

# 電波伝搬の基礎理論

## BASIC THEORY OF RADIOWAVE PROPAGATION

高田 潤一

Jun-ichi TAKADA

東京工業大学 大学院理工学研究科 国際開発工学専攻

Department of International Development Engineering, Tokyo Institute of Technology

### Abstract

This paper describes the basic theory of the radiowave propagation. Special attentions are paid to relate the propagation characteristics and the design of the circuit and devices of radio and wireless equipments.

## 1 まえがき

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、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、通信機器を設計する観点からも非常に重要であると考えられるが、必ずしもデバイス・回路技術者が電波伝搬に関して精通しているとはいえず、スペックベースでの設計が主になってしまう。本稿では、特にデバイス・回路技術者を対象として電波伝搬の基礎的な理論を解説し、スペックがどこからやってくるのか考える手助けとしたい。

## 2 伝搬環境とメカニズム

衛星通信、テレビ放送、固定マイクロ波回線、FWA 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、周波数が高くなると伝搬媒質、具体的には雨や大気そのものもつ減衰が無視できなくなる。

携帯電話、MCA、FM 放送や地上波デジタル放送の自動車受信などでは、基地局（送信局）は建物高より高く、一方移動体（受信局）は建物より低い。このような環境は、移動通信においてはマクロセル環境とよばれ、ひとつの基地局は通常 500 m – 3 km 程度の半径をカバーする。MCA や放送波においては、さらに 1 桁程度広い範囲をカバーすることが多い。通常は見通しが遮られ、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。

PHS やホットスポットサービスでは、同じ屋外であっても基地局は建物高よりも低く、伝搬メカニズムも屋根超えではなく道路沿い伝搬が主となる。このような環境は 100 – 500 m 程度の規模ではマイクロセル環境、それ以下の大きさではピコセル環境とよばれる。建物側面における回折損失が大きいいため、見通し波および建物表面・看板・道路標識などによる反射・散乱が主な伝搬メカニズムとなる。

無線 LAN やコードレス電話など、主に屋内で使用されるシステムでも、屋外と同じように多重波環境となる。壁面における反射および透過、什器による散乱などが主なメカニズムとなる。

電波伝搬の捉え方は、技術者の立場によってかなり大きく異なるといえる。伝送方式の研究者にとっては、個々の伝搬路の決定論的な特性にはほとんど関心がなく、様々な伝搬環境をある程度妥当に表現できる数理モデルが重要である。一方、置局設計の技術者にとっては、実際にサービスを行う具体的なサイトにおいてサービス可能な範囲を正確に知ることが重要であり、確率モデルは初期値の設定には使えても、実際に基地局アンテナを置くときには、実験により、あるいはレイトレースなどのシミュレータにより個々の環境におけるカバレッジを評価しながら行うこととなる。本基礎講座の主題であるデバイス・回路技術者からのニーズは必ずしも明確なものであるとはいえないが、本稿では、周波数の影響、信号の絶対レベルおよびダイナミックレンジ、様々な変動の時定数など、回路の動作特性と特に関係がある項目に重点を置くことにする。

表 1: 降雨減衰係数 [dB/km] の周波数および降雨強度に対する変化

Freq. [GHz]	Rain rate [mm/h]		
	1	3	10
1	0.00	0.00	0.00
3	0.00	0.00	0.00
5	0.00	0.00	0.02
8	0.00	0.02	0.10
12	0.02	0.07	0.31
25	0.12	0.40	1.42
40	0.35	0.98	3.05
60	0.70	1.75	4.72
80	0.96	2.23	5.65

### 3 伝搬媒質による減衰

損失媒質中では、電波は指数関数的に減衰する。自由空間とはいっても、実際の伝搬路には大気があり、さらに天候によっては降雨があるため、これらはいずれも損失媒質として考慮する必要がある。

#### 3.1 大気による減衰

大気による減衰では、主として水蒸気と酸素による吸収が顕著である [6]。酸素による吸収は  $60 \pm 3$  GHz 程度の範囲で顕著となり、ピークでは 15 dB/km にも達する。水蒸気による吸収は 22 GHz をピークとし、水蒸気圧に比例する。

#### 3.2 降雨減衰

表 1 には降雨減衰係数  $\gamma$  [dB/km] の周波数と降雨強度に対する変化の例を示す [7]。1 mm/h は傘をささなくてもよい程度、3 mm/h は水溜りができる程度の小雨、10 mm/h はやや強い雨である。衛星系のように伝搬距離が長いものを別とすれば 10 GHz 以下では降雨減衰の影響はほぼ無視できる。一方、準ミリ波およびミリ波帯においては、周波数の増加に対して降雨減衰が急激に増加する。

## 4 基本的な伝搬メカニズム

### 4.1 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、 $\lambda$  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  $\lambda^{-2}$  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。

### 4.2 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、

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

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

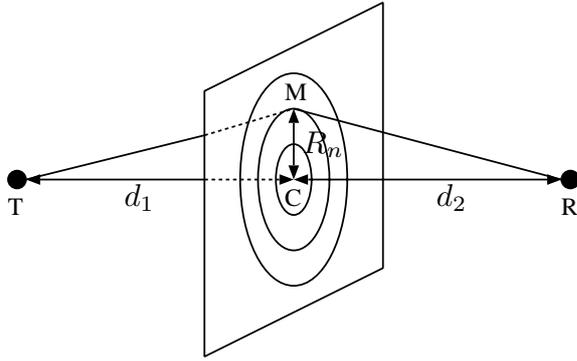


図 1: フレネルゾーン

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．

フレネルゾーンは，行路長差による位相変化が  $\pi$  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．

### 4.3 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

$$g = \frac{4\pi\sigma_h}{\lambda \sin \theta} \quad (8)$$

の大小により判断される． $\sigma_h$  は第 1 フレネルゾーン内の起伏量の標準偏差， $\theta$  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

$$\rho = \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) \quad (9)$$

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．

$$R_{\parallel} = \frac{n_{12} \cos \theta_{i1} - \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}}{n_{12} \cos \theta_{i1} + \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}} \quad (10)$$

$$R_{\perp} = \frac{\cos \theta_{i1} - \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}}{\cos \theta_{i1} + \sqrt{n_{12}^2 - \sin^2 \theta_{i1}}} \quad (11)$$

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， $\theta$  は入射角である．式から明らかに  $\theta$  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．

### 4.4 大地反射の 2 波モデル

図 2 のように，平面大地から高さ  $h_t$  および  $h_r$  の位置に，水平距離  $d$  の間隔で送信点と受信点を配する．このとき，受信点には直接波と大地反射波の 2 波が到来し，互いに干渉を生じる．前項で述べたように，距離がある程度離れると反射係数は  $-1$  に収束するので，受信電圧利得  $G_E$  は

$$G_E = \frac{\lambda}{4\pi d} |1 - \exp(jk\Delta l)| = \frac{\lambda}{2\pi d} \left| \sin \frac{k\Delta l}{2} \right|, \quad (12)$$

受信電力利得  $G$  は

$$G = G_E^2 \quad (13)$$

で表される．ただし， $\Delta l$  は行路長差で，

$$\Delta l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \simeq \frac{2h_t h_r}{d}, \quad (14)$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  は波数である．図 3 には受信電力利得の距離特性を示す． $\Delta l > \frac{\lambda}{2}$  となる範囲では，直接波と大地反射波が干渉してフェージングを発生しており，その平均値は

$$\langle G \rangle = \frac{1}{2} \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \quad (15)$$

となる．これに対して， $d$  が大きくなり  $\Delta l < \frac{\lambda}{2}$  の領域に入ると，直接波と大地反射波の行路長差は単調に 0 に近づくとため，両者が互いに打ち消しあって急激に減衰する． $\Delta l \ll 1$  の領域では，

$$\sin \frac{k\Delta l}{2} \simeq \frac{kh_t h_r}{d} \quad (16)$$

となるため，

$$G \simeq \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4}, \quad (17)$$

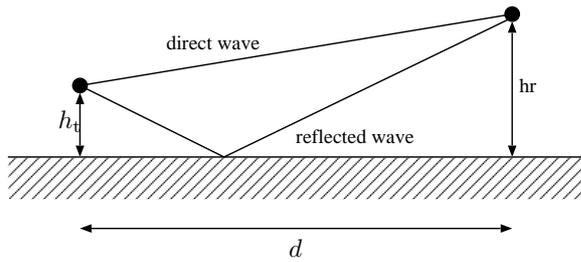


図 2: 大地反射の 2 波モデル

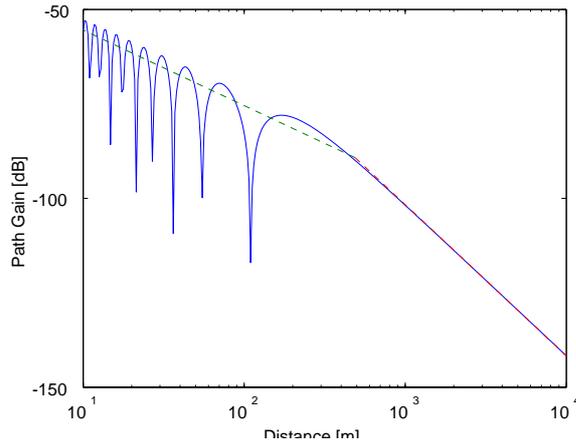


図 3: 大地反射の 2 波モデルによる受信電力利得の距離特性の例：周波数 2.0 GHz, 送信アンテナ高 5.0 m, 受信アンテナ高 1.65 m

すなわち  $G$  の傾きが自由空間伝搬の  $d^{-2}$  から  $d^{-4}$  へと急激に変化し、減衰が加速される。  $\Delta l = \frac{\lambda}{2}$  となる点は、ちょうど大地が第 1 フレネルゾーンにかかる点であり、この条件を満足する距離

$$d_{b1} = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (18)$$

をブレイクポイントという。あるいは、式 (15) と (17) の交点である

$$d_{b2} = \sqrt{2} k h_t h_r \quad (19)$$

をブレイクポイントと考えることもできる。

#### 4.5 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 [5]。マクロセルでは主な伝搬メカニズムとされている。

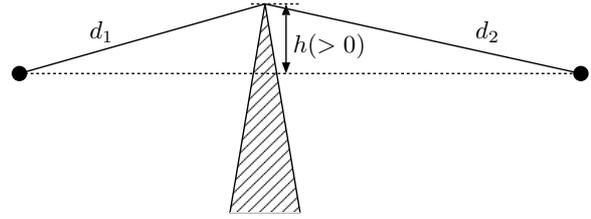


図 4: ナイフエッジ回折モデル

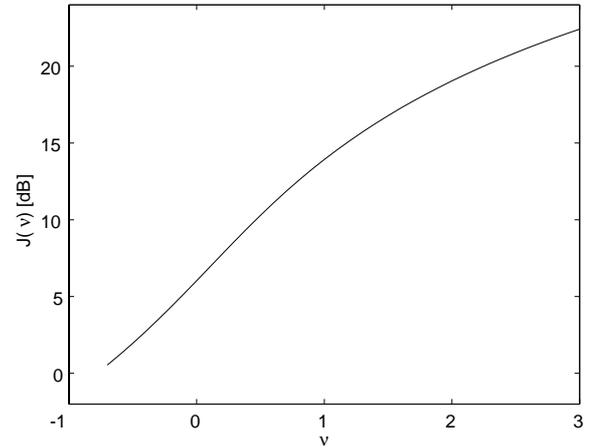


図 5: ナイフエッジ回折損失 (式 (22))

もっとも単純な回折モデルとして、図 4 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  $\nu$  を次のように定義する。

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (20)$$

なお、 $\nu$  はフレネルゾーンのインデクス  $n$  との間に、

$$\nu = \sqrt{2n} \quad (21)$$

の関係がある。 $\nu$  に対する回折損失を図 5 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。

$$J(\nu) = 6.9 + 20 \log \left( \sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1 \right) \quad (22)$$

$\nu$  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  $\nu$  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。

## 5 距離減衰とシャドウイング

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3つの異なるスケールで変動が生じていることがわかる。一番スケールの大きな変動は、送受信点間の距離によるもので、通常距離減衰と呼ばれているものである。よりマイクロな変動は建物サイズのスケールで生じており、周囲の建物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。一番微細な変動は多重波の干渉によって生じるもので、波長オーダー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。通常のシステム設計においては、距離減衰やシャドウイングはマクロなパラメータとして置局設計などに使用するのに対し、速い変動であるマルチパスフェージングは伝送方式の設計の際に考慮することが多い。

### 5.1 距離減衰

距離減衰の推定式は環境に大きく依存するため、本稿では代表的なものを紹介するに留め、詳細はITU-R 勧告 [9, 10, 11] を参照されたい。

前節で説明したように、大地反射の2波モデルにおいては、ブレイクポイントより手前で距離の2乗、ブレイクポイントより先で距離の4乗に比例した距離減衰特性が得られている。同様に、一般の環境における距離減衰も、通常は距離のべき乗で表されることが多い。従来よく用いられてきた奥村-秦モデルは、伝搬損失に関する膨大な実験結果から抽出した実験式であり、市街地における伝搬損失  $L_p$  [dB] を次の式で与えている [11]。

$$L_p = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log d \quad (23)$$

$$a(h_m) = (1.1 \log f - 0.7) h_m - (1.56 \log f - 0.8) \quad (24)$$

ただし、変数および適用範囲は次の通りである。

- $f$ : 周波数 [MHz] ( $150 < f < 2200$ )
- $h_b$ : 基地局アンテナ高 [m] ( $30 < h_b < 200$ )
- $h_m$ : 移動局アンテナ高 [m] ( $1 < h_m < 10$ )
- $d$ : 伝搬距離 [km] ( $1 < d < 20$ )

式 (23) の  $\log d$  の係数が距離によるべき乗則減衰のべきを表し、伝搬距離に対して3-3.5乗で減衰す

ることを示している。この値は自由空間よりは大きな値であり、伝搬路中の障害物による減衰の効果を表している。

奥村-秦モデルは伝搬距離1 km以上の距離を対象としているのに対して、COST 231 Walfish-池上モデルは20 mから5 kmの範囲での伝搬損失を推定する [10]。モデルの詳細の説明はここでは省くが、自由空間損失に加えて、屋根による多重回折損失、道路沿い建物による回折損失の3つの要素から構成されている。距離減衰の効果は、基地局高が平均建物高より大きい場合には3.8乗則に従うとしており、建物密度や周波数などによって全体のレベルが上下するモデルとなっている。

ストリートマイクロセルの場合、見通し内では大地反射の2波モデルが使用できる [10]。見通し外では反射損失と回折損失が複合したモデルが使用される [10]。

屋内伝搬は、屋外の場合と異なりサイト固有の影響が大きいが、距離減衰の形で大まかな推定を行う方法も提案されている [9]。

### 5.2 シャドウイング

シャドウイングは、周囲の建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。伝搬路が多数の散乱過程で構成されているので、ランダムな散乱係数の積で表現され、中心極限定理により対数正規分布

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (25)$$

に従う、と説明されることが多い。なお、 $r$  [dB] はシャドウイングを受けた受信信号の強度、 $\sigma$  [dB] はシャドウイングの標準偏差、 $\mu$  [dB] は距離減衰であり、すべてデシベル単位で表されている。ITU-Rのモデルでは、屋外の場合、占有帯域幅1 MHz以上の場合の標準偏差は5.5 dB、1 MHz以下の場合には周波数と環境に依存し、例えば市街地なら800 MHzでは標準偏差6.7 dB、2 GHzでは7.4 dB、郊外地であればそれぞれ1.7 dB増しとなる [11]。屋内では、1.8-2 GHzにおいて、住宅地で8 dB、オフィスおよび商業地では10 dB、5.2 GHzにおいて、オフィスで12 dBの値が推奨されている [9]。

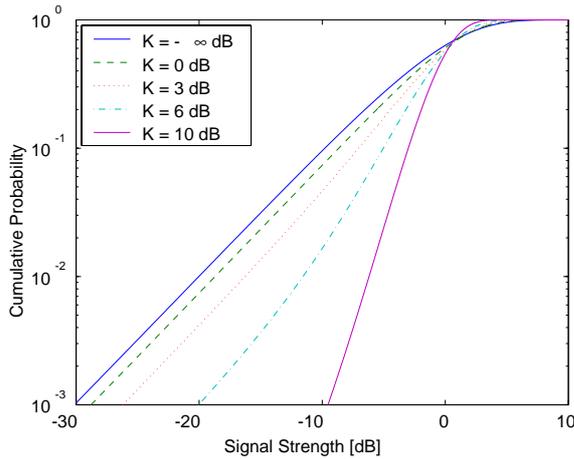


図 6: レイリーおよび仲上-ライス累積確率分布 (平均電力一定)

## 6 フェージング変動とチャネルモデル

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。

### 6.1 レイリーフェージング

見通し波のような卓越した到来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  $r$  はレイリー分布

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (26)$$

に従う。ただし  $\sigma^2$  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  $R$  以下である確率  $P(R)$  は次のようになる。

$$P(R) = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (27)$$

これを次に述べる仲上-ライス分布とともに図 6 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。

### 6.2 仲上-ライス分布

多重波環境中に、見通し波のような卓越した到来波が 1 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。

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right) \quad (28)$$

ただし、 $\sigma^2$  は多重波成分の平均電力、 $v$  は直接波の振幅、 $I_0(x)$  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

$$K = \frac{v^2}{2\sigma^2} \quad (29)$$

をライス係数と呼ぶ。なお、仲上-ライス分布の累積確率分布は解析的な形で表示できない。

図 6 にはレイリー分布とともに仲上-ライス分布の累積確率分布を示す。ライス係数が大きくなるほど傾きが急になる、すなわちフェージングによる急激な落ち込みの発生頻度が減少する。見通し外通信においては、多くの場合最悪値を想定しレイリー分布を使用するが、見通し内通信であれば仲上-ライス分布を想定することで信号の短時間のダイナミックレンジを小さく想定した設計が可能であろう。

### 6.3 ドブラ変動

フェージングの時間的変動の原因としては、端末の移動によるものと散乱体の移動によるものの両方が考えられる。移動通信においては前者の影響が支配的である一方、無線 LAN などを含む固定通信では後者の影響が支配的である。いずれの場合においても、チャネル変動の速さは最大ドブラ周波数

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (30)$$

で表される。 $v$  は、端末が移動するときには端末の移動速度、散乱体が移動するときには散乱体の移動速度、双方が移動するときには両者の移動速度の和である。多重波が個別にドブラ変動を受けるため、キャリア位相は単純なドブラシフトを受けるのではなく、キャリアがランダムな周波数変調をうけて、スペクトルが広がった状態となる。このため、ドブラ広がりによりキャリア位相が変動することをランダム FM という。

変復調の観点からは、復調に係る時定数  $T$  が  $f_d$  に対して無視できないほど大きい、すなわち

$$Tf_d > 0.01 \quad (31)$$

の場合には、チャンネルの時間的変動を考慮した復調方式が必要となる。例えば、 $T$  がフレーム長だとすれば、フレーム内ではチャンネル応答が一定であると見なせず、チャンネル応答の時間変動を考慮した復調が必要となる。さらに、 $T$  がシンボル長だとすれば、シンボル単位でキャリア位相に対する追従を行わないと軽減困難な誤りを生じる。特にシンボルレートが低い OFDM などにおいて問題が生じやすい。

## 7 広帯域伝送と遅延特性

前節では、伝搬路の遅延時間を考慮しない、いわゆる狭帯域チャンネルについて考察した。実際の伝搬路では、経路ごとにその行路長が異なるため、インパルス応答は時間広がりを持つ。インパルス応答の 2 乗集合平均値である電力遅延プロファイルは、見通し外成分に関しては遅延時間に対する単一の指数関数、もしくは複数の指数関数の和で表されることが多い。このような遅延特性を表すパラメータとしては、電力遅延プロファイルの遅延時間に対する標準偏差を表す遅延スプレッド  $\tau_s$  や一定の閾値で定義した最大遅延広がり  $\tau_{\max}$  などがある。遅延スプレッドがシンボル長  $T_s$  に比べて無視できない、すなわち

$$\frac{\tau_s}{T_s} > 0.1 \quad (32)$$

の場合には、遅延広がりによって生じる符号間干渉で、波形ひずみの影響が無視できなくなり、適応等化器の使用が必須となる。逆に CDMA ではチップ長  $T_c$  を

$$\frac{\tau_s}{T_c} \geq 1 \quad (33)$$

となるように設計し、相関受信により先行波、1 チップ遅延波、2 チップ遅延波、...、を分離して検波することができるので、これらの信号をダイバーシチ合成することで、フェージングによる伝送特性劣化を防ぐことができる。このような受信方式をレイク (rake, 熊手) 受信とよんでいる。

これに対応するように、遅延広がりが大きくなると、フェージングによる信号包絡線の変動は小さくなる。これは、伝送帯域内でのフェージングの周波数特性が平均化されるためである。例えば、文献 [12] では広帯域信号の包絡線変動が仲上  $m$  分布に従い、

パラメータ  $m$  の値が正規化遅延スプレッド  $\tau_s/T_c$  とともに増加するモデルを提案している。例えば、正規化遅延スプレッドが 1 の場合には  $m \simeq 3.6$  dB 程度となる。同じ平均電力に対して累積分布 1 % 値は約 13 dB も大きくなり、変動のダイナミックレンジが非常に小さくなることが判る。なお、詳細な議論は参考文献 [12, 13] に譲る。

## 8 回線設計とシステムのダイナミックレンジ

回路設計の立場から見ると回線設計で重要なパラメータは主に受信機に集中しており、最小信号強度、最大信号強度、瞬時変動幅などが考えられる。

最大信号強度・最小信号強度は、システムで設定したカバレッジ範囲を元に距離減衰にシャドウイングのマージンを加算して計算できる。回路的には、最大信号強度は受信 LNA の最大許容入力に対応し、最小信号強度は受信機雑音電力に伝送方式で要求される SNR をマージンを上乗せしたものとなる。最大信号強度と最小信号強度の比が大きい場合には、後段での A/D 変換のダイナミックレンジを確保するために AGC (automatic gain controller) を挿入し、対数増幅器と検波器で構成される RSSI (receiver signal strength indicator) により制御する。

瞬時変動幅は送信信号波形とフェージング変動特性によって決定されるもので、A/D 変換のダイナミックレンジに対応する。前述したように、広帯域信号ではフェージングによる信号レベルの変動を受けにくい、OFDM のように元の送信信号波形のダイナミックレンジが大きい場合には、受信機にも相応のダイナミックレンジが必要である。

## 9 アンテナと伝搬の関係

伝搬路とアンテナとの係わり合いについては別稿 [14] に譲るが、特に多重伝搬路におけるアンテナの取り扱い、見通し伝搬路における場合と異なり、アンテナ指向性と伝搬路の角度電力スペクトルとの相互作用で表されることを意識する必要がある。

## 10 まとめ

電波伝搬の基礎に関して、デバイス・回路技術との関連を意識しながら解説した。より深い議論につ

いては、ハンドブック [1]、教科書 [2, 3, 4]、ITU-R の各種標準文書を参照されたい。デバイス・回路技術者から電波伝搬研究に向けてのフィードバックを期待している。

## 参考文献

- [1] 細矢良雄 (監), 電波伝搬ハンドブック, リアライズ社, 1999.
- [2] 進士, 無線通信の電波伝搬, 電子情報通信学会, 年 .
- [3] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [4] R. Vaughan and J.B. Andersen, **Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications**, IEE, 2003.
- [5] Rec. ITU-R P.526-8, “Propagation by diffraction,” 2003.
- [6] Rec. ITU-R P.676-5, “Attenuation by atmospheric gases,” 2001.
- [7] Rec. ITU-R P.838-2, “Specific attenuation model for rain for use in prediction methods,” 2003.
- [8] Rec. ITU-R P.1057-1, “Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling,” 2001.
- [9] Rec. ITU-R P.1238-3, “Propagation data and prediction methods for the planning of indoor-radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz,” 2003.
- [10] Rec. ITU-R P.1411-2, “Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz,” 2003.
- [11] Rec. ITU-R P.1546-1, “Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz,” 2003.
- [12] A. Yamaguchi, K. Suwa and R. Kawasaki, “Received signal level characteristics for wide-band radio channels in line-of-sight micro-cells,” IEICE Trans. Commun., vol. E78-B, no. 11, pp. 1543–1547, Nov. 1995.
- [13] 閻, 小園, “移動通信の広帯域伝搬路における瞬時受信レベル分布特性の検討”, 進学論 (B), vol. J82-B, no. 8, pp. 1549–1558, Aug. 1999.
- [14] 高田潤一, “人体を含む携帯電話近傍上り/下り回線伝搬環境”, MWE 2004 Microwave Workshop Digest, Nov. 2004.