)
- 6) SLOS 環境での樹木、人体遮へいなどによる減衰量の確率分布
- 7) NLOS 環境における減衰量
- 8) LOS, SLOS での遅延プロファイルや到来角度分布

【Part 2 (YK-046) [29]へ続く】

参考文献

- [1] G. R. MacCartney, M. K. Samimi, T. S. Rappaport, "Omnidirectional path loss models in New York City at 28 GHz and 73 GHz," *Proc. IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, pp. 227-231, Sep. 2014.
- [2] M. Kim, J. Takada, Y. Chang, J. Shen, Y. Oda, "Large scale characteristics of urban cellular wideband channels at 11 GHz," *Proc. 9th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, pp. 1-4, 2015.
- [3] S. Deng, M. K. Samimi, T. S. Rappaport, "28 GHz and 73 GHz millimeter-wave indoor propagation measurements and path loss models," *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Workshop (ICCW)*, pp. 1244-1250, Jun. 2015.
- [4] S. Hur et al., "Proposal on millimeter-wave channel modeling for 5G cellular system," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 454-469, Apr. 2016.
- [5] T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, J. I. Tamir, "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1850-1859, Apr. 2013.
- [6] G. R. MacCartney, T. S. Rappaport, "73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile

- and backhaul communications in New York City,” *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 4862-4867, Jun. 2014.
- [7] T. S. Rappaport, R. MacCartny, M. K. Samimi, and S. Sun, “Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no.9, pp. 3029-3056, 2015.
- [8] M. Xiao, S. Mumtaz, Y. Huang, L. Dai, Y. Li, M. Matthaiou, G. K. Karagiannidis, E. Björnson, K. Yang, Chih-Lin I., and A. Ghosh, “Millimeter wave communications for future mobile networks,” *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, no. 9, pp. 1909-1935, 2017.
- [9] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang, “Overview of millimeter wave communications for fifth-generation ‘5G’ wireless networks, -With a focus on propagation models,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 65, no.12, pp. 6213-6230, 2017.
- [10] 3GPP, “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100GHz,” Technical report, 3GPP TR 38.901, v16.1.0, pp. 1-101, Dec. 2019.
- [11] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, no.3, pp. 122-127, 1985.
- [12] G. E. Corazza, F. Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 738-742, Apr. 1994.
- [13] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky, W. Papke, "The land mobile satellite communication channel: Recording statistics and channel model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 375-386, May 1991.
- [14] R. M. Barts, W. L. Stutzman, "Modeling and simulation of mobile satellite propagation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 375-382, Apr. 1992.
- [15] Y. Karasawa, K. Kimura, K. Minamisono, "Analysis of availability improvement in LMSS by means of satellite diversity based on three-state propagation channel model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 1047-1056, 1997.
- [16] F. P. Fontan, J. P. Gonzalez, M. J. S. Ferreira, A. V. Castro, S. Buonomo, J. P. Baptista, "Complex envelope three-state Markov model based simulator for the narrow-band LMS channel", *Int. J. Sat. Commun.*, vol. 15, pp. 1-15, 1997.
- [17] M. Rice, B. Humpherys, "Statistical models for the ACTS K -band land mobile satellite channel ", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, pp. 46-50, 1997.
- [18] A. Mehrnia, H. Hashemi, "Mobile satellite propagation channel: Part I: A new model and its performance", *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, pp. 2780-2783, 1999.
- [19] W. L. Vogel, G. W. Torrence, and H. Lin, “Simultaneous measurements of L- and S-band tree shadowing for space-earth communications,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, no.7, pp. 713-719, 1995.
- [20] A. Abdi, W.C. Lau, M.-S. Alouini, and M. Kaveh, “A new simple model for land mobile satellite channels: first- and second-order statistics,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 3, pp. 519-528, 2003.
- [21] 奥村善久他,” 陸上移動無線における伝搬特性の実験的研究,” 研実報、vol. 16, 9, pp. 1705-1764,

- 1967.
- [22] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Trans. Vehicul. Technol.*, vol. VT-29, no. 3, pp. 317-325, 1980.
- [23] J. Walfisch, H. L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, no. 12, pp. 1788-1769, 1988.
- [24] ITU-R, "Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radio communication systems and radio local area networks in the frequency range 300MHz to 100GHz," ITU-R Rec. P.1411-10, 2019.
- [25] 伊藤泰彦 (監修), *低軌道周回衛星通信システム (第6章: パーソナル衛星通信の電波伝搬)*, 電子情報通信学会, 1999.
- [26] L. J. Greenstein, D. G. Michelson, and V. Erceg, "Moment-method estimation of the Ricean-Factor," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 6, 1999.
- [27] 唐沢好男, *改訂 デジタル移動通信の電波伝搬基礎*, コロナ社, 2016.
- [28] 唐沢好男, "仲上・ライス分布の数値計算に関する留意点," 技術報告 (私報), TR-YK-042, 2020.
http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR_YK_042_Nakagami_Rice.pdf
- [29] 唐沢好男, "ミリ波伝搬チャネルモデリング: Part 2," 技術報告 (私報), TR-YK-046, 2020.05.
http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR_YK_044_mmWave_channel_modeling_Part_2.pdf