

[チュートリアル講演] 移動体衛星通信のための電波伝搬再入門

高田潤一†

† 東京工業大学 大学院理工学研究科
〒 152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1-S6-4
E-mail: †takada@ide.titech.ac.jp

あらまし 本講演では、主にはITU-R 勧告をベースとして、移動体衛星通信のための電波伝搬を理解するのに必要な基礎的理論を解説する。

キーワード 移動体衛星通信, 電波伝搬, ITU-R 勧告

Radiowave Propagation for Mobile Satellite Communications

Jun-ichi TAKADA†

† Graduate School of Engineering, Tokyo Institute of Technology
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8550, Japan
E-mail: †takada@ide.titech.ac.jp

Abstract This paper reviews the basic theory of the radiowave propagation for mobile satellite communications, mainly based on ITU-R recommendations.

Key words Mobile satellite communications, radiowave propagation, ITU-R recommendations.

1. はじめに

電波伝搬はデバイスや回路などとは異なり、人為的に制御することのできない自然現象である。特に、固定衛星通信やマイクロ波固定回線のように見通し伝搬路を前提としたシステムから、携帯電話や無線 LAN のように見通し外多重波伝搬路を前提としたシステムが無線通信の主流を占めるようになり、電波伝搬のメカニズムもより複雑となる。この制御不可能な電波伝搬を理解することは、方式設計や機器設計において非常に重要であると考えられる。本稿では、特に移動体衛星通信に焦点を当て、電波伝搬の基礎的な理論を解説する。

2. 伝搬環境とメカニズム

固定衛星通信のように見通し環境で変動の小さい無線システムにおいては、基本的には自由空間伝搬の仮定が成立する。ただし、周波数が低いと電離層の影響を受け、周波数が高いと雨や大気そのもののもつ減衰が無視できなくなる。

移動体衛星通信においては、必ずしも移動局から見て衛星の方向に見通しが確保できるとは限らない。特に見通しが遮られる場合、同程度の強さで複数の経路を経て電波が到来する多重波環境となる。主な伝搬メカニズムは、建物屋根における回折や、大地・建物表面などによる反射である。

本項では、主に ITU-R 勧告に基づいて、電波伝搬の基本メ

カニズムおよび移動体衛星通信に固有の伝搬モデルを紹介する。

3. 基本的な伝搬メカニズム

3.1 自由空間伝搬損失

自由空間における伝送利得 G は送信電力 P_t と受信電力 P_r の比として、

$$G = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (1)$$

と表される。ただし、 d は送受信アンテナ間距離、 G_t および G_r は送信アンテナおよび受信アンテナの電力利得、 λ は波長である。特に $G_t = G_r = 1$ の場合の G を自由空間伝搬利得 G_f といい、

$$G_f = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2)$$

で表す。通常は、利得の代わりに損失の形で表現し、

$$L_f = \frac{1}{G_f} \quad (3)$$

は自由空間伝搬損失となる。

自由空間伝搬損失は距離の 2 乗、波長の -2 乗に比例するが、このメカニズムは、次のように説明される。送信アンテナを中心とする半径 d の球面を考えると、この球面を通過する総電力は P_t で変化しない。したがって、単位面積当たりの電力は d^{-2} で減衰すると考えられる。一方、周波数を変えて同じ受

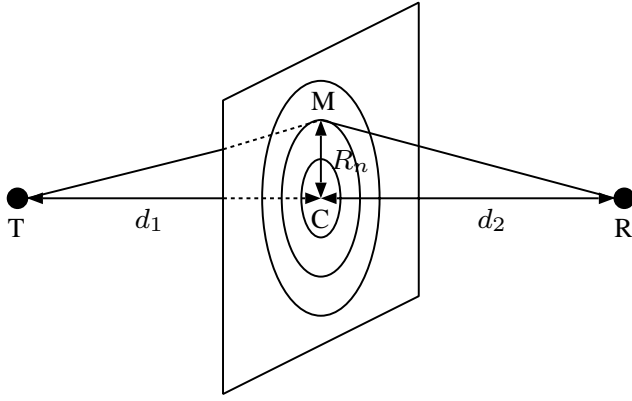


図1 フレネルゾーン
Fig.1 Fresnel zone.

信アンテナ利得を実現するためには、波長で測ったアンテナの大きさを等しくする必要がある。したがって、ある利得を実現する受信アンテナの面積は λ^{-2} に比例する。

基準値として周波数 1 GHz、距離 1 m における自由空間伝搬損失を求めると 32.4 dB となり、距離と周波数の積を 2 倍すると 6 dB、10 倍すると 20 dB 増加する。

3.2 フレネルゾーン

図1のように、送信点 T と受信点 R を結ぶ見通し線に垂直な平面を考える。この平面上の点 M が

$$\overline{TM} + \overline{MR} - \overline{TR} = \frac{n\lambda}{2} \quad (4)$$

を満足するとき、M の集合は見通し線と平面の交点 C を中心とし、半径

$$R_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (5)$$

の円となる。ただし、

$$d_1 = \overline{TC} \quad (6)$$

$$d_2 = \overline{CR} \quad (7)$$

である。半径 R_{n-1} から R_n の範囲の円環部を第 n フレネルゾーンとよぶ。なお、衛星通信においては

$$d_1 \gg d_2 \quad (8)$$

が成り立つので、

$$R_n \simeq \sqrt{n\lambda d_2} \quad (9)$$

と近似できる。

フレネルゾーンは、行路長差による位相変化が π 以内となる範囲を示しており、同一フレネルゾーンを通過する波は互いに強め合って合成される性質がある。このような性質から、フレネルゾーンは、見通し、反射、回折といった伝搬メカニズムに対して、重要な意味を持っている。見通しの有無は第1フレネルゾーン内に遮蔽物があるか否かで判断ができる。反射・回折に関しては次に述べる。

3.3 反 射

反射面が平坦と見なせるか否かは、レイリーの粗さの基準

$$g = \frac{4\pi\sigma_h}{\lambda \sin \theta} \quad (10)$$

の大小により判断される。 σ_h は第1フレネルゾーン内の起伏量の標準偏差、 θ は面の法線方向から測った入射角である。 $g < 1$ であればコヒーレント成分が卓越し反射面は平坦であると見なせる一方、 $g > 1$ であればインコヒーレント成分が卓越し反射面の起伏が無視できない。建物においては、柱や窓などマクロな起伏に対しては $g > 1$ となる場合があるが、壁面自体は通常 $g < 1$ を満足し平坦であると見なせる。また、路面に関してもミリ波領域にいたるまで $g < 1$ となる場合がほとんどである。

$g < 1$ の場合には、次に述べるフレネルの反射係数に対して、修正係数

$$\rho = \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) \quad (11)$$

を乗じたものが反射係数になると考えてよい。

反射面が平坦で、一様の誘電率を有するとみなせる場合には、フレネルの反射係数が適用される。

$$R_{\parallel} = \frac{n_{12} \cos \theta_{i1} - \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}}{n_{12} \cos \theta_{i1} + \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}} \quad (12)$$

$$R_{\perp} = \frac{\cos \theta_{i1} - \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}}{\cos \theta_{i1} + \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}} \quad (13)$$

ただし、 R_{\parallel} は入射面に平行な電界成分、 R_{\perp} は入射面に垂直な電界成分に対する反射係数、 $n_{12} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}}$ は媒質の屈折率、 θ は入射角である。式から明らかに θ の値が $\frac{\pi}{2}$ に近づくと R は偏波に関係なく -1 に漸近する。一例として、 $\epsilon = 5.0 - j0.1$ のコンクリートの正面方向での反射係数は -3.5 dB となる。

3.4 回 折

第1フレネルゾーンが遮蔽されてもすべての電力が遮蔽されるわけではなく、ホイヘンスの原理に従って遮蔽物の端部により回折が生じて一部の電力が到来する[3]。移動体衛星通信においては主な伝搬メカニズムとされている。

もっとも単純な回折モデルとして、図2に示すナイフエッジ回折がある。遮蔽の度合いを表す回折パラメタ ν を次のように定義する。

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (14)$$

なお、 ν はフレネルゾーンのインデクス n との間に、

$$\nu = \sqrt{2n} \quad (15)$$

の関係がある。 ν に対する回折損失を図3に示す。 $\nu = 0$ のとき、ちょうど見通し(コヒーレント成分)の半分が遮蔽されるので、損失は 6 dB となる。また、第1フレネルゾーンを遮蔽すると、損失は約 16 dB となる。なお、見通しが遮られる場合の回折損失 $J(\nu)$ dB は次の式で近似できる。

$$J(\nu) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1 \right) \quad (16)$$

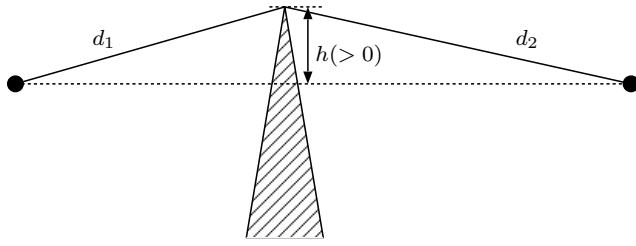


図2 ナイフエッジ回折モデル
Fig.2 Knife-edge diffraction model.

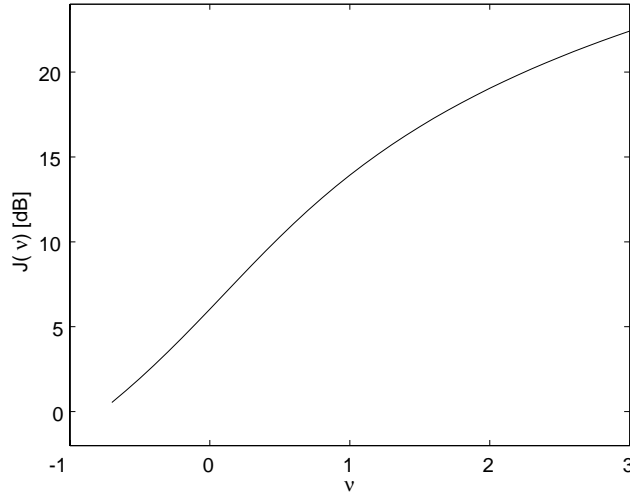


図3 ナイフエッジ回折損失(式(16))
Fig.3 Knife-edge diffraction loss (Eq. (16)).

ν の定義から明らかなように、同じ h の値であっても周波数が高くなるほど ν の値が大きくなるので、回折損失が増加する。高い周波数ほど影領域での減衰が大きくなる根拠はここにある。

4. シャドウイング

前節では基本的な伝搬メカニズムを説明したが、実伝搬環境で位置の関数として電力を測定すると、大きく2つの異なるスケールで変動が生じていることがわかる。より大きな周期の変動は建物や街路樹などのスケールで生じており、これらの物体による遮蔽状況の変動が原因と考えられるのでシャドウイングと呼ばれている。それよりも微細な変動は多重波の干渉によって生じるもので、波長オーダの位置変化に対して時には20 dBを超える大きな包絡線変動を生じ、マルチパスフェージングと呼ばれる。

シャドウイングは、周囲の構造物分布の変化によってフェージング変動の平均値が変化する現象を指している。移動体衛星通信の場合には、街路樹および建物による見通しの遮蔽が主なメカニズムである[4]。

5. フェージング変動とチャンネルモデル

特に散乱物が多数存在するような環境においては様々な経路を伝搬した多数の素波が到来し、これらがアンテナで合成されて受信機に入力する。到来波の位相関係によってレベルが大きく変動し、この現象をフェージングと呼んでいる。したがって、

フェージングチャンネルは、時間または位置に対する確率過程として表現される。移動体衛星通信におけるフェージングモデルとしては、以下の3つのモデルが提案されている[4]。

5.1 仲上-ライス分布

多重波環境中に、強い直接波が加わっている場合、受信信号の複素包絡線は、中心極限定理より、平均がこの卓越した到来波の複素振幅となるような複素ガウス分布に従う。このとき、振幅は次の確率密度関数で与えられる仲上-ライス分布に従う。

$$p(x) = \frac{2x}{M_{r,A}} \exp\left(-\frac{1+x^2}{M_{r,A}}\right) I_0\left(\frac{2x}{M_{r,A}}\right) \quad (17)$$

ただし、 $2\sigma^2 = M_{r,A}$ は散乱波成分の平均電力、 $x = 1$ は直接波の振幅、 $I_0(\cdot)$ は0次の第一種変形ベッセル関数である。直接波と散乱波の電力比

$$K = \frac{1}{M_{r,A}} \quad (18)$$

をライス係数と呼ぶ。

5.2 ルー分布

仲上-ライス分布における直接波成分が、樹木などによるシャドウイングによって対数正規分布に従うとすると、その合成成分はルー分布となる。

$$p(x) = \frac{6.930x}{\sigma M_{r,B}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{[20 \log z - m]^2}{2\sigma^2} - \frac{x^2 + z^2}{M_{r,B}}\right] I_0\left(\frac{2xz}{M_{r,B}}\right) dz \quad (19)$$

ただし、 m および σ はそれぞれ直接波成分の対数正規分布の平均及び標準偏差、 $M_{r,B}$ は散乱波成分の平均電力である。

5.3 レイリー分布

直接波が存在しない場合、受信信号の複素包絡線は中心極限定理より平均ゼロの複素ガウス分布に従う。このとき、振幅 x はレイリー分布

$$p(x) = \frac{2x}{M_{r,C}} \exp\left(-\frac{x^2}{M_{r,C}}\right) \quad (20)$$

に従う。ただし $M_{r,C}$ は平均受信電力である。

また累積確率分布、すなわちレベルが x_0 以下である確率 $P(x_0)$ は次のようになる。

$$P(x_0) = 1 - \exp\left(-\frac{x_0^2}{M_{r,C}}\right) \quad (21)$$

これを先に述べた仲上-ライス分布とともに図4に示す。10 dBのレベル変化に対して累積確率が1桁変化するのがレイリー分布の特徴である。

表1には、各フェージングモデルの推奨パラメタを示す[4]。

5.4 混合フェージングモデル

これらの3つのフェージング状態は、図5のように、移動に伴って交互に現れると考えられる。したがって、これをマルコフモデルとして表現し、各状態の継続時間は、仲上-ライス分布からルー分布への遷移が指数分布

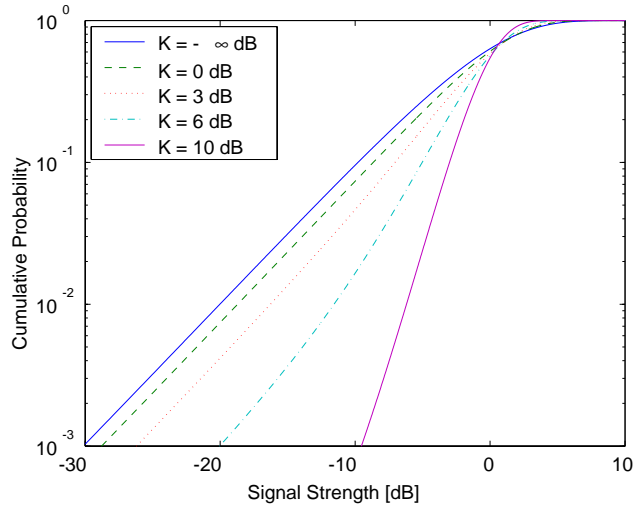


図 4 レイリーおよび仲上-ライス累積確率分布 (平均電力一定)
Fig. 4 Rayleigh and Nakagami-Rice CDF.

表 1 各フェージングモデルの推奨パラメタ

Table 1 Parameters recommended for fading models.

$M_{r,A}$ Urban	0.158 (-8 dB); $\theta = 30^\circ$ 0.100 (-10 dB); $\theta \geq 45^\circ$ inter- or extrapolation using dB values; $10^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$
Suburban	0.0631 (-12 dB); $\theta = 30^\circ$ 0.0398 (-14 dB); $\theta \geq 45^\circ$ inter- or extrapolation using dB values; $10^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$
$M_{r,B}$	0.03162 (-15 dB)
$M_{r,C}$	0.01 (-20 dB)
m	-10 dB
σ	3 dB

$$P_A(D \leq d) = 1 - \beta d^{-\gamma}, \quad (22)$$

ルー分布から仲上-ライス分布およびレイリー分布への遷移とレイリー分布からルー分布への遷移が対数正規分布

$$P_{B,C}(D \leq d) = \frac{1 + \operatorname{erf} \left[\frac{\ln(d) - \ln(\alpha)}{\sqrt{2}\sigma} \right]}{2} \quad (23)$$

で表されるモデルが提案されている [4]。ただし、 β および γ はシャドウイングの度合いを表すパラメタ、 σ は $\ln(d)$ の標準偏差、 $\ln(\alpha)$ は $\ln(d)$ の平均である。表 2 には推奨されているパラメタの値を示す。このようなモデルを使用すると、動的なチャンネル変動が表現できることになり、伝送シミュレーションなどへの利用が可能となる。

6. ま と め

移動体衛星通信の電波伝搬の基礎に関して、ITU-R 勧告に基づき解説した。より深い議論については、ハンドブック [1]、教科書 [2]、ITU-R の各種標準文書を参照されたい。

文 献

- [1] 細矢良雄 (監), 電波伝搬ハンドブック, リアライズ社, 1999.
- [2] 伊藤泰彦 (監), 低軌道衛星通信システム, 電子情報通信学会,

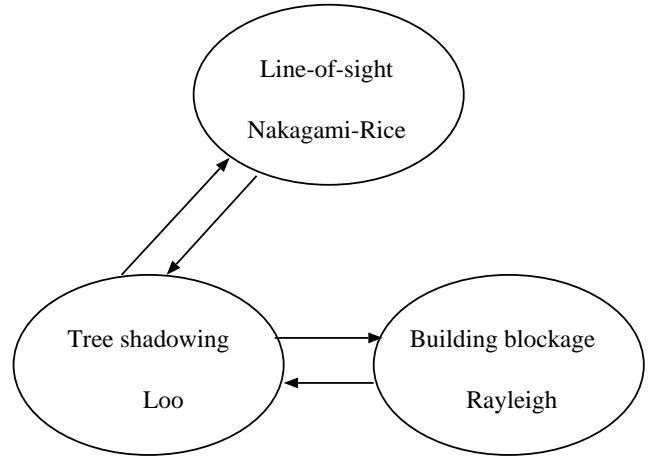


図 5 混合フェージングモデル
Fig. 5 Mixed fading model.

表 2 混合フェージングモデルの状態遷移パラメタ

Table 2 Parameters of state transition probabilities for mixed fading model.

	LoS		Shadowed		Blockage		Trans. Prob.	
	β	γ	α	σ	α	σ	$P_{B \rightarrow A}$	$P_{B \rightarrow C}$
Suberb (1)	0.88	0.61	1.73	1.11	2.62	0.98	0.65	0.35
Suburb (2)	0.83	0.66	1.89	0.93	3.28	1.04	0.65	0.35
Wood	0.60	0.84	2.05	1.05	1.55	1.02	0.42	0.58

1999.

- [3] Rec. ITU-R P.526-8, "Propagation by diffraction," 2003.
- [4] Rec. ITU-R P.681-6, "Propagation data required for the design of earth-space land mobile telecommunication systems," 2003.
- [5] Rec. ITU-R P.838-2, "Specific attenuation model for rain for use in prediction methods," 2003.
- [6] Rec. ITU-R P.1057-1, "Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling," 2001.