

《新連載》
電波伝搬 [全7回]
開講にあたって

ゲストエディター 高田潤一

通信・放送などの無線伝送システムは、今日の私たちの生活になくてはならないものとなっています。無線伝送システムにおいて、信頼性、電力効率、周波数利用効率などの性能を最大限に引き出すためには、無線伝送路としての電波伝搬の特質を十分に把握した上でシステム設計およびサービス設計を行う必要があります。

本講座では、無線伝送路としての電波伝搬を、専門外の人にもわかりやすく解説します。一口に電波伝搬といっても、利用する環境や周波数によって、その特性は大きく異なります。また受信機では、送信信号だけではなくさまざまな雑音も同時に受信し、特性の劣化を引き起こします。本講座では、電波伝搬の概論からスタートし、雑音の性質、次いで下は中波から上はミリ波までの広い周波数における電波伝搬の支配的要因を説明し、最後に移動および近距離という環境固有の伝搬メカニズムを扱います。参考資料として有効に活用できるように、ITU-R勧告などの標準文書を引用文献とするよう心がけ、第2回以降の執筆はそれぞれの分野の第一線で活躍する方々をお願いしています。

読者の皆さんが、この連載を通じて、電波の振る舞いを心の眼で捉えられるようになれば幸いです。

予定目次 (全7回)

(第1回) 電波伝搬の基礎理論	高田潤一 (東京工業大学)
(第2回) 電波雑音	石上 忍 (NICT)
(第3回) 短波帯, 中波帯の電波伝搬	九鬼孝夫 (国土舘大学)
(第4回) VHF帯, UHF帯の電波伝搬	北 直樹 (NTT)
(第5回) マイクロ波帯・ミリ波帯の電波伝搬	選定中
(第6回) 移動通信の電波伝搬	選定中
(第7回) 近距離の電波伝搬	選定中

電波伝搬の基礎理論

正会員 高田 潤一†

1. まえがき

無線伝送システムにおける電波伝搬は、アンテナや無線機とは異なり、人為的に制御することのできない自然現象である。衛星放送や地上デジタル放送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まで、多様な電波伝搬環境があり、電波伝搬メカニズムも環境によって大きく異なる。

この制御不可能な電波伝搬を理解することは、伝送方式や機器を設計する観点からも、サービスや置局を設計する観点からも非常に重要であると考えられる。

本稿では、次回以降の各論を理解するための準備として、電波伝搬の基礎的な理論を、電磁波と伝送路特性の二つの観点から概説する。

2. 無線伝送路＝アンテナ＋電波伝搬

無線伝送路 (radio channel) の特性は、送信機の出力端と受信機の入力端の間の伝達関数もしくはインパルス応答として表現される。すなわち、無線伝送路特性は主に送信アンテナ、電波伝搬路、受信アンテナの三つの要素で構成されることとなる。送信アンテナおよび受信アンテナが伝送システムを構築するデバイスとして設計あるいは制御可能であるのに対し、電波伝搬路は自然現象として制御不可能なものとして捉えられる。その数学的表現は後述するが、前半の電磁波の観点からの説明では純粋な電波伝搬路を、後半の無線伝送路の観点からの説明ではアンテナ特性を含む文字通りの伝送路特性を取り扱う。

3. 電波伝搬の環境とメカニズム

衛星放送、地上デジタル放送 (固定受信)、固定無線のように、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、HF

以下では電離層における反射、SHF 以上では雨や大気そのものの減衰を考慮する必要がある。さらに長距離の通信路においては、大気密度の高度分布に伴う屈折の影響も無視できなくなる。

VHF・UHF帯における移動体通信、FM放送や地上デジタル放送の移動受信などでは、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、移動体通信においてはマクロセル環境とよばれ、一つの基地局は、携帯電話では300 m～3 km程度、公共無線や放送においては数km～数10 kmの範囲をカバーする。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。

市街地における携帯電話やWiFi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100～300 m程度の規模でマイクロセル環境、それ以下の大きさではピコセル環境とよばれる。これらの環境では、遮蔽がなければ見通し波が卓越し、見通し外では建物表面・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。交差点では建物側面における回折損失が大きく、反射波が到達しない領域では急速に減衰する。

無線LAN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。

無線伝送路の捉え方は、利用する立場によって大きく異なる。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、さまざま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。

†東京工業大学 大学院理工学研究科 国際開発工学専攻
"Radiowave Propagation Channel (I): Fundamentals of Radiowave Propagation" by Jun-ichi Takada (Department of International Development Engineering, Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo)

4. 電磁波の伝搬

本節では、電磁波の主要な伝搬のメカニズムを紹介する。

4.1 フリスの伝送公式：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、

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

と表され、フリスの伝送公式として知られている。 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。

また、利得の代わりに損失の形で表現する場合も多く、 $L_f = G_f^{-1}$ は自由空間伝搬損失となる。

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

$$\overline{TM} + \overline{MR} - \overline{TR} = \frac{n\lambda}{2} \quad (3)$$

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

$$R_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (4)$$

の円となる。ただし、

$$d_1 = \overline{TC} \quad (5)$$

$$d_2 = \overline{CR} \quad (6)$$

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、式 (4) で d_1 、 d_2 の値を連続的に変化させると、フレネルゾーンは回転楕円体となることがわかる。

第 n フレネルゾーンは、行路長差による位相変化が $(n-1)\pi$ から $n\pi$ の範囲となる領域を示しており、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。

4.3 反射と屈折

図2に示すように、誘電率の異なる媒質1 (ϵ_1) と媒質2 (ϵ_2) が、無限に広い平面境界で接しているときに、媒質1から境界に向けて平面波が入射した場合を考える¹⁾。

境界面の法線と入射波の伝搬方向とで張られる平面を入射面と定義する。媒質1内部での反射波および媒質2への透過波の伝搬方向はいずれも入射面内となり、伝搬方向 θ_r 、 θ_t は入射方向 θ_i と次の関係にある。

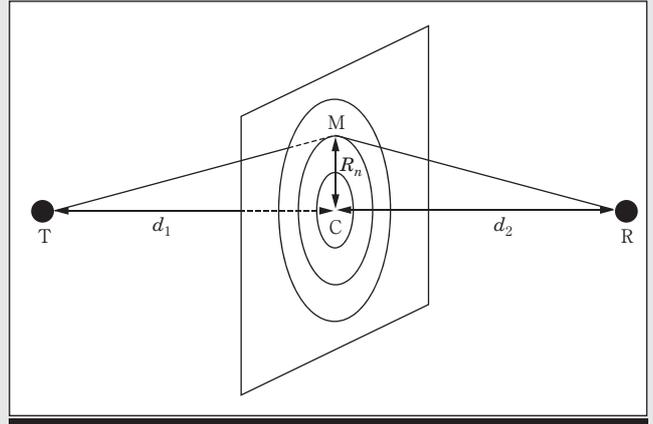


図1 フレネルゾーン

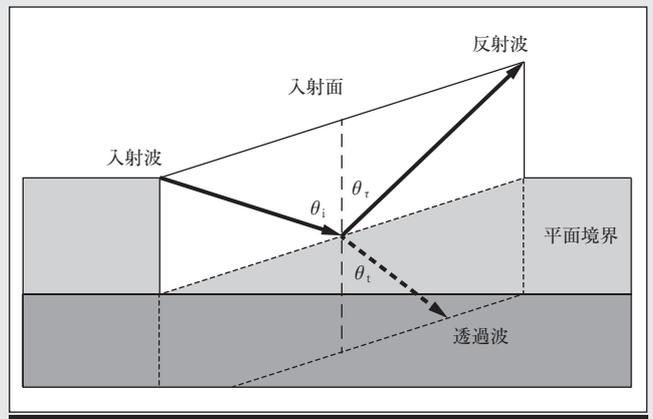


図2 平面境界における平面波の透過と反射

$$\theta_r = \theta_i \quad (7)$$

$$\sqrt{\epsilon_2} \sin \theta_t = \sqrt{\epsilon_1} \sin \theta_i \quad (8)$$

式 (7) は反射の法則、式 (8) はスネルの法則と呼ばれる。

電磁波は横波で、電界の向きを偏波と呼ぶが、反射と屈折に関しては、電界を入射面に平行な偏波成分と垂直な偏波成分に分離することができる。以下、平行な偏波成分を記号 \parallel 、垂直な偏波成分を記号 \perp で表す。入射電界 E_i に対する、反射電界 E_r 、透過電界 E_t の比を、それぞれ反射係数 R 、透過係数 T で表す。これらの係数は、それぞれの偏波に対して次のような式で表される。

$$R_{\parallel} = \frac{\epsilon_{r21} \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_{r21}^2 - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_{r21} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_{r21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (9)$$

$$T_{\parallel} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{r21}} \cos \theta_i}{\epsilon_{r21} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_{r21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (10)$$

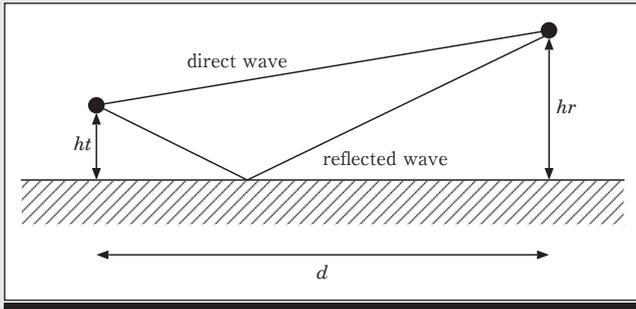


図3 大地反射の波モデル

$$R_{\perp} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r21}} - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r21}} - \sin^2 \theta_i}} \quad (11)$$

$$T_{\perp} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r21}} - \sin^2 \theta_i}} \quad (12)$$

ただし、 $\epsilon_{r21} = \epsilon_2 / \epsilon_1$ は媒質1に対する媒質2の比誘電率である。

式から明らかに θ の値が $\frac{\pi}{2}$ に近づくと偏波に無関係に R は-1に、 T は0に漸近する。

なお、送信点・受信点が境界から有限の距離にあり、境界面自体が有限の大きさの場合でも、送信点の境界面に対する鏡像点と受信点との間の第1フレネルゾーンの回転楕円体断面が境界面に含まれる場合には、自由空間伝搬利得に反射係数を乗じて反射波伝搬利得を計算することができる。

4.4 大地反射の2波モデル

図3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

$$G_E = \frac{\lambda}{4\pi d} |1 - \exp(jk\Delta)| = \frac{\lambda}{2\pi d} \left| \sin \frac{k\Delta}{2} \right| \quad (13)$$

受信電力利得 G は

$$G = G_E^2 \quad (14)$$

で表される。ただし、 Δl は行路長差で、

$$\Delta l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (15)$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ は波数である。図4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

$$\langle G \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \quad (16)$$

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に近づいたため、両者が互いに打ち消しあって急激に減衰する。 $\Delta l < 1$ の

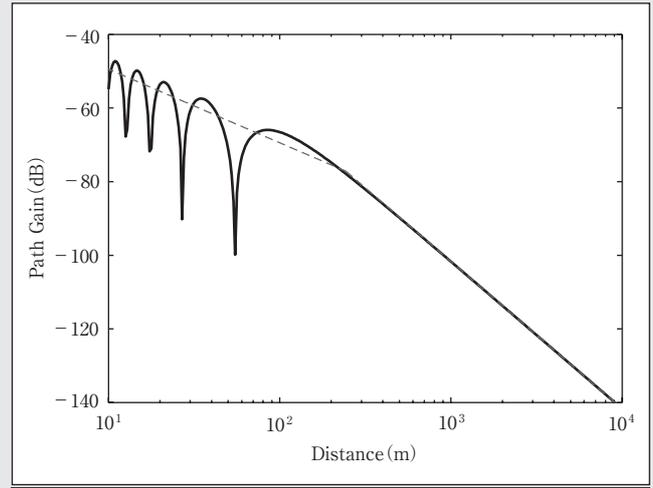


図4 大地反射の波モデルによる受信電力利得の距離特性
(周波数2.0 GHz, 送信アンテナ高5.0 m, 受信アンテナ高1.65 m)

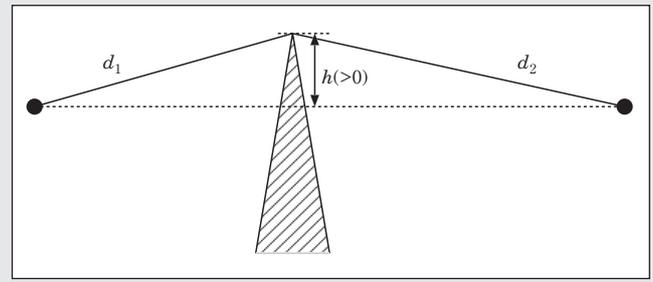


図5 ナイフエッジ回折モデル

領域では、

$$\sin \frac{k\Delta l}{2} \approx \frac{kh_t h_r}{d} \quad (17)$$

となるため、

$$G \approx \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (18)$$

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。式(16)と(18)の交点である

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

をブレイクポイントという。

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したが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。

もっとも単純な回折モデルとして、図5に示すナイフエッジ回折がある。回折損失 L_d は遮蔽の度合いを表す回折パラメータ v を引数とするフレネル積分で表される²⁾。なお、 v はフレネルゾーンの定義式(4)に $R_n = h$ を代入して求めたフレネルゾーン番号 n との間に、

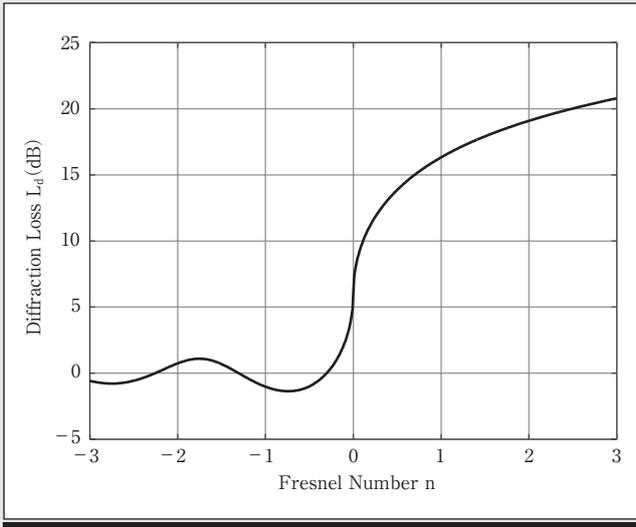


図6 ナイフエッジ回折損失

$$|v| = \sqrt{2|n|} \quad (20)$$

の関係があるため、 L_d を n の関数として図6のように求めることができる。

$n=0$ のとき、ちょうど見通し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。 n 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 n 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。

4.6 伝搬媒質の影響

特に遠距離の伝搬においては、媒質は真空と等価であるとみなすことができず、屈折、反射、減衰などの影響が現れる。本稿ではページ数の都合で詳細は省くが、次々回以降の個別の環境の中で説明がなされる予定である。

(1) 屈折・反射

大気圧は高度が上がるほど低くなることから、大気の誘電率は高度が上がるほど小さくなり真空に近づく。このため、長距離の陸上伝搬においては、大気による電波の屈折が観測される。地形や地平線による見通しの遮蔽や回折などを考慮する場合には、屈折の影響を等価地球半径の変化に置き換える手法が用いられ、通常大気下では実際の半径の4/3倍である8,500 kmが用いられる³⁾⁴⁾。

また大気圏のさらに上には、気体分子が電離してプラズマ状態で存在する電離層があり、電子密度と周波数との関係で、特に短波以下の周波数では屈折や反射が生じる。

(2) 減衰

損失媒質中では、電波は指数関数的に減衰する。

大気による減衰は準ミリ波以上の周波数で無視できなくなり、主として水蒸気と酸素による吸収が顕著である⁵⁾。酸素による吸収は60 GHz近辺に、水蒸気による吸収は22 GHz近

辺にそれぞれピークがあるが、全般的に周波数が高くなるにつれて増加する傾向にある。

降雨減衰は雨滴による散乱・吸収が原因で発生し、特に10 GHz以上の周波数で顕著となる。損失は降水量が大きいくほど増加するが、単純な比例関係にはなく、周波数および偏波によってその関係は異なる⁶⁾。

5. 伝送路としての電波伝搬

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、大きく三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、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、本稿では考え方を紹介するに留め、詳細は本連載の次々回以降に譲る。

前節で説明したように、大地反射の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。例えば、従来より非常によく用いられる奥村-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 が伝搬距離の3-3.5乗で減衰するとされている⁸⁾。この指数は自由空間よりも大きな値であり、伝搬路中の障害物による減衰の効果を表している。

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数mのオーダーで変化する現象を指している。実験より対数正規分布

$$p(r_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} \exp\left\{-\frac{(r_{dB} - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right\} \quad (21)$$

に従うことが知られている。なお、 r_{dB} はシャドウイングを受けた受信信号の強度、 σ_{dB} はシャドウイングの標準偏差、 μ_{dB} は距離減衰であり、すべてデシベル単位で表される。 σ_{dB} の値は環境によって大きく異なるが、市街地で5~8 dB⁹⁾、屋内で8~17 dB程度¹⁰⁾とされる。

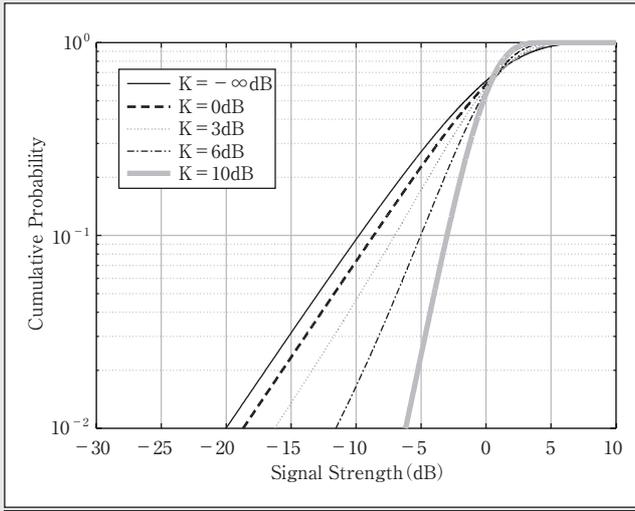


図7 レイリーおよび仲上-ライス累積確率分布(平均電力一定)

5.3 マルチパスフェージング

特に散乱物が多数存在するような環境においてはさまざま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、この現象をマルチパスフェージングと呼んでいる。

(1) レイリー分布

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

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (22)$$

に従う。ただし σ^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。

$$P(R) = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (23)$$

これを次に述べる仲上-ライス分布とともに図7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。

(2) 仲上-ライス分布

多重環境中に、見通し波のような卓越した到来波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。

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right) \quad (24)$$

ただし、 σ^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

$$K = \frac{v^2}{2\sigma^2} \quad (25)$$

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7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、多くの場合レベル変動の落ち込みの最悪値を想定しレイリー分布を方式設計に使用するが、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る。

5.4 広帯域伝送と遅延広がり

前節では、伝搬路の遅延時間を考慮しない、いわゆる狭帯域伝送路について考察した。実際の伝搬路では、経路ごとにその行路長が異なるため、伝送路のインパルス応答は遅延広がりを有する。インパルス応答の2乗集合平均値は遅延電力スペクトル(あるいは電力遅延プロファイル)と呼ばれる。このような遅延特性を表すパラメータとしては、遅延電力スペクトルの遅延時間に対する標準偏差を表すRMS遅延スプレッド τ_g や一定の閾値で定義した最大遅延スプレッド τ_{max} などがある。シングルキャリア伝送では、遅延広がり符号間干渉の原因となり、等化器を必要とする。遅延広がりを前提とした伝送方式の代表例がCDMAとOFDMである。CDMAでは、拡散符号の自己相関特性を用いて遅延成分を分離・合成することでダイバーシティ利得を得ている。OFDMでは、狭帯域キャリアを周波数領域で並列することでシンボル長を長くし、それでも無視できない遅延成分をガードインターバルで除去している。

遅延広がりが大きくなると、フェージングによる信号電力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。詳細な議論は文献11)12)に譲る。

5.5 高速伝送とドップラー変動

フェージングの時間的変動の原因には、端末の移動と散乱体の移動の二つがある。移動通信においては前者の影響が支配的である一方、固定通信では後者の影響が支配的である。端末が移動する場合のチャンネル変動の速さは最大ドップラー周波数

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} \quad (26)$$

で表される。 v は、端末の移動速度である。個々の多重波は、それぞれの伝搬方向と移動方向の内積に比例したドップラー変動を受けるため、キャリア位相は単純なドップラー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(ランダムFM)となる。このスペクトルの2乗集合平均値はドップラー電力スペクトルという。

変復調の観点からは、復調に関する時定数 T が f_d に対して無視できないほど大きい場合には、伝送路の時間的変動を考慮してキャリア位相に追従した受信方式が必要となる。

5.6 WSSUS チャンネルモデル

広帯域で動的なフェージング伝送路を、遅延電力スペクトルおよびドップラー電力スペクトルに基づいた定常複素ガウス過程でモデル化したものが広義定常無相関散乱モデル (WSSUS モデル) であり¹³⁾、ランダムな伝送路モデル構築の理論的な枠組みとなっている。

遅延時間 τ とキャリア周波数 f 、ドップラー周波数 f_d と時刻 t はそれぞれフーリエ変換対をなしており、それぞれよく似た確率的性質を有しているので、ここでは遅延時間とキャリア周波数を例に説明する。

伝送路の伝達関数の周波数特性を広義定常の確率過程で表現できると仮定する (WSS 仮定)。この確率過程には、レイリーフェージングを想定した平均ゼロの複素ガウス過程を用いることが一般的である。このとき、標本過程のフーリエ変換は遅延インパルス応答となる。遅延インパルス応答の各遅延時間における値は、ある電磁波の散乱プロセスを表していると考えられる。すなわち、異なる遅延時間における実現値は異なる散乱プロセスに対応し、これらは互いに無相関であると考えられる (US 仮定)。

これらの確率過程の自己相関関数のフーリエ変換は、ウィナー・ヒンチンの関係式により、それぞれ遅延電力スペクトルおよびドップラー電力スペクトルに一致し、これらは遅延インパルス応答およびドップラーインパルス応答の2乗集合平均となる。

そこで、平均がゼロ・分散が遅延電力スペクトルに一致するよう無相関の複素ガウス乱数を発生させて遅延インパルス応答を生成し、これをフーリエ変換することで広義定常の周波数伝達関数を発生することが可能となる (モンテカルロシミュレーション)。

同様の議論が、伝送路の時刻特性とドップラーインパルス応答にも適用できる。そこで両者を組合せて、広帯域の動的な伝送路モデル構築に用いることができる。

6. むすび

電波伝搬の基礎に関して、電磁波、伝送路の観点から説明した。より深い議論については、本連載の次回以降の記事のほか、ハンドブック¹⁴⁾、教科書^{15)~19)}を参照されたい。

また国連機関の一つである国際電気通信連合 (International Telecommunication Union) の無線通信部門 (Radiocommunication Sector) が発行している勧告 (Recommendation) は世界各国から集まった実務者・行政官により編纂されて

おり、随時更新されている。特に P (Radiowave propagation) シリーズは、さまざまな環境における電波伝搬特性を取り扱っており、実用的価値が高い。2010年からは、ITU の Web サイト²⁰⁾より無料でダウンロードできる。

なお、本稿は文献21) (©2004 IEICE) を大幅に加筆訂正したものである。
(2015年10月30日受付)

〔文 献〕

- 1) Rec. ITU-R P.2040-1: "Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz" (July 2015)
- 2) Rec. ITU-R P.526-13: "Propagation by diffraction" (Nov. 2013)
- 3) Rec. ITU-R P.310-9: "Definitions of terms relating to propagation in non-ionized media" (Aug. 1994)
- 4) Rec. ITU-R P.1812-4: "A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands" (July 2015)
- 5) Rec. ITU-R P.676-10: "Attenuation by atmospheric gases" (Sep. 2013)
- 6) Rec. ITU-R P.838-3: "Specific attenuation model for rain for use in prediction methods" (Mar. 2005)
- 7) Rec. ITU-R P.1057-1: "Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling" (2001)
- 8) M. Hata: "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 29, 3, pp.317-325 (Aug. 1980)
- 9) Rec. ITU-R P.1546-5: "Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3,000 MHz" (Sep. 2013)
- 10) Rec. ITU-R P.1238-8: "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz" (July 2015)
- 11) A. Yamaguchi, K. Suwa and R. Kawasaki: "Received signal level characteristics for wideband radio channels in line-of-sight microcells", IEICE Trans. Commun., E78-B, 11, pp.1543-1547 (Nov. 1995)
- 12) 関, 小園: "移动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", 信学論, J82-B, 8, pp.1549-1558 (Aug. 1999)
- 13) J.B. Proakis, Digital Communications, 5th eds., McGraw-Hill (2007)
- 14) 細矢 (監): "電波伝搬ハンドブック", リアライズ社 (1999)
- 15) 進士: "無線通信の電波伝搬", 信学会 (1992)
- 16) 唐沢: "デジタル移动通信の電波伝搬基礎", コロナ社 (2003)
- 17) 岩井: "移动通信における電波伝搬-無線通信シミュレーションのための基礎知識", コロナ社 (2012)
- 18) R. Vaughan and J.B. Andersen: "Channels", Propagation and Antennas for Mobile Communications, IEE (2003)
- 19) S. Salous: "Radio Propagation Measurement and Channel Modelling", Wiley (2013)
- 20) ITU-R Recommendations, <http://www.itu.int/pub/R-REC>
- 21) 高田: "電波伝搬の基礎理論", MWE 2004 Microwave Workshop Digest (Nov. 2004)



たかだ じゅんいち

高田 潤一 1992年、東京工業大学理工学部電気電子博士課程修了。千葉大学助手、東京工業大学助教を経て、2006年より、東京工業大学理工学部国際開発教授。2003年～2007年、NICT研究員(兼務)。電波伝搬・電波応用計測に関する研究のほか、情報通信技術の活用に係る国際開発プロジェクトに従事。IEEE シニア会員、正会員。

電波雑音

石上 忍†

1. まえがき

「雑音」という言葉には「音」という単語が含まれている*1。しかしながらこれに「電波」という言葉が上に重なると、多くの場合、音として聞こえるものではなくなってしまふ。そればかりか、この「電波雑音」は人間の目にも見えないため、その実体を想像しにくい。

そもそも「電波」という用語は、我が国の電波法¹⁾第2条において「電波」とは、300万メガヘルツ以下の周波数の電磁波をいう。」と定義されている。本来であれば「電磁波雑音」という言葉を使いたいところであるが、Googleによれば、「電磁波雑音」の検索件数が約1,030件なのに対し、「電波雑音」は約13,600件であるので、少なくとも本稿のタイトルについては、善(?)等しければ衆に従うことにする。

さて、一口に電波雑音と言っても、能々調べるとその発生原因はさまざまであり、またそれらを測定する方法についても周波数や強度などによって異なる。さらに「雑音」と「信号」とは何を持って区別するのか、電磁環境と電磁両立性とは何か、といった疑問もある。本稿では、それらについて概説する。

2. 電波雑音の種類

2.1 自然雑音

電波雑音を大きく2種類に分けると、自然雑音と人工雑音がある。自然雑音は自然現象によって発生する電磁雑音であり、主に次のようなものがある²⁾³⁾。

(1) 雷(空電)

雲間空電、対地空電(落雷)によって電磁雑音が発生する。周波数帯域はLF(長波)からUHF(極超短波)に及ぶ。遠距離伝搬では、電離層の影響を受けほとんどHF(短波帯)のみとなる。

*1 英語の“noise”ももともとは「音」に対し用いられた言葉である。ご承知のように、電磁波が発見されてまだ100年ちょっとしか経過していないので…。

† 国立研究開発法人情報通信研究機構 電磁波計測研究所

"Radiowave Propagation Channel (2): Radio Noise (Electromagnetic noise)" by Shinobu Ishigami (National Institute of Information and Communications Technology, Tokyo)

(2) 静電気放電 (ESD *2)

帯電した物体(人体を含む)同士が接近することにより強電界が作られ、空気の絶縁破壊が起こり放電が発生する。この放電によってSHF(サブミリ波)にまで及ぶ電磁界が発生する。主に帯電が起こりやすい冬季に発生しやすい。

(3) 宇宙からの電磁雑音

この雑音は幾つかに分類できる。まず太陽の黒点活動に伴う電波雑音、また太陽そのものから放射される電波雑音、さらに銀河系からの電波雑音である。太陽黒点活動に伴う地球の電離層電子密度の増大による通信障害や、放送衛星における、太陽輻射の電波雑音による通信回線の雑音レベルの上昇などの現象が問題となっている。また銀河系内外に存在する中性子星や超新星爆発などに伴う電磁波も微弱ながら地球に到来する。

(4) 熱雑音

抵抗体内の自由電子の不規則な熱振動によって生ずる雑音であり、回路の動作限界を決定する要素の一つである。回路における入力等価雑音電力 N_i は次式で与えられる。

$$N_i = kT\Delta f \quad (1)$$

ただし k はボルツマン定数[J/K]、 T は回路の絶対温度[K]、 Δf は雑音(信号)の帯域幅[Hz]である。この雑音は絶対温度に比例しているため、雑音レベルを低減させるには、回路(抵抗体)を冷却すればよい。微弱な電波を扱う電波遠望鏡の増幅器などでは、液体窒素で回路を冷却することがある。

2.2 人工雑音

われわれの身の回りにある電気・電子・通信機器、機械およびシステム、すなわち電気によって動作するものすべてが、レベルの大小はあれども電波(電磁)雑音が発生している。これらはすべて、人工雑音の発生源である。代表的な人工雑音の発生源を表1に記す。

2.3 ITU-R 勧告における周囲雑音

ITU-R *3では、電波雑音に関する勧告 ITU-R P.372⁴⁾が発行されており、第1版が発行された1951年より計12回の

*2 ESD: Electrostatic Discharge.

*3 ITU-R: International Telecommunication Union Radiocommunications Sector. 国際電気通信連合無線通信部門。

表1 人工雑音の例

電力線	架空線	送電線からの低周波電磁誘導による雑音。送電線に誘導した電磁雑音等の伝導および再放射。
	コロナ放電	導体および碍子沿面のコロナ放電による雑音。
	火花放電	不良碍子等による火花放電の雑音。
輸送	自動車	内燃機関のスパークプラグからの雑音。電気自動車やハイブリッド車におけるインバータ雑音。
	航空機	内燃機関による雑音。
	電車	架線とパンタグラフとの摺動による雑音。離線時のコロナ放電、IGBT*1やGTO*2などのVVVF*3インバータ制御装置の雑音。
工業	高周波利用設備	高周波加熱装置 (IHクッキングヒータ、電子レンジなど) からの雑音。
	放電加工機	アーク溶接機、高周波ウェルダなどのからの放電雑音。
	電動機	整流子電動機の摺動接点からの雑音。交流サーボ制御用波形に起因する雑音。
	インバータ制御	サイリスタ等を用いたパルス変調による電源等の制御装置から発する雑音。
医用電子機器	加温機器	ハイパーサーミアなど加温治療機器からのISM帯の雑音。
	電気メス	高周波大電流による雑音。
	MRI	数テスラの強磁界強度。
放送・通信	放送通信機器	ラジオ・テレビなどの放送、各種通信、携帯電話、レーダなど、その信号を必要としない機器にとっては雑音となる。特に近年の放送・通信のデジタル放送・通信は通信帯域が広く、したがって雑音の帯域も広い。
	不要輻射	送信機などが完全に動作していないために生じる、高調波、過変調、寄生振動などの不要輻射。
	スペクトラム拡散	通信方式の他、コンピュータのクロックなどにも利用されているが、他の機器には雑音。
電子機器	デジタル回路	クロック波形は矩形のため、スペクトルの広い雑音が放射される。近年は家電にもコンピュータが組込まれており、雑音源となっている。
	インピーダンス	回路内の多重反射を引き起こし定在波による雑音を引き起こす。
	コモンモード雑音	通信路の不平衡などにより、コモンモード雑音を引き起こす。
核パルス	NEMP*4/HEMP*5	高高度または地表の核爆発による強力で大帯域な電磁パルス。

*1 Insulated Gate Bipolar Transistor.
 *2 Gate Turn Off Thyristor.
 *3 Variable Voltage Variable Frequency. 可変周波数可変電圧制御。
 *4 Nuclear Electromagnetic Pulse. 核電磁界パルス。
 *5 High-altitude Electromagnetic Pulse. 高高度電磁パルス。

改訂が行われている。同勧告では、0.1 Hz から 100 GHz までの、自然雑音および人工雑音の ambient な電磁雑音 (周囲雑音) について、さまざまな環境や地域においてそのレベルを観測し、統計処理を行った結果をまとめたグラフが掲載されている。図1に同勧告における 10 kHz ~ 100 MHz

までの雑音レベル、図2に 100 MHz ~ 100 GHz までの雑音レベルをそれぞれ示す。ただし同図において、縦軸は雑音指数で表現されており、定義は次式の通りである。

$$F_a = P_n - B - 10 \log(kT_0) = P_n - B - 204 \text{ [dB]} \quad (2)$$

ただし P_n は等価無損失アンテナによって測定される雑音電力 [dBW], T_0 は基準温度 (290 [K]), B は受信システムの雑音電力帯域幅 [dB (Hz)] である。受信アンテナとして垂直モノポールアンテナを使用したとき、この雑音指数を電界強度 E_n に換算する式は次のようになる。

$$E_n = F_a + 20 \log f_{\text{MHz}} + B - 95.5 \text{ [dB}\mu\text{V/m]} \quad (3)$$

ただし f_{MHz} は雑音の中心周波数 [MHz] である。

図1において、A は1時間ごとの中央値で時間率 0.5% を超える大気雑音 (自然雑音), B は時間率 99.5% を超える大気雑音, C は静かな環境における人工雑音, D は銀河雑音 (宇宙からの雑音), E は都市部の人工雑音である。また、図2の A は都市部の人工雑音, B は銀河雑音, C は銀河中心へ極めて鋭い指向性の受信アンテナを向けたときの銀河雑音, D は静穏太陽, E は大気の雑音 (図中の角度は仰角), F は黒体輻射 (宇宙背景放射: 2.7 K) である。

また、同勧告における周波数 300 kHz ~ 250 MHz の人工雑音レベルを示したグラフを図3に示す。なお本測定は 1970 年代に米国で測定されたデータである。

同図において、A は都市部, B は住宅地, C は郊外, D は静かな郊外, E は銀河雑音のそれぞれのレベル中央値の周波数特性を示している。予想通り、都市部の電波雑音が一番大きく、住宅地、郊外と人口の減る方向に進むにつれ雑音レベルが小さくなっていることがわかる。縦軸の雑音指数について、式 (3) を用いて電界強度に換算を試みると、仮に雑音の帯域幅 B が約 10 kHz, 雑音の中心周波数が 10 MHz であったとき、雑音指数より 35.5 dB 減じた値が電界強度となる。例として、同図の A では 10 kHz で約 12.5 dB μ V/m となる。なお、このデータが取得されてからすでに 40 年以上が経過しており、その間の電子技術の進歩に伴うデジタル通信、インバータ雑音など広帯域の人工雑音が増え続けており、現在はこれらの値よりも全周波数帯域に亘り雑音レベルは上回っていることが予想される。

3. 電磁環境とは

3.1 EMC

電波雑音が、他の電気・電子機器や通信・放送に対し影響を及ぼさないのであれば、何ら問題になるものではないし、そもそも「雑音」とは呼ばれないであろう。しかしながら現実の人間社会では、自然雑音でさえも人間が作り上げた機器や通信システムに影響を及ぼしうる。

さて、英語圏ではこの問題を表現する用語として、EMC (ElectroMagnetic Compatibility) という述語が用いられる。日本語では「電磁両立性」という訳語に相当する。この電磁両立性の定義であるが、「周り (電子機器、無線通信など) に迷惑を掛けない (電磁妨害を与えない)、周りから迷惑を

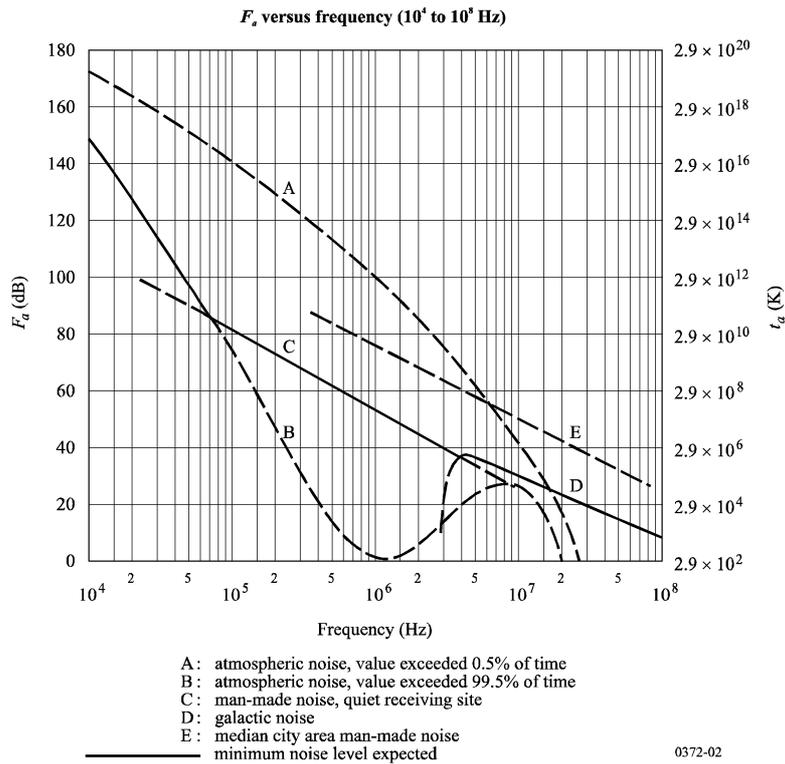


図1 ITU-R勧告P372における雑音レベル (10 kHz~100 MHz)

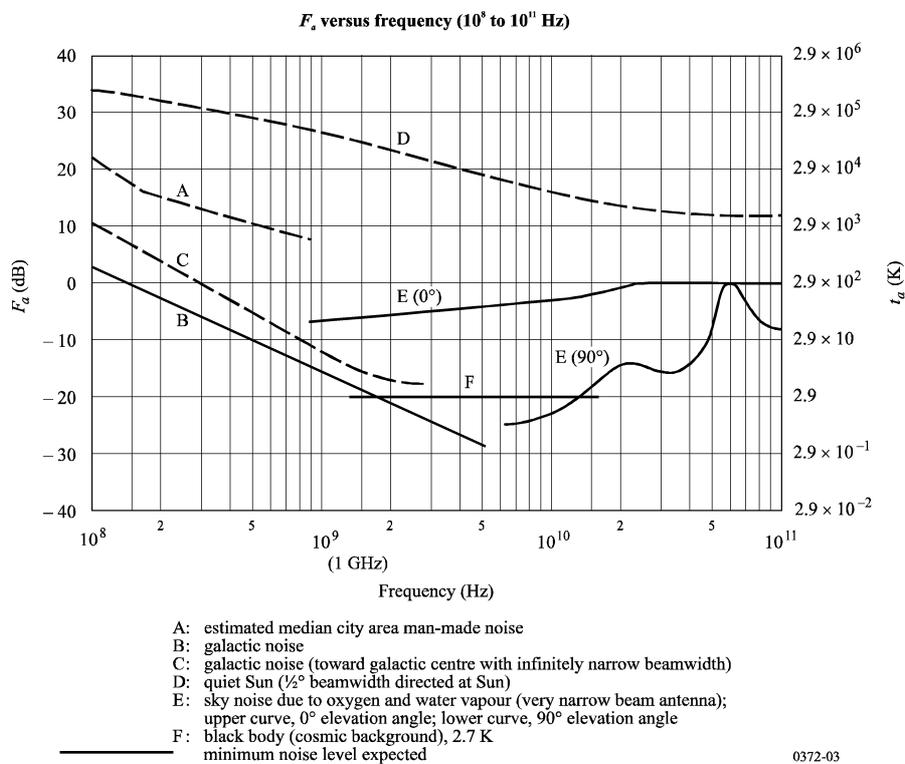


図2 ITU-R勧告P372における雑音レベル (100 MHz~100 GHz)

蒙らない (電磁干渉を受けない)」ということがうまくいっている場合、「電磁両立性」が確保されているということに

なる。そういう意味では、「電磁両立性」というのは、人類が発展させてきた文明における自然とのコンフリクト、あ

Median values of man-made noise power
for a short vertical lossless grounded monopole antenna

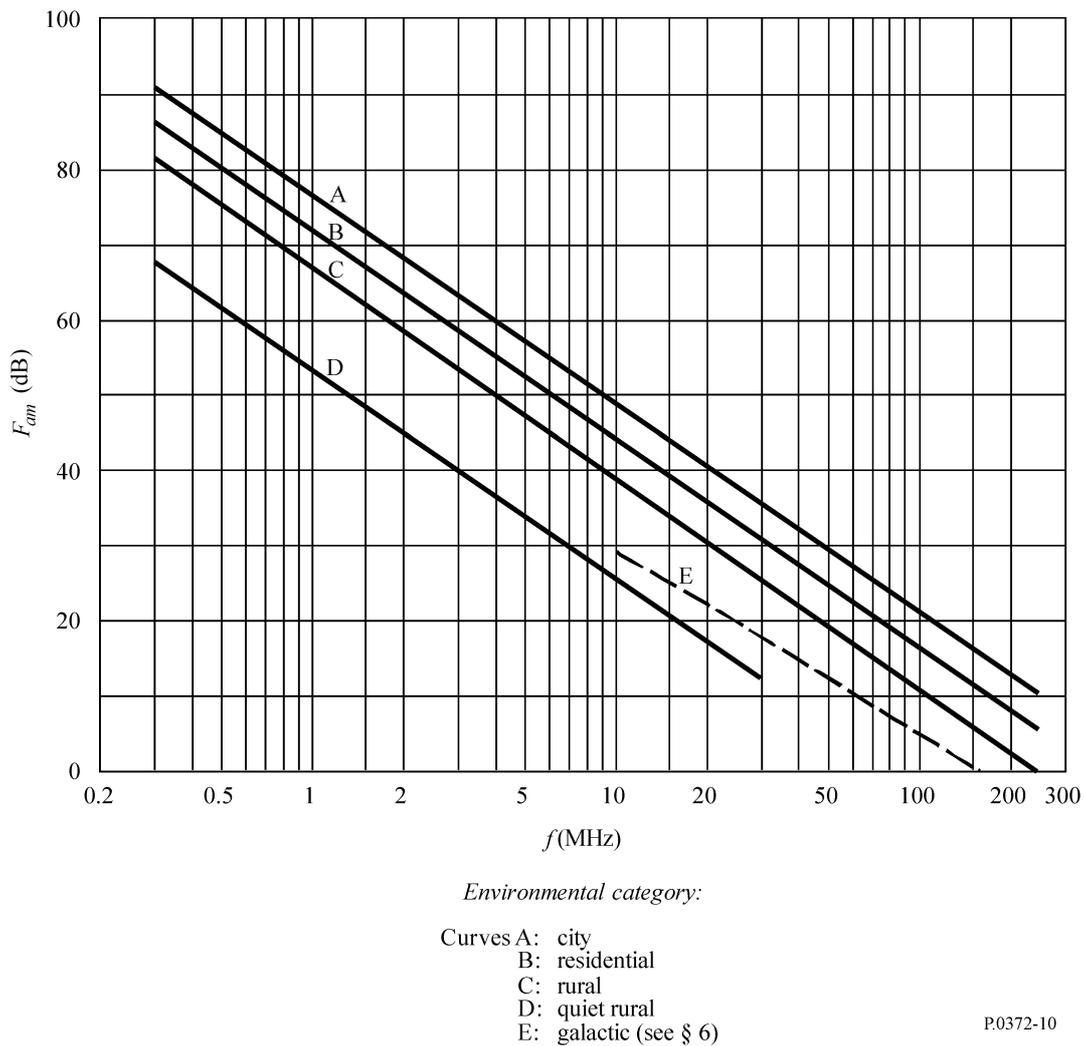


図3 ITU-R勧告P372における人工雑音レベル (300 kHz~250 MHz)

るいは人類自身が作り出した技術の自己矛盾ともいえる。

図4⁵⁾は、電磁波の人体への影響も含めた電磁両立性を概念図にしたものである。一方、しばしばEMCを「電磁環境」という言葉で表現していることもある。これは「電磁両立性を達成すべき環境」と考えてよいであろう。またEMCを「環境電磁工学」という日本語として使用している場合は、「電磁両立性を達成するために必要な学問的アプローチ」という意味になる。我が国では、「電磁両立性」、「電磁環境」および「環境電磁工学」、この三つをしばしば区別せず、「EMC」という単語で表現してしまうことがあるので、多少の注意が必要である。

3.2 電磁雑音の発生

例えば、ある電子機器から発生する電磁雑音が、他の機器に妨害を与える可能性がある場合、その雑音は電磁妨害波と呼ばれる。図5は電磁雑音の発生と分類を説明するため、例として、一般家屋とその周囲の電磁雑音の様子を示

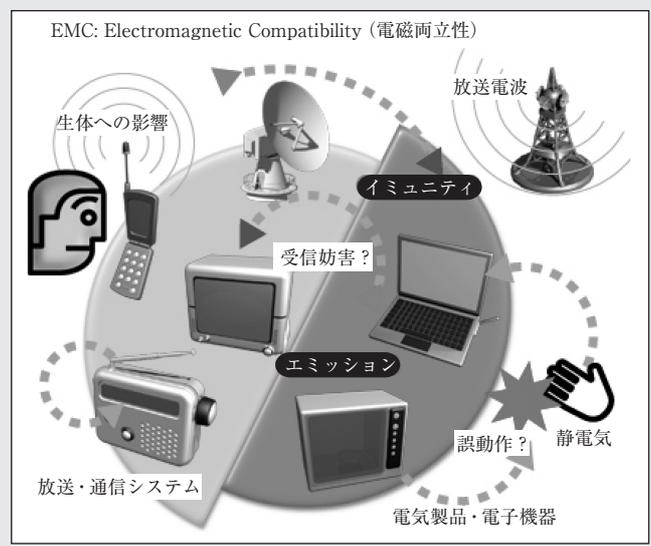


図4 電磁両立性の概念図⁵⁾

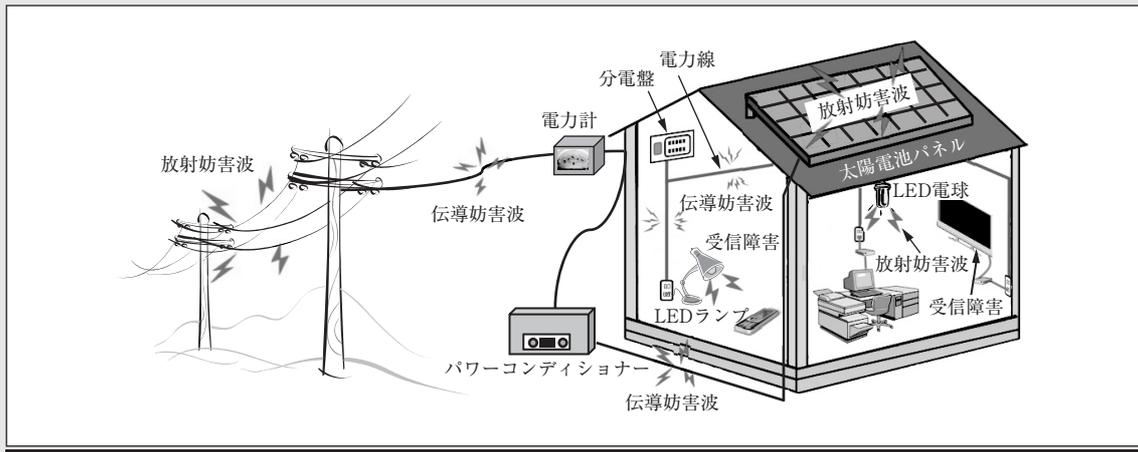


図5 電磁雑音の発生と分類

したものである。電子機器への電磁妨害波は主に2種類に分けられる。一つは伝導妨害波であり、例えば、同図のパワーコンディショナが電磁雑音源であったとき、太陽電池パネルからのDC電力を受けるための配線、あるいは電力計・分電盤を介し家屋内のAC電源線を経由して、伝導妨害波が伝搬する。またLED照明やパソコンなど、電気・電子機器から直接空間に電磁波が放射され、他の機器に妨害を与えるものを放射妨害波と呼ぶ。

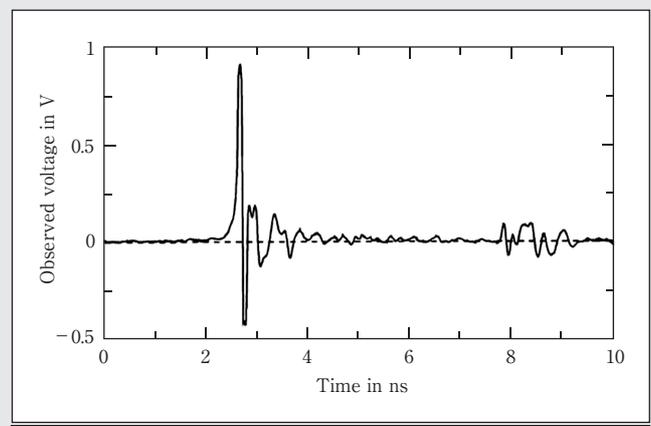
逆に他の電気・電子機器または通信機器が、これら伝導・放射の各妨害波を受けるとき、その妨害波に耐えて誤動作を起こさない能力を電磁耐性(イミュニティ)という。

なお、ここでは伝導妨害波と放射妨害波は分けて説明したが、実際には伝導妨害波を伝搬している電源線等から放射が起こるため、測定においてこれらを厳密に区別することは困難である。

3.3 電磁雑音の帯域と波形

電磁雑音には、周波数スペクトルの広さによって、狭帯域雑音と広帯域雑音とに分類できる。狭帯域雑音は、その多くが、割当てられた周波数で行う無線通信の電磁波が、場合によって電気電子機器に対し雑音になってしまう場合である。一方広帯域雑音は、静電気放電などの放電現象、インバータからの雑音などの他、近年特に普及が目覚ましいデジタル放送・通信などからの電磁波が挙げられる。広帯域雑音は、放電などの場合、図6のようにインパルス性の波形である。また地上デジタル放送や携帯電話などデジタル通信の場合、バースト状の波形となっている。

熱雑音のように振幅がランダムで発生し、その確率分布が正規分布に従うようなものをガウス性雑音という。それに対し、通常電磁雑音は、発生過程において確率分布が正規分布に従わないインパルス性雑音や、もともと意味のある通信信号として用いられているものが、他者にとって雑音となっているものが少なからず存在するので、必ずしもガウス性雑音とは限らない。しかしながら、非ガウス性の雑音であっても、それらが多数集まることで全体としては正規分布に近づく(中心極限定理)ものと考えられるので、

図6 インパルス性波形の例²⁾

あらゆる雑音が集合して形成されている図1や図2のような周囲雑音の場合には、その雑音は概ねガウス性とみなすことができる。

4. 電波雑音の測定方法

4.1 電磁波の測定

空間を伝搬している電磁波を測定するには、それが電波雑音であろうが無線通信であろうが、基本的には図7のように、電磁界センサ(またはアンテナ)によって電磁波を検出、電気信号に変換された信号を測定装置(受信機)で受信する方法が一般的である。極めて弱い無線通信のスプリアスや、宇宙から到来する微弱な電磁波を測定する場合には、同図におけるセンサ部として、パラボラアンテナなどの極めて利得の高いアンテナを使用することが多い。またランダムな雑音と、極めて微弱であるが意味のある信号とを分

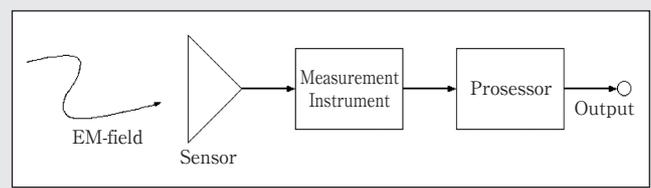


図7 電磁波の測定

離するために、同じ到来方向からの電磁波をある一定時間測定し、それらについて積算し相関を求めるなどの信号処理を行う部分がプロセッサ部である。

測定装置については、電磁波の周波数スペクトルを調べたい場合はスペクトラムアナライザ、時間波形を観測したい場合には、オシロスコープが使用されることが一般的である。また電磁界センサまたはアンテナについては、電磁界の強度および周波数によって使い分けられる。測定装置およびアンテナの具体例については、次節で述べる。

4.2 EMC測定法

各種の電子・電気機器等から発生する妨害波の許容値および測定法を定めたEMC国際規格は、IEC*⁴の特別委員会であるCISPR*⁵において策定されている。CISPRは、表2の通り6の小委員会から構成されている。

同表からもわかるとおり、A小委員会とH小委員会を除き、妨害電磁雑音を発生させる機器の種類ごとに小委員会が構成されている。したがって、機器の種類によって妨害波測定方法に多少の違いはあるが、基本的な測定法はA小委員会で作成する規格(CISPR 16シリーズ)で規定され、放射妨害波の場合、概ね図8のような配置および設備で行われる。

電気電子機器からの放射妨害波測定は、通常床面が金属の電波半無響室にて行われる。供試装置(放射妨害波の発生源)は、高さ80cmの非金属(木製または発泡スチロールなど)の台に載せられ、測定の間、回転台によって360°回転させら

表2 CISPRの小委員会と担務

A小委員会	無線妨害波測定および統計的手法
B小委員会	工業、科学および医療用高周波装置 (ISM装置) からの妨害ならびに電力線、高電圧および電気鉄道からの妨害
D小委員会	自動車および内燃機関に関する妨害および車載受信機の保護
F小委員会	モータおよび接点装置を内蔵している機器、照明装置および類似のものからの妨害並びにイミュニティ
H小委員会	無線通信保護のための妨害波許容値
I小委員会	マルチメディア機器等の妨害およびイミュニティ

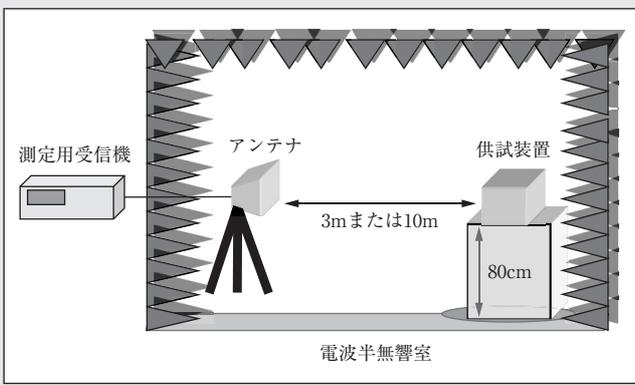


図8 放射妨害波測定方法

* 4 IEC: International Electrotechnical Commission:国際電気標準会議。

* 5 CISPR: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique. 国際無線障害特別委員会。

れる。測定アンテナは、周波数ごとに1mから4mまで高さを掃引し、妨害波の最大値を記録する。また水平偏波および垂直偏波の双方で測定を行う。測定用受信機は、スペクトラムアナライザ⁷⁾も使用可能であるが、通常はEMIレシーバと呼ばれる、妨害波測定用に特化した受信機が用いられる。

またアンテナについては、周波数によって使い分けられる。30 MHz未満は、通常は伝導妨害波測定のみが行われるが、放射妨害波測定を行う場合は、通常直径60 cm程度のループアンテナを用いる。30 MHzから200 MHzないし300 MHzまででは、バイコニカルアンテナ(図9上)というアンテナが用いられる。200 MHzないし300 MHzから1 GHzまでは、対数周期ダイポールアレイアンテナ(LPDA)が使用される(図9中)。1 GHz以上では、通常ダブルリッジドウェーブガイドホーンアンテナ(DRGH)というアンテナ(図9下)が使用される。これらはいずれも広帯域アンテナである。

一方、伝導妨害波測定に際しては、アンテナの代わりに、電源線の伝導妨害波測定には擬似電源回路網(AMN: Artificial Mains Network)、通信線の伝導妨害波測定にはインピーダンス安定化回路網(ISN: Impedance Stabilization networks)が使用される⁹⁾。いずれの回路網も、電源線あるいは通信線を伝搬している伝導妨害波を分離し、測定するものである。図10に、電源線の伝導妨害波測定の方法の一例を示す。

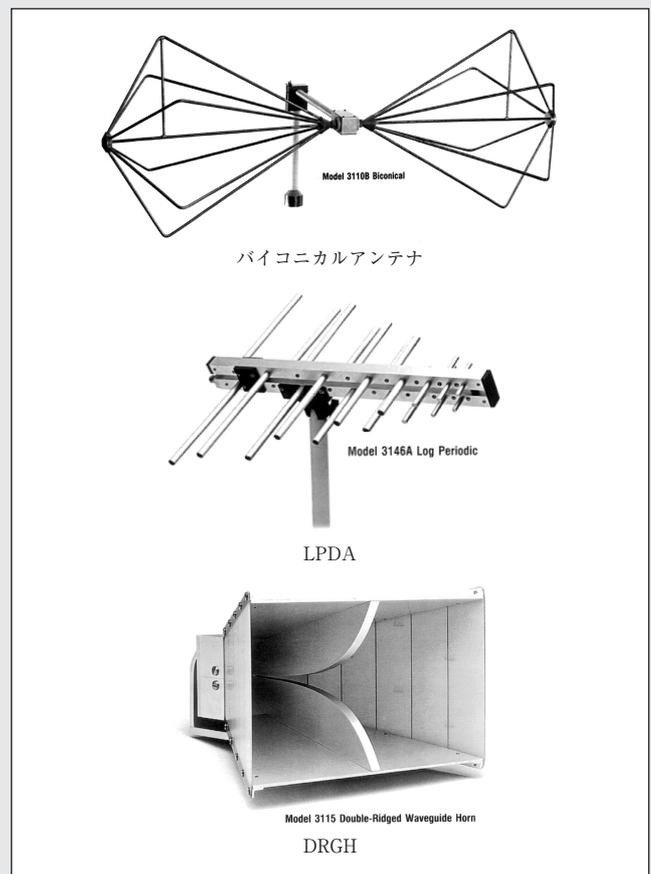


図9 市販の放射妨害波測定用アンテナの例

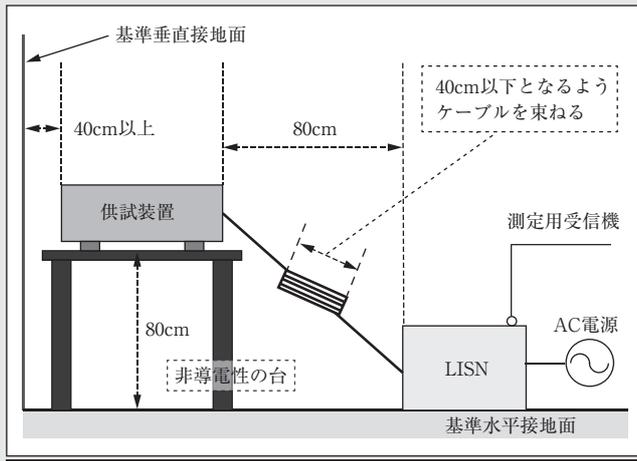


図10 伝導妨害波測定方法の一例

5. 電磁環境の分類

IEC TC77 (電磁両立性技術委員会) では、電磁環境の分類に関する技術報告書*6としてIEC/TR 61000-2-5¹⁰⁾を作成している。本技術報告書によると、妨害を受ける電気・電子機器あるいは通信機器に対し、電磁妨害波が侵入するポートが存在するという概念を導入している。図11はその概念図である。それによると、機器は大別して5個のポートを持っており、Enclosure portはきょう体からの放射妨害波の侵入、AC power portはAC電源線からの伝導妨害波、DC power portは直流電源からの伝導妨害波、Signal/Control Portは通信制御線からの伝導妨害波、Earth portは接地線からの伝導妨害波をそれぞれ表している。すなわちこれら5つのポートからの妨害波に対し、機器は仕様で定められた電磁耐性を持たなければならないということである。

また同技術報告書では、妨害を与える電磁波の種類やレベルの大きさの程度が地域ごとに異なることを考慮し、Location type (地域タイプ)として、以下の3種類に大別し、実際の電磁環境は、これら三つの組合せと考えている。またこれらの地域に存在するであろう機器、装置、システムの例についても記述している。

- (1) Residential (住宅地域)
- (2) Commercial/Public (商業/公共地域)：オフィスビル、宗教施設、駐車場、駅など

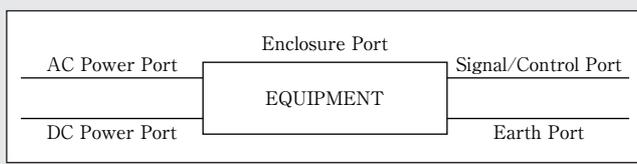


図11 電磁妨害の侵入ポート

*6 TR: Technical Report. 強制力のある国際規格 (IS: International Standard) ではないが、他の基本規格、製品群規格等を作成する際の参考になるもの。

表3 電磁妨害の分類 (一部を抜粋)

低周波伝導性妨害	<ul style="list-style-type: none"> - 高調波 - 電圧振幅変動, 電圧ディップ, 短時間停電 - コモンモード電圧 - 搬送信号電圧 - 低周波誘導電圧
低周波放射性妨害	<ul style="list-style-type: none"> - 磁界 - 電界
高周波伝導性妨害	<ul style="list-style-type: none"> - 伝導性連続波 (PLT) - 誘導された伝導性連続波 - 単方向性過渡妨害 - 振動性過渡妨害
高周波放射性妨害	<ul style="list-style-type: none"> - 放射性連続波 - 放射性変調波 (携帯電話, 携帯電話基地局, 医療用テレメータ, 免許不要無線局, ページャ, RFID, アマチュア無線, CBほか) - 放射性パルス波
静電気放電 (ESD)	

(3) Industrial (工業地域)

さらに、電磁妨害の種類として、表3のような分類がなされている。

6. むすび

本稿では、電磁/電波雑音について、その概念、および「電磁環境」の考え方、発生原因による分類、測定方法、IEC, CISPR, ITU-Rなどの国際規格や勧告などについて概説した。非常に雑駁な話で恐縮だが、読者に対し多少なりとも知識の助けになっているならば、幸甚の至りである。

(2015年12月27日受付)

[文献]

- 1) 電波法, 法律第三十一号 (1950)
- 2) 電磁波の吸収と遮蔽 (6.1節), 日経技術図書 (1989)
- 3) 清水, 杉浦共著, 電磁妨害波の基本と対策, コロナ社 (1995)
- 4) Recommendation ITU-R P372-12 (2015)
- 5) <http://emc.nict.go.jp/general/general.html>
- 6) 石上: “インパルス性過渡電磁界の時間領域における測定技術”, 静電気学会誌, 39, 2, pp.65-70 (2015)
- 7) CISPR 16-1-1, Ed.3.1 (2010)
- 8) <http://www.ets-lindgren.co.jp/>
- 9) CISPR 16-1-2, Ed.2.0 (2014)
- 10) IEC/TR 61000-2-5, Ed.2.0 (2011)



いしがみ しのぶ
 1992年、電気通信大学大学院電子工学専攻博士前期課程修了。同年、電気通信大学電気通信学部電子工学科助手。1999年、郵政省通信総合研究所 (現 (国研) 情報通信研究機構) 入所。現在、同機構電磁波計測研究所研究マネージャ。IEC ACEC (電磁両立性諮問委員会), TC77 (電磁両立性技術委員会) WG13, CISPR (国際無線障害特別委員会) A分科会各国際委員。博士 (工学)。

中波帯，短波帯の電波伝搬

正会員 九鬼孝夫†

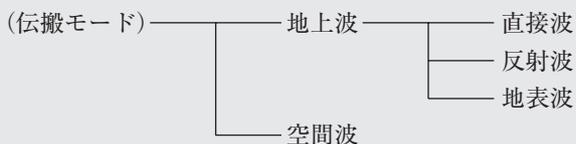
1. まえがき

中波（Middle Frequency: MF）帯，短波（High Frequency: HF）帯は，3 THz以下の周波数の電磁波と定義される電波¹⁾の中では比較的低い周波数の帯域である。MFは，300 kHzから3 MHzまでの周波数（波長にすると100 mから1,000 m）の電波とされ，電波の伝搬状態が比較的安定していて遠距離まで届くため，主にAMラジオ放送や船舶・航空通信用として利用されている。またHFは，3 MHzから30 MHzまでの周波数（10 mから100 mの波長）の電波で，地表と電離層の繰り返し反射により地球の裏側まで長距離の通信ができるので，遠洋船舶や国際線航空機の通信，国際ラジオ放送，アマチュア無線などに広く利用されている²⁾。

このように，電波の利用は，それぞれの周波数帯での電波伝搬特性と密接な関わりがあり，それらの特性を知ることが重要である。本稿では，MF帯とHF帯の電波伝搬について，その特徴を解説する。

2. 電波の伝搬モード

伝搬媒質や経路による電波の伝わり方により，電波の伝搬モードを次のように分類することができる³⁾。



直接波は，送信アンテナから放射された電波が受信アンテナに直接伝搬する伝搬モードである。反射波は，送信アンテナからの電波が大地から幾何光学的に反射して受信アンテナに到来する電波で，広い意味で解釈すれば構造物からの反射電波も含められる。地表波は，大地あるいは海面などの表面に沿って伝搬する電波で，MFの伝搬はこれに

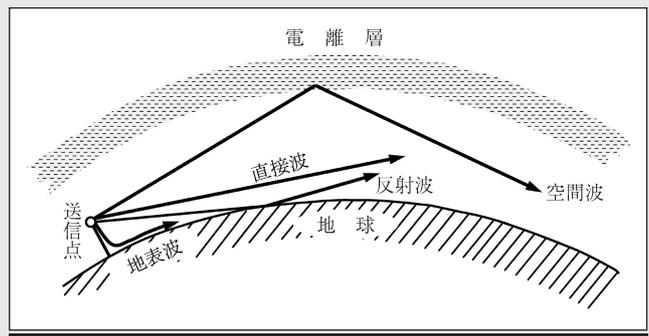


図1 電波伝搬モード³⁾

該当する。これら三つは，大地や海面，地物に影響される伝搬モードで，放送や移動通信などの伝搬に対応し，総称して地上波（Ground Wave）と呼ばれる。

空間波（Sky Wave）は，送信アンテナから放射された電波のうち，高角放射成分が上空の電離層により反射して再び下降してくる電波である。4章で詳しく説明するとおり，電離層の高さや電子密度などの条件によって伝搬の状況が支配されるため，電離層波とも呼ばれる。電離層での電波の反射により見通し外の遠距離まで伝搬できるので，MFおよびHFでは重要な伝搬モードとなる。

以上の伝搬モードを，図1に示す。

3. 地上波の伝搬

3.1 均質媒質上の電波伝搬

まず，図2に示すような平面大地上の伝搬を考える。自由空間に置かれた微小ダイポールからの距離 d 離れた場所における放射電界強度 E は，送信高 h_t ，受信高 $h_r \ll d$ の条件のもとで近似的に，

$$E = E_0 \left| 1 + R e^{-jk_0 \Delta d} + (1 - R) F(p) e^{-jk_0 \Delta d} \right| \quad (1)$$

で与えられる^{4)~8)}。

ここで， R は大地の反射係数， E_0 は自由空間電界強度であり， W を送信電力， λ を電波の波長， d を送受信点間の距離， r_1 ， r_2 を直接波と反射波の伝搬距離とすれば，

† 国士舘大学 理工学部

"Radiowave Propagation Channel (3): Radiowave Propagation in the MF and HF Band" by Takao Kuki (School of Science and Engineering, Kokushikan University, Tokyo)

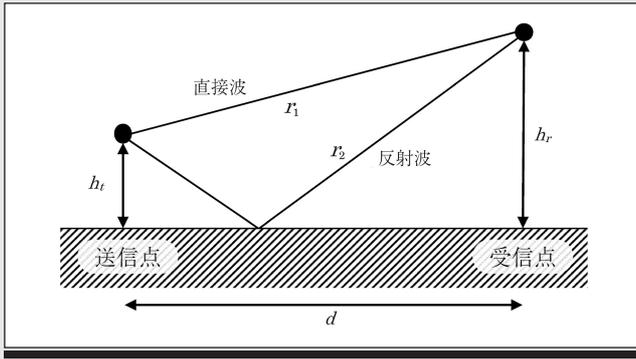


図2 平面大地上の伝搬の様子

$$E_0 = \begin{cases} \frac{3\sqrt{5W}}{d} & (h_t > 0) \\ \frac{3\sqrt{10W}}{d} & (h_t = 0) \end{cases} \quad (2)$$

$$\Delta d = r_2 - r_1 \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (3)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4)$$

$$F(p) = 1 + j\sqrt{\pi p} e^{-p} \operatorname{erfc}(-j\sqrt{p}) \quad (5)$$

$$p = \begin{cases} \frac{j\pi d \epsilon_s - 1 - j60\lambda\sigma}{\lambda (\epsilon_s - j60\lambda\sigma)^2} & (\text{垂直偏波}) \\ \frac{j\pi d}{\lambda} (\epsilon_s - 1 - j60\lambda\sigma) & (\text{水平偏波}) \end{cases} \quad (6)$$

である。F(p)はdの増加とともに減衰するので減衰関数と呼ばれ、またpはdに比例するので数値距離といい、大地の比誘電率ε_sや大地の導電率σといった大地の電気特性に大きく影響を受ける値である。

3.2 MF帯HF帯の地上波伝搬

式(1)に示す放射電界強度において、最初の2項は直接波と反射波に相当し、第3項は大地の存在によるじょう乱電界によるもので、表面波の伝搬モードに相当する。MF帯やHF帯の電波では、波長が比較的長くh_t=h_r=0とみなせるので、r₁=r₂=dかつR=-1となる。このため、式(1)の最初の2項は打ち消し合い第3項のみが残る、

$$E = E_0 |2F(p)| \quad (7)$$

となる。これより、大地に沿って伝搬する表面波は、大地の電気特性の影響を大きく受けることがわかる。したがって、MF帯HF帯の電波伝搬特性を把握するためには、大地の電気特性を知る必要がある。図3(106ページ参照)にはいろいろな条件での大地の電気定数の周波数特性⁹⁾を、図4(107ページ参照)には大地の導電率の分布を示す地図¹⁰⁾を、表1には日本の大地の電気特性の例¹¹⁾を示す。

表1 日本の大地の電気特性の例

区別	導電率σ (s/m)	比誘電率ε _s
陸上		
山岳地帯	0.001	15
丘陵地帯	0.002	15
平野地帯	0.005	15
海上	5	80

さらに、垂直微小モノポールアンテナを完全導体地表面において1kWの送信電力を加えたときの、大地の電気特性がσ=3×10⁻³s/m、ε_s=22におけるHF帯以下の電界強度計算例¹²⁾を図5(108ページ参照)に、大地のいろいろな電気特性における周波数1MHzの電界強度計算例¹²⁾を図6(108ページ参照)に示す。

図3から図6に示すデータはITU-RのRecommendationから引用したもので、MF帯HF帯電波の電界強度の計算値は、これらの文献を引用すると容易に求めることができる。また、ITU-RのWebサイト¹³⁾には地表波の電界強度を計算するプログラム(GRWAVE)も提供されており、自由に利用することができる。

4. 空間波の伝搬

4.1 電離層

地球の上層大気中には、大気が太陽から放射されるX線や紫外線を吸収して電離し、自由電子と陽イオンのプラズマとなって存在している層がある。これを電離層という。電離層の電子密度は、時間や場所により大きく異なり、地上からの高さ60km付近から電子密度は増大しはじめ、80~90km程度で電子密度が急激に増大する。図7に電離層の電子密度分布の一例を示す^{3) 7)}。電離層は、電子密度の分布状態から、最下層がD層、高さ110km付近での極大部分がE層、さらに上層の200~300km付近をF層と分類される。

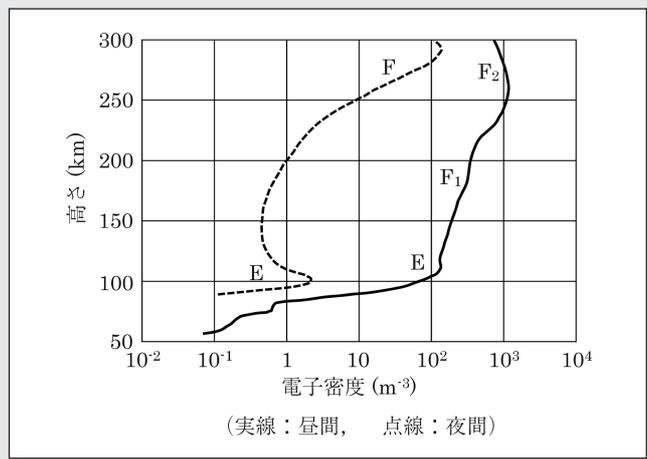


図7 電離層の電子密度分布³⁾

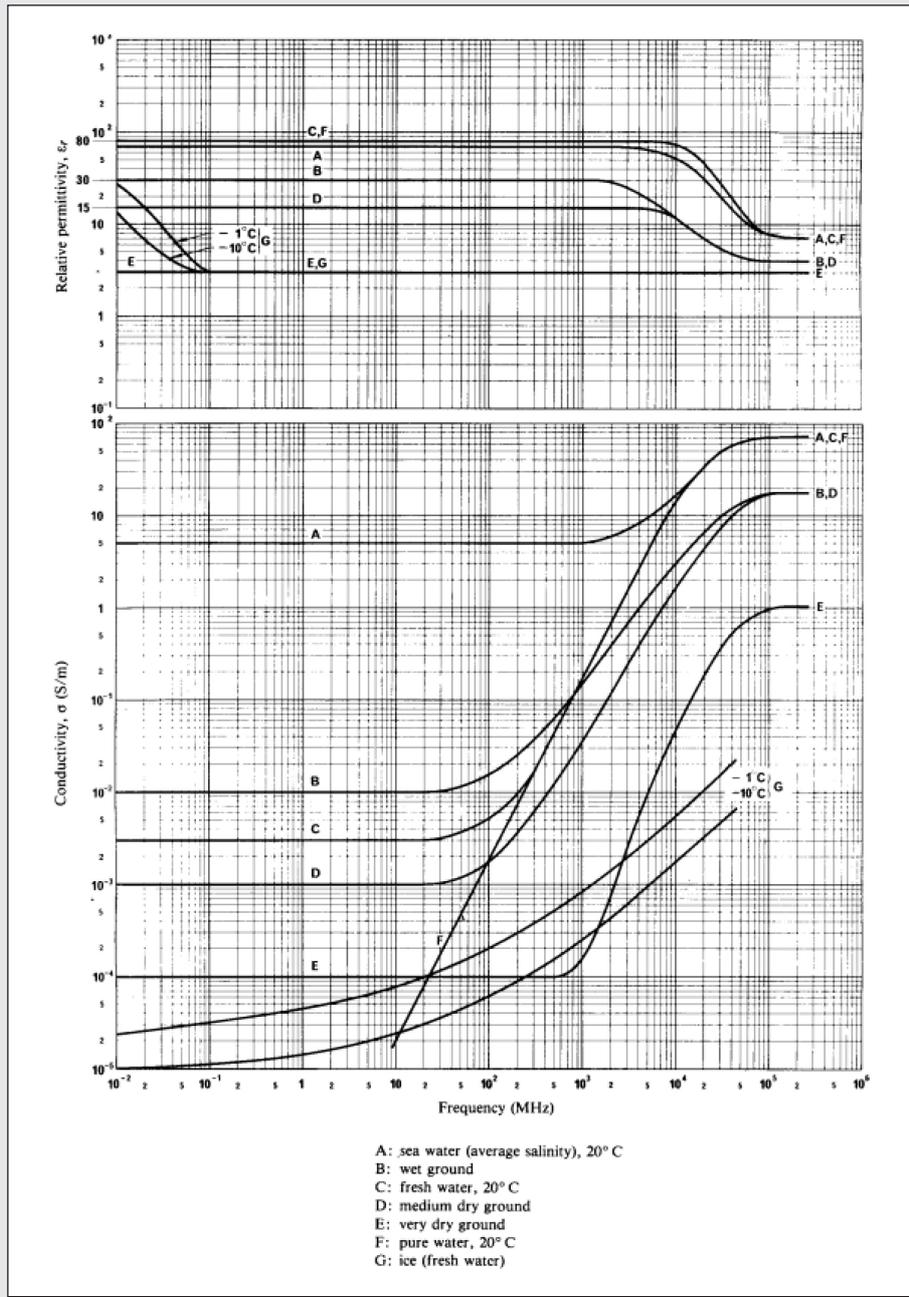


図3 大地の電気定数の周波数特性⁹⁾

D層は、昼間だけに存在し、夜間には消失する。図7からわかるように電子密度が小さいので、後述するようにMF帯やHF帯の電波は反射されることはなく、減衰を伴って通過する。またD層には、E層やF層にみられるような電子密度の極大部分が存在しないことが多く、E層下部に連続的につながって存在する。

E層は、電子密度がD層より数十倍大きい、夜間には昼間に比べて2桁近く減少する。高さ100～110 km付近には電子密度の極大が認められ、この値はE層最大電子密度と呼ばれる。E層最大電子密度は、日周、季節、太陽黒点周期などにより変化し、さらに地域分布のあることが知られている。

F層は、電子密度がE層より数十から数百倍大きく、HF帯の電波をよく反射する。また、冬季を除いて昼間にF₁とF₂の二つの層に分かれる。F₂層にはつねに電子密度の極大が認められ、この値をF₂層最大電子密度と呼ぶ。F層の電子密度も、時間や季節、太陽黒点周期による変化や地域分布があるが、その変化や分布はE層に比べて非常に複雑である。

4.2 電離層内の電波伝搬

4.2.1 電離層の屈折率

電離層はプラズマの気体であるので、電波の伝搬媒質として屈折率 n を定義できる。簡単のため、地球磁場と電離層内での気体粒子間の衝突を無視できるとすると、

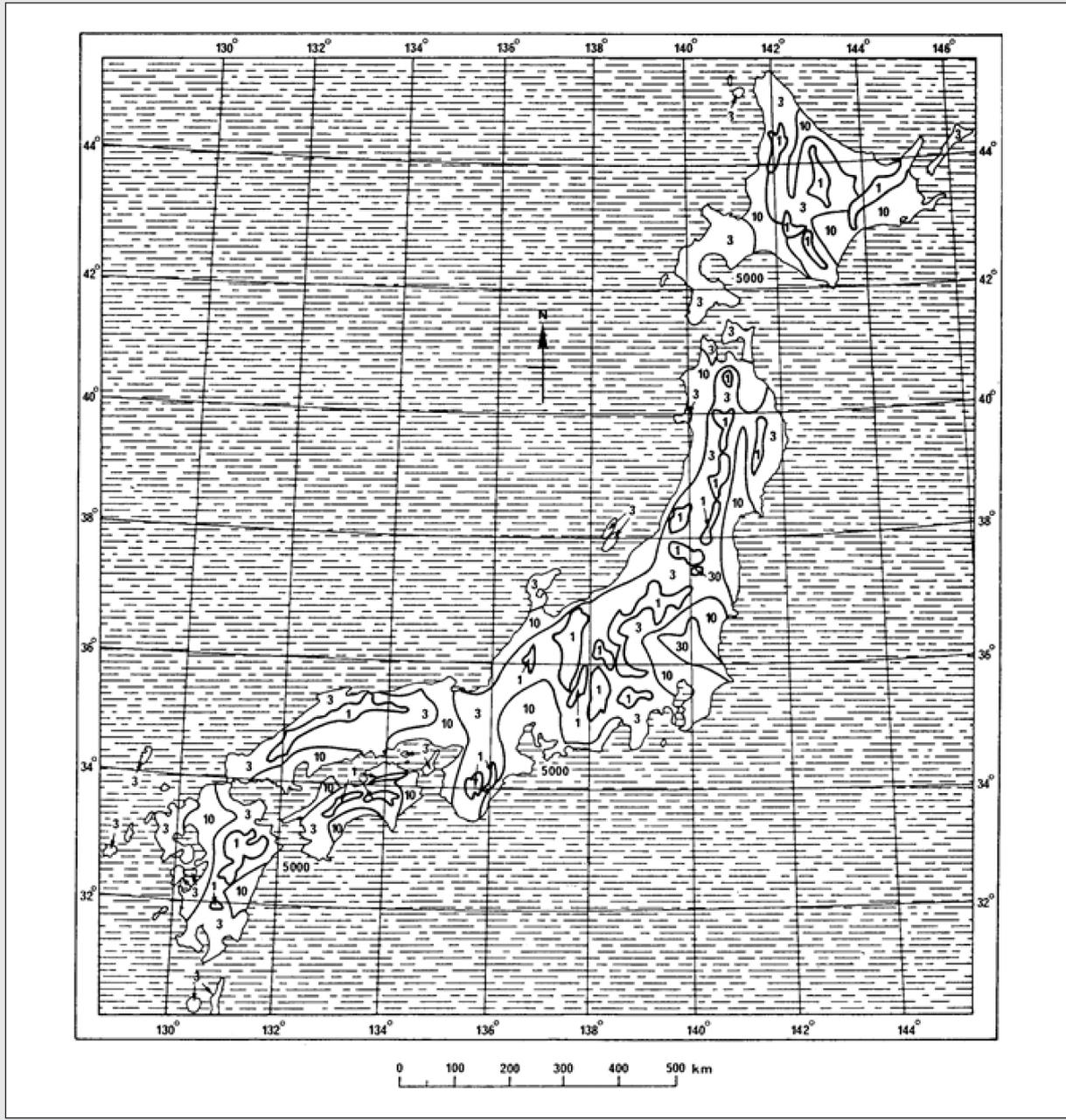


図4 周波数 1 MHzにおける日本の大地の導電率(mS/m)¹⁰⁾

$$n = \sqrt{1 - \frac{f_p^2}{f^2}} \quad (8)$$

ここで、 f は電波の周波数、 f_p は電離層のプラズマ周波数である。さらに、 f_p は電離層の電子密度 N (個/ m^3)から求めることができ、電気素量 $e = 1.609 \times 10^{-19}$ C、電子の質量 $m = 9.109 \times 10^{-31}$ kg、真空の誘電率 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/mとして、

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Ne^2}{m\epsilon_0}} \quad (9)$$

で与えられる。これより、ある周波数 f の電波にとっては、

電離層の上層にいく(すなわち N が増加する)ほど n は小さくなり、電離層は屈折率の分布をもつことがわかる。

つぎに、図8(109ページ参照)のように電子密度が平面層状に分布した平面電離層を考える。送信点から送信して、電離層の下から電波が入射したとする。このとき、入射電波の入射角を θ_0 、電離層内での伝搬方向を θ とすれば、スネルの法則より、

$$n \sin \theta = \sin \theta_0 \quad (10)$$

である。 n は電離層の電子密度分布により次第に小さくなるから、 θ は次第に大きくなって $\theta = 90$ degを超えると、入射電波は地上方向に向かうことになる。すなわち、入射

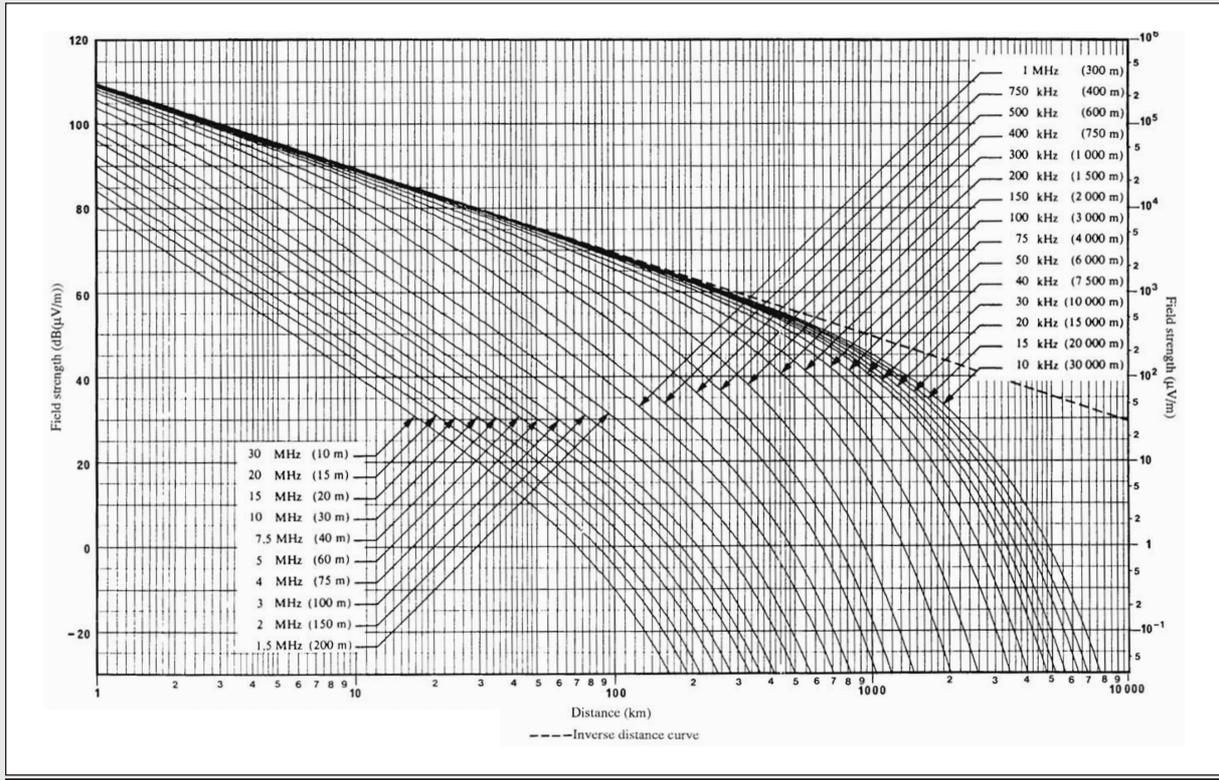


図5 $\sigma = 3 \times 10^{-3}$ (s/m), $\epsilon_s = 22$ のときの電界強度計算値¹²⁾

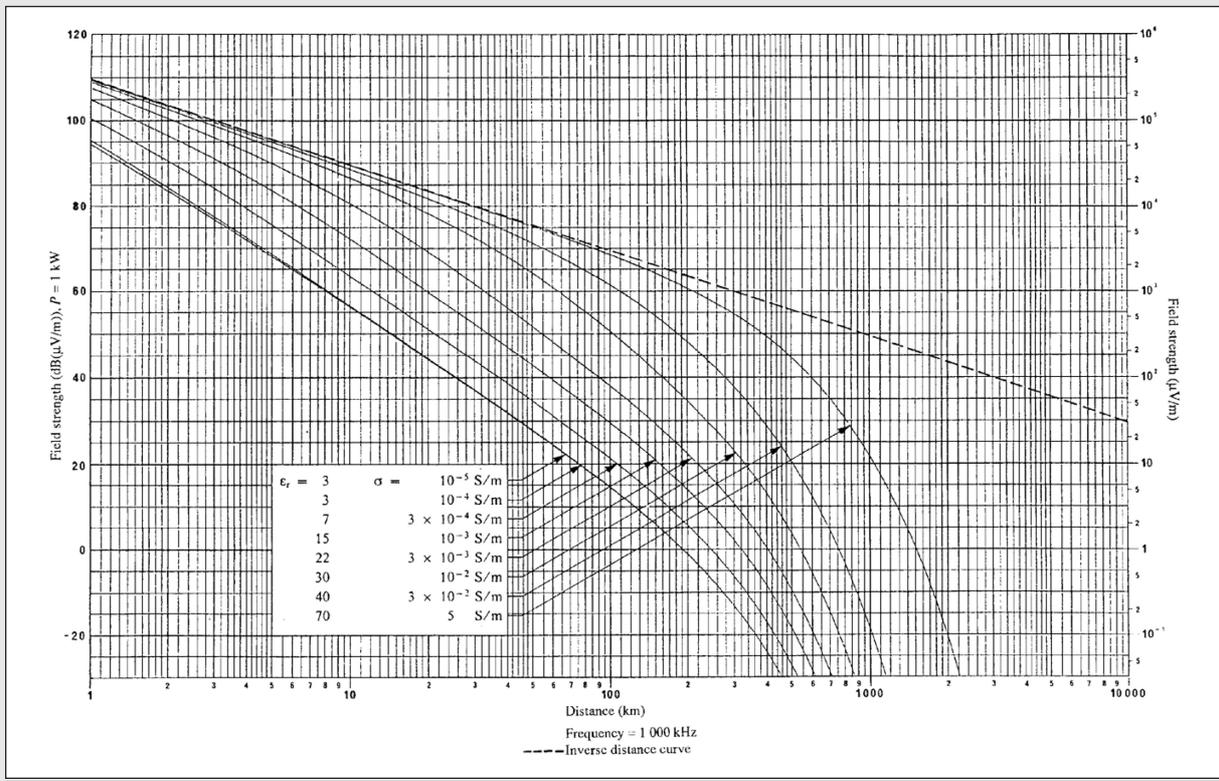


図6 1 MHzの電界強度の大地電気特性依存性¹²⁾

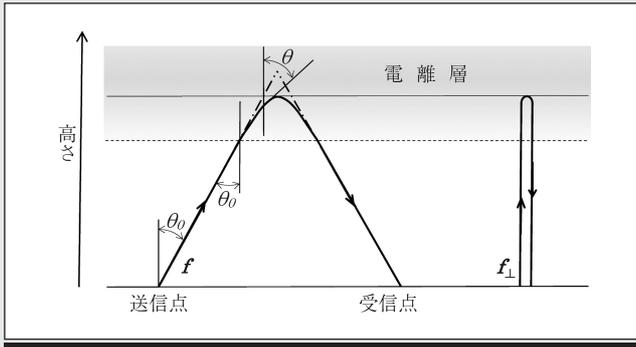
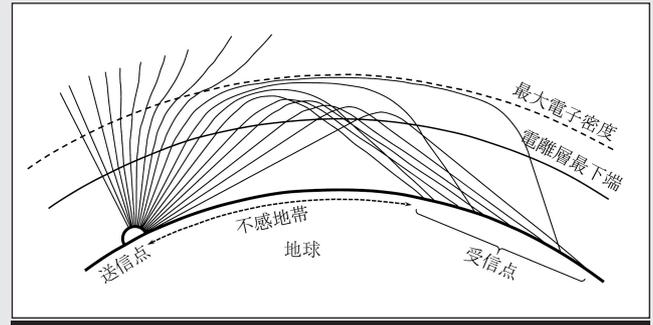


図8 平面電離層と伝搬経路

図9 入射角の変化による伝搬経路³⁾

した電波は電離層で反射されることになる。一方，入射電波の周波数が高いなどのために $\theta = 90 \text{ deg}$ を超えないときには，電波は反射することなく電離層を突き抜けてさらに上層へ伝搬することになる。

4.2.2 正割法則と跳躍距離

いま，電波を垂直に打ち上げ($\theta_0 = 0$)電離層で反射されたとすると，式(10)において $\theta = 90 \text{ deg}$ でなければならぬから $n = 0$ となる。このときの電波の周波数を f_{\perp} とすると， f_{\perp} は反射した高さの f_p となる。これは，反射の高さより上層では，電子密度がさらに大きくなって $f_{\perp} < f_p$ で屈折率 n は虚数となり，周波数 f_{\perp} の電波は伝搬できなくなる，ということからも理解できる。一方， θ_0 で斜め入射する周波数 f の電波が f_{\perp} と同じ高さで反射したとすると，式(8)，式(10)より，

$$\sin \theta_0 = n = \sqrt{1 - \frac{f_{\perp}^2}{f^2}} \quad (11)$$

となり，これを整理すると，

$$f = f_{\perp} \sec \theta_0 \quad (12)$$

が得られる。これを正割法則と呼ぶ。

また，垂直打ち上げで反射する電波の最高周波数を f_c とすると， f_c は電離層の最大電子密度 N_{\max} のプラズマ周波数となるので，

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N_{\max} e^2}{m \epsilon_0}} \quad (13)$$

となる。これを臨界周波数と呼ぶ。 f_{\perp} を f_c として式(11)の正割法則を考慮すれば，任意の入射角 θ_0 で反射される電波の最高周波数は， f_c の $\sec \theta_0$ 倍になることがわかる。

つぎに，使用周波数 f を一定として， f_c より少し大きい周波数を考える。図9に示すように，送信点からいろいろな角度で電波を送信したとすると，垂直打ち上げに近いときは電波は電離層を突き抜けることになる。しかし，入射角 θ_0 を次第に大きくしていくと，正割法則によってある入射角で電波は反射されるようになり，それより大きい入射角

の電波は常に反射されて地表へ到達する。図9からもわかるように，送信点からある距離以内には空間波は到達せず，この距離を跳躍距離，空間波が届かない地帯を不感地帯という。

4.2.3 電離層における減衰

電離層の屈折率を考えるときには気体粒子間の衝突を無視した。しかし実際には，電波によって電子に与えられた運動エネルギーが粒子間の衝突によって失われ，これが電波の減衰につながる。電離層における減衰は，電波が電離層を突き抜けるときに受ける減衰と，電離層で反射されるときに受ける減衰の2種類が考えられる。

前者の減衰の減衰量は，電子密度 N にほぼ比例し，周波数の2乗にほぼ反比例する。さらに電波の経路長にも関係し，電離層を斜めに通過するほど経路長が長くなって減衰が大きくなる。

一方，後者の減衰量は，電波が反射する電離層の中へ深く侵入するほど大きくなる。実験の結果から，使用する周波数 f とそのときの最高使用可能周波数(4.4節で説明)の比に関係することが知られている³⁾。

4.3 MF帯の空間波伝搬

昼間はD層があらわれ，ここを通過するMF帯の電波は大きな減衰を受ける。したがってD層が存在する昼間には，MF帯の電離層伝搬は現実的には存在しない。

一方，夜間にはD層が消滅するので電波はE層まで届き，電離層の伝搬があらわれる。夜間のE層では，前述のとおり電子密度が昼間に比べて2桁近く減少し，臨界周波数も1桁程度低くなるので，MF帯の電波は前述の正割法則にしたがってE層で反射し，比較的近距离を除いて空間波として伝搬する。

MF帯電波の空間波の電界強度の計算法は，文献¹⁴⁾による方法がある。図表を用いて比較的容易に夜間空間波の電界強度の30分間中央値を得ることができる。

4.4 HF帯の空間波伝搬

HF帯の電波は，地上波は距離とともに急激に減衰するため，空間波による伝搬に限られる。昼間でもD層の減衰をほとんど受けずに通過することができるため，伝搬に関

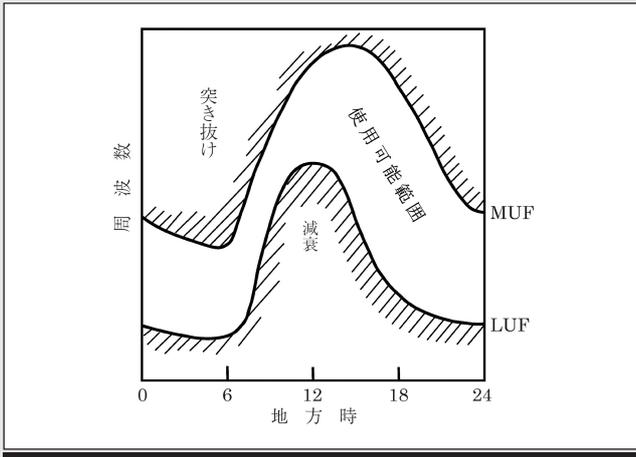


図10 LUFとMUFの時間的変化の傾向³⁾

与する電離層はE層とF層となる。

HF帯の回線では、送受信点が決まると、通信する時刻に対応したF層の電子密度などの条件により、最高使用可能周波数(MUF)が決まる。一方、周波数が低くなるとD層あるいはE層を通過するときの吸収が大きくなり、使用できる下限の周波数も存在する。これを最低有効周波数(LUF)と呼ぶ。これより、HF帯回線で利用できる周波数は、LUFとMUFの間の周波数に限定されることになり、季節や時刻などに適した周波数を選定することが重要である。図10にはLUFとMUFの時間的変化の傾向を示す³⁾。

4.5 MF帯HF帯のフェージング¹⁵⁾

MF帯のフェージングは、主に干渉フェージングで、夜間に強く現れる。地上波と空間波の電界強度が同程度であるような伝搬距離のときには、電離層の上下運動や大気屈折率の微細な変化によって両波が相互干渉し、比較的早い時間変化でのフェージングとなる。

HF帯では、一般的な傾向として、周波数が高くなるほど電界変動の範囲が狭くなり変動周期は短くなること、伝搬距離が長くなるほど電界変動の範囲が狭くなること、などが知られている。

5. むすび

MF帯HF帯の電波伝搬について説明した。はじめに、電波伝搬を地上波と空間波の二つのモードに分類した。つぎに、これら二つの伝搬モードについて、MF帯HF帯という周波数帯の観点からそれぞれの特徴を解説した。地上波の伝搬では、この周波数帯の波長が比較的に長いので、大地に沿って伝搬する表面波が重要な役割を果たす。大地の電気特性の影響を大きく受ける表面波の伝搬が、MF帯HF帯の特徴となる。一方、空間波の伝搬では、電離層による

電波の反射が重要な役割を果たす。電離層のプラズマ周波数はちょうどこの周波数帯となるため、電離層の電子密度の時間的変化や地域的分布がMF帯HF帯電波伝搬の特徴に直結している。

MF帯HF帯の電波伝搬は、以上のように、地球あるいは宇宙規模の自然現象を相手にした、スケールの大きな学問である。無線通信や情報伝送といった工学的側面だけでなく、自然科学としての電波の伝わり方を考えるとき、MF帯HF帯の電波伝搬はさらに興味深いものとなると思う。

ところで、筆者がこの原稿を推敲しているちょうどそのとき、金曜深夜の人気番組『タモリ倶楽部』が気になる企画を放送していた。タモリさんやゲストの皆さんが手作りのゲルマニウムラジオでAMラジオ放送を受信、東京を歩き廻り良好に受信できる“電波ホットスポット”を探す、とうもの。まさにMF帯電波伝搬のフィールドワークではないか！こんな企画が放送されるとは、やっぱり電波伝搬はおもしろい。

(2016年2月6日受付)

〔文 献〕

- 1) 電波法：第2条1
- 2) 総務省：“周波数帯ごとの主な用途と電波の特徴”，電波利用ホームページ，<http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/summary/>
- 3) 虫明：“アンテナ・電波伝搬”，コロナ社（1961）
- 4) K.A. Norton: "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere", Proc. IRE, 24, 10, pp.1367-1387 (Oct. 1936)
- 5) K.A. Norton: "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere", Proc. IRE, 25, 9, pp.1203-1236 (Sep. 1937)
- 6) K.A. Norton: "The calculation of ground-wave field intensity over a finitely conducting spherical earth", Proc. IRE, 29, 12, pp.623-639 (Dec. 1941)
- 7) 前田，木村：“現代 電磁波動論”，オーム社（1984）
- 8) NHK（編）：“放送アンテナと電波伝搬”，日本放送出版協会（1983）
- 9) Rec. ITU-R P.527-3: "Electrical characteristics of the surface of the earth" (Mar. 1992)
- 10) Rec. ITU-R P.832-4: "World atlas of ground conductivities" (July 2015)
- 11) 郵政省告示第640号：“無線局免許手続規則第7条第2項の規定に基づく放送区域等を計算による電界強度に基づいて定まる場合における当該電界強度の算出の方法” (Aug. 1960)
- 12) Rec. ITU-R P.368-9: "Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz" (Feb. 2007)
- 13) <http://www.itu.int/oth/R0A0400000F/en>
- 14) Rec. ITU-R P.1147-4: "Prediction of sky-wave field strength at frequencies between about 150 and 1700 kHz" (Aug. 2007)
- 15) 前田，後藤：“電波伝播”，岩波全書（1953）



くま たかお
九鬼 孝夫 1985年、電気通信大学大学院電気通信学研究所修士。同年、NHKに入局し、旭川放送局、放送技術研究所、技術局、(一財)NHKエンジニアリングシステムに勤務。放送技術研究所では、高周波デバイス・無線システムの研究に従事。2015年より、国士館大学理工学部教授。博士(工学)。正会員。

VHF帯，UHF帯の電波伝搬

北 直樹†

1. まえがき

VHF帯 (Very High Frequency band)，UHF帯 (Ultra High Frequency band) の電波は，FMラジオ放送やテレビ放送，警察無線，航空無線，防災行政無線，無線LANや，携帯電話サービス等大変幅広い用途に用いられ¹⁾，われわれに最も身近な電波帯であると言える。電波は周波数が高くなる程伝送できる情報量が多くなる一方で，電波の到達できる距離は短くなる。VHF帯，UHF帯の電波は，周波数もある程度高いために情報伝送能力も高く，さらに地物等の障害物がある程度回り込んで到達することができるため，大変使い勝手の良い周波数である。

VHF帯とは周波数30～300 MHzの電波帯を指し，UHF帯とは周波数300 MHz～3 GHzの電波帯を指す。日本語ではそれぞれ，超短波帯，極超短波帯と呼ばれ，波長が大変短い電波であると命名されている。波長の長短は何を基準にするかによっても変わるが，実際の波長はVHF帯で1～10 m，UHF帯で10 cm～1 mである。電波伝搬を考える場合，波長によって考慮すべき対象が異なってくる。VHF帯以上の周波数の電波では，一般に，波長に対して電離層の電子密度²⁾が充分小さいために反射体とならず，電離層を突き抜けてしまう。このため，VHF帯・UHF帯における定常の伝搬状況では電離層による反射波は考慮に入れない。VHF帯・UHF帯における主な伝搬モードは対流圏における直接波，反射波，回折波であり，検討対象は大地面や大地の起伏等，地物による電波の反射，回折である。また，ある程度長距離の伝搬路となる場合には，地球球面の丸みに伴う大気による直接波の屈折の影響も考慮に入れる必要がある。

本稿では，これらVHF帯・UHF帯の電波伝搬に支配的な要因について解説を行う。まず2章では直接波に関して大気による屈折と地球球面の影響について述べ，3章で大地面からの反射波について述べる。4章で地物による回折

波について述べ，5章でVHF帯・UHF帯における非標準伝搬について述べる。

2. 大気による屈折と地球球面の影響

2.1 大気による電波の屈折

一般に電波や光は障害物が何もない空間(自由空間)では真っ直ぐに伝搬していくと考えられるが，図1(a)に示すように，屈折率の大きな媒質から小さな媒質へ電波や光が進行する場合，進行方向が屈折率の大きな媒質の方向に曲げられる。スネルの法則として知られている現象で，日常生活の中では，水の中に斜めに入れた棒が短く曲がって見える現象として馴染み深い。

真空中の屈折率1に対して，地球上大気中の電波に対する屈折率 n は，気圧，気温，湿度の関数となり，海拔高が高くなるほど小さくなる。世界各地でその値は異なるが，世界的に平均的な大気組成モデルとして使用されている標準大気³⁾では，高さ h (km)に対する屈折率 $n(h)$ の変化は式(1)で与えられている³⁾。

$$n(h) = 1 + 315e^{-0.136h} \times 10^{-6} \quad (1)$$

大気を高さに対して連続的に屈折率が変化する厚さ微小

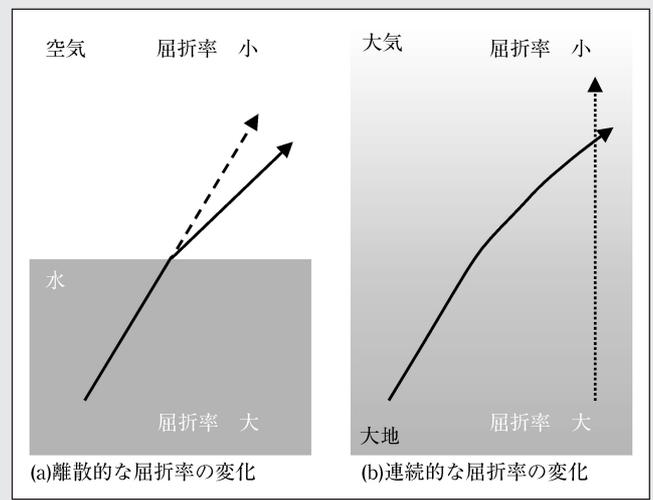


図1 屈折率の変化による電波の経路変化

† 日本電信電話株式会社

"Radiowave Propagation Channel (4); Radiowave Propagation in VHF/UHF Band" by Naoki Kita (Nippon Telegraph and Telephone Corp. Kanagawa)

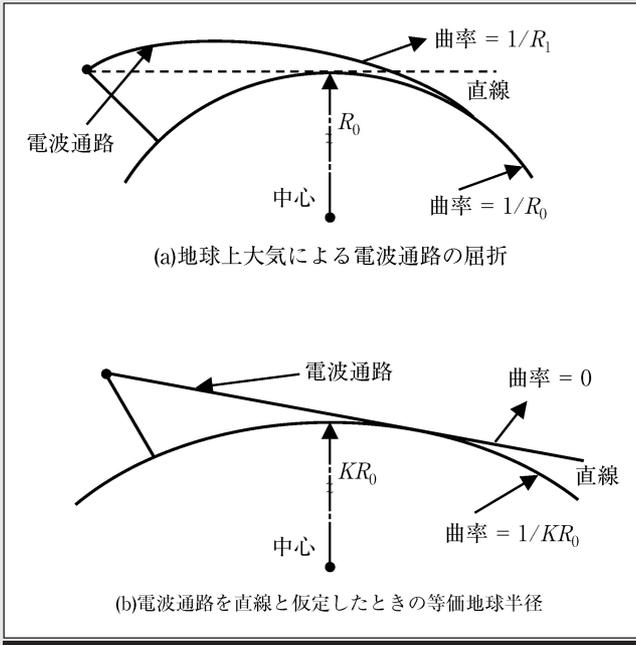


図2 等価地球半径

の層の重なりとして見ると、図1 (b) に示すように、上方に打ち上げられた電波が、大地の方向に曲げられながら伝搬することになる。

2.2 地球球面による影響

ここで、地球の球面の影響を考える。電波は大気屈折率の高度変化により大地の方向に曲げられながら進むため、図2 (a) に示すように、ある打ち上げ角を持って発射された電波は、送信点から見通しのない地平線の先まで直接到達する。電波が大気中でどれだけ曲げられ、何処まで直接到達するかは、地球の球面大地の曲率と、電波通路の曲率から求めることが可能であるが、放送エリアの設計や通信回線の設計を行う際に、電波通路を曲線で扱わなければならないのは煩わしい。そこで、図2 (b) に示すように電波通路の曲率 $1/R_1$ を、地球球面の曲率 $1/R_0$ を補正することで吸収してしまい、電波通路を直線として扱う工夫が施される。具体的には、同心球面状の成層をなしている大気に対するスネルの法則を、平行平面成層大気に対するスネルの法則に読み替えるための修正屈折率⁴⁾ m を導入する。さらに、屈折率の高さ特性により、大地面方向に電波が曲げられるときの電波通路の曲率を打ち消すように、等価的に地球の半径が K 倍に大きくなったと仮定する。このときの K を地球の等価半径係数、 KR_0 を地球の等価半径と呼び、地表付近の標準大気中では $K=4/3$ である。また、修正屈折率 m は式 (2) で表される。

$$m \equiv n + \frac{h}{R_0} \quad (2)$$

修正屈折率 m 、地球の等価半径係数 K の導出については本稿では割愛するが、詳細な導出については文献⁴⁾ を参照されたい。

また、地球の半径は約 6,370 km であり、この場合の等価地球半径は 8,490 km となる。半径 8,490 km の地球上にいると仮定し、さらに修正屈折率 m を用いることによって、電波通路を直線で扱うことができる。

3. 大地面による反射

3.1 大地面からの反射波

VHF 帯・UHF 帯における見通し内の伝搬路では、送信点から受信点に直接到達する直接波以外に大地面、地物、建物等からの反射波が到来する。特に本稿では、受信アンテナ高によって大きな受信レベル変動を生じさせる要因となる大地面からの反射波とそれにより引き起こされる受信レベル変動について解説する。

地球表面のような球面平滑大地における反射波について、図3 に示すパラメータを用いて幾何学的に考える。

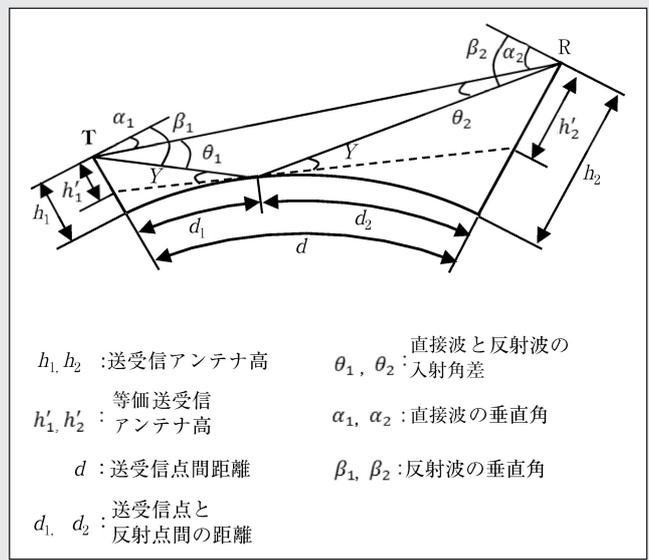
ただし、直接波と大地からの反射波を幾何学的に扱うことができるのは、接地角 ψ が式 (3) の条件を満たす場合である。接地角が式 (3) の条件を超えて小さくなると、直接波のフレネルゾーン⁵⁾ が大地面に遮蔽されることによる影響が大きくなるので伝搬路の幾何光学的な解析が不可能になる。

$$\psi > \left\{ \frac{2100}{f} \right\}^{1/3} \times 10^{-3} \quad (3)$$

ψ の単位は [rad]、 f の単位は [MHz] である。30 MHz で約 0.2° 、300 MHz で約 0.1° 、3 GHz で約 0.05° 程度の値となる。また接地角 ψ は図3のパラメータを使って式 (4) で表される。

$$\psi = \frac{h_1 + h_2}{d} \left\{ 1 - m(1 + b^2) \right\} \quad (4)$$

ここで



- h_1, h_2 : 送受信アンテナ高
- h'_1, h'_2 : 等価送受信アンテナ高
- d : 送受信点間距離
- d_1, d_2 : 送受信点と反射点間の距離
- θ_1, θ_2 : 直接波と反射波の入射角差
- α_1, α_2 : 直接波の垂直角
- β_1, β_2 : 反射波の垂直角

図3 大地反射波のパラメータ

$$m = \frac{d^2}{4KR_0(h_1+h_2)}, \quad b = 2\sqrt{p} \sin \left\{ \frac{1}{3} \sin^{-1} \left(\frac{q}{p^{3/2}} \right) \right\}$$

$$p = \frac{1}{3} \left\{ 1 + \frac{4KR_0(h_1+h_2)}{d^2} \right\}, \quad q = \frac{4KR_0(h_1-h_2)}{2d^2}$$

また、伝搬距離 d は 1,000 km 程度以下であれば、送信点 Tx、受信点 Rx の緯度経度 [°] を、それぞれ (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) とすると、式 (5) で求められる。

$$d = 111.68 \sqrt{\frac{1}{u} \left\{ \left(\frac{x_1 - x_2}{u} \right)^2 + \cos^2 x \times (y_1 - y_2)^2 \right\}} \quad (5)$$

ここで

$$u = 1 + \frac{\cos^2 x}{148.83}, \quad x = \frac{x_1 + x_2}{2}$$

式 (3) の条件が満たされる時、大地面からの反射波の受信電界 E_r は、直接波の受信電界を E_0 、直接波の通路長を d 、直接波と反射波の通路長差を Δd 、大地面の反射係数を R_e 、球面大地による拡散係数を D 、直接波の送信点における発射方向および受信点における到来方向のアンテナ指向性利得をそれぞれ、 G_{1t} 、 G_{1r} 、同様に反射波に対する送受アンテナの指向性利得を G_{2t} 、 G_{2r} とすると、式 (6) で求めることができる。

$$E_r = R_e \cdot D \cdot E_0 \cdot \sqrt{\frac{G_{2t} \cdot G_{2r}}{G_{1t} \cdot G_{1r}}} \cdot \left(\frac{d}{d + \Delta d} \right) \cdot e^{-jk\Delta d} \quad (6)$$

ここで、 j は虚数単位、 k は波数 ($k = 2\pi/\lambda$)、 λ は波長である。図 3 中の ψ が十分に小さい (5° 程度以下) 場合には、 $R_e = -1$ (反射係数 1 で位相が反転) と見なすことができ、さらに $h_1 \gg h_2$ が成り立つ場合には $D = 1$ と見なすことができる⁶⁾。また、 ψ が小さい場合は $d \gg \Delta d$ が成り立つ。簡単のために、送信アンテナの指向性半値角が直接波と大地反射波の入射角差以上であるとすると、 $G_{1t} = G_{2t}$ 、 $G_{1r} = G_{2r}$ と見なせるので、この場合の大地面からの反射波の受信電界 E_r は近似的に式 (7) で表すことができる。

$$E_r = -E_0 \cdot e^{-jk\Delta d} \quad (7)$$

3.2 ハイパターン

図 3 の受信点では、直接波と大地面からの反射波が合成されたものが受信される。合成された受信電界を E とすると、 E は、直接波の受信電界 E_0 と式 (7) から、式 (8) で表すことができる。

$$E = E_0 \left| 1 - e^{-jk\Delta d} \right| \quad (8)$$

また、直接波と大地面からの反射波との通路長差 Δd は、幾何学的に式 (9) で求めることができる⁷⁾。

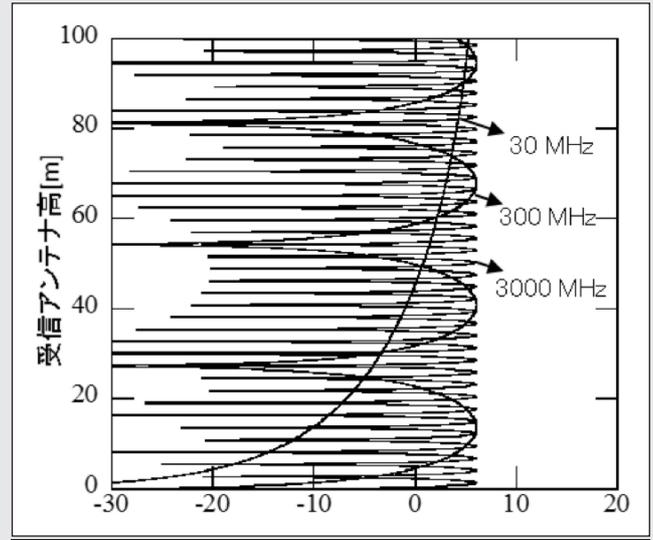


図 4 直接波の受信レベルで規格化した相対受信レベル [dB]

$$\Delta d = \frac{2h_1' h_2'}{d} \quad (9)$$

ここで、 h_1' 、 h_2' は、反射点における地球への接平面からのアンテナ高であり、図 3 のパラメータを用いて式 (10) で与えられる。

$$h_1' = h_1 - \frac{d_1^2}{2KR_0}, \quad h_2' = h_2 - \frac{d_2^2}{2KR_0} \quad (10)$$

ここで

$$d_1 = \frac{d}{2}(1+b), \quad d_2 = \frac{d}{2}(1-b)$$

b 、 d は、それぞれ式 (4)、式 (5) で求めるものと同様である。これらの式から、式 (9) は送受信点間距離を固定とすると、送受信アンテナ高の関数となる。送受信アンテナの一方を固定し他方のアンテナ高さを上下に変化させると、直接波と大地反射波の通路長差 Δd が変化し、その結果式 (8) の 2 波間の位相差が変化するため、受信電界が周期的に変動する。送受信アンテナ間距離 30 km、送信アンテナ高 600 m とし、受信アンテナ高を連続的に変化させて、直接波の受信電力で規格化した相対受信電力、 $20 \log |1 - e^{-jk\Delta d}|$ (dB) を計算したものが図 4 である。受信電力が受信アンテナ高の変化に対して周期的に変動することがわかる。この受信電力変動特性をアンテナのハイパターンと呼ぶ。ハイパターンは周波数が高くなるほど、その周期が短くなることわかる。送受信アンテナにおけるハイパターン周期 p_t 、 p_r をピッチと呼び、式 (11) で求めることができる。

$$p_t = \frac{\lambda d}{2h_2}, \quad p_r = \frac{\lambda d}{2h_1} \quad (11)$$

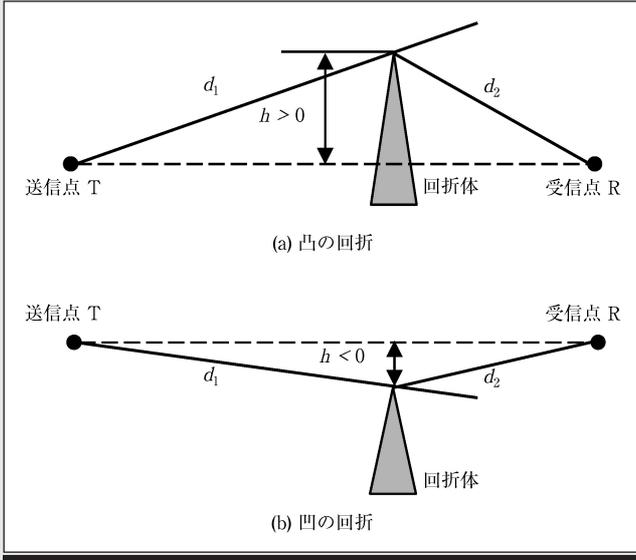


図5 ナイフエッジ回折

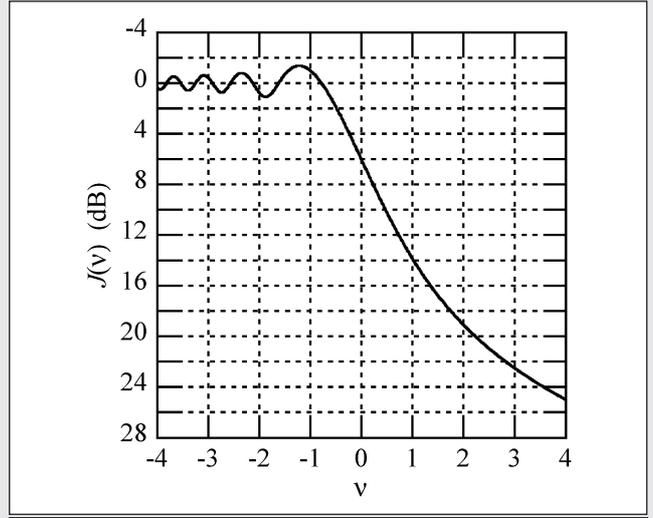


図6 ナイフエッジ回折損失

4. 地物による回折

4.1 VHF帯・UHF帯における回折

電波が地物等の障害物に遮られた場合に、障害物の裏側に電波が回りこむ現象を回折と言い、その際に生じる損失を回折損失という。回折損失は周波数が高くなるにつれて大きくなり、一般に反射損失に比べて大きな損失となる。VHF帯・UHF帯の周波数帯における無線システムでは、地物による回折波が受信点に十分な強度を持って到来するため、無視することのできない伝搬モードである。地物による回折損失の計算は、送受信点間に存在する地物(障害物)の形状、個数等によってそれぞれ計算方法が異なるが、本稿では、この中でも最も基本となる山岳による回折計算に良く用いられるナイフエッジ回折と、なめらかな山頂(丘)による回折計算方法について紹介する。

4.2 ナイフエッジ回折

図5に示すように、送受信点間に山岳等が存在し、伝搬方向に垂直な方向(紙面に垂直な方向)の長さが波長に対して無限であると近似できる場合、山岳等の障害物を薄いナイフの刃先(厚さが無限小)としてモデル化し、回折損失を計算する方法がある。これをナイフエッジ回折と呼ぶ。ナイフエッジ回折損失 J は、図5に示すパラメータを用いて式(12)で与えられる。

$$J(v) = -20 \log \left[\frac{\sqrt{\{1 - C(v) - S(v)\}^2 + \{C(v) - S(v)\}^2}}{2} \right] \quad (12)$$

ここで、 $C(v)$ 、 $S(v)$ は、それぞれフレネル積分の実部と虚部を示す⁸⁾。また、 v は回折パラメータと呼ばれ、式(13)で定義される。見通し線上にちょうどエッジの先端があるとき、 $v=0$ となる。

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (13)$$

h は送受信点を結んだ見通し線からエッジの先端までの距離を表し、エッジ先端が見通し線より下にある場合を負とする。 d_1 、 d_2 は、それぞれ送信点、受信点からエッジ先端までの距離である。 $J(v)$ の計算例を図6に示す。

また、 $v > -0.78$ のとき、式(13)は式(14)で近似される。

$$J(v) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v-0.1)^2 + 1} + v - 0.1 \right) \quad (\text{dB}) \quad (14)$$

4.3 滑らかな山頂(丘)による回折

図7に示すように山頂がナイフエッジでは近似できず、曲率半径 R [m]を持つような滑らかな山頂の場合、回折損失 A は、式(15)で求めることができる。

$$A = J(v) + T(m, n) \quad (\text{dB}) \quad (15)$$

$J(v)$ は式(13)、式(14)で表されるナイフエッジ回折損失であるが、回折パラメータ v はナイフエッジ回折の場合とは異なり、式(16)を用いる。

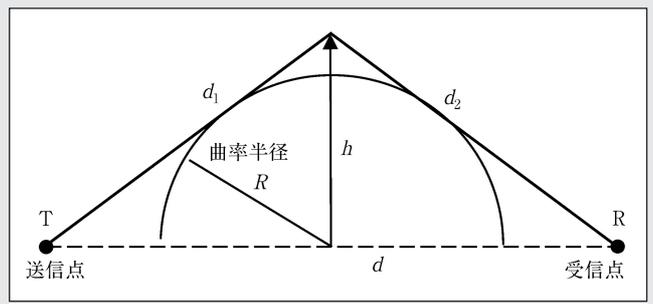


図7 曲率を持つ滑らかな山頂による回折

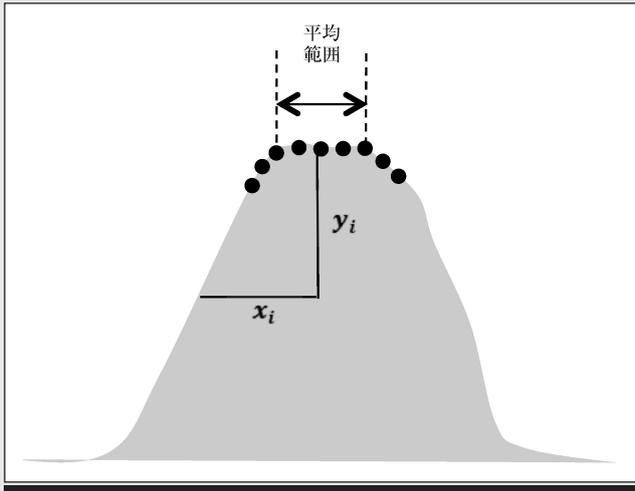


図8 地形プロフィールのイメージ

$$v = 0.0316h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (16)$$

$T(m, n)$ は山頂の曲率による付加損失であり、式(17)で表される。

$$T(m, n) = \begin{cases} 7.2m^{1/2} - (2 - 12.5n)m \\ + 3.6m^{3/2} - 0.8m^2 \quad \text{dB} \quad (mn \leq 4) \\ -6 - 20 \log(mn) + 7.2m^{1/2} - (2 - 17n)m \\ + 3.6m^{3/2} - 0.8m^2 \quad \text{dB} \quad (mn > 4) \end{cases} \quad (17)$$

$$m = \frac{R_r \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)}{\sqrt[3]{\frac{\pi R_r}{\lambda}}} \quad n = \frac{h}{R_r} \sqrt[3]{\left(\frac{\pi R_r}{\lambda} \right)^2}$$

実際の地形では図7のように綺麗な曲面を持つことはないので、山頂や丘を放物線で近似する。図8に送受信点を含む大地面に垂直な平面で山を切ったときの断面(地形プロフィール)のイメージを示す。実際の地形プロフィールでは図8に示すように、一意に近似放物線の頂点となる点を求めることができないことが多い。この場合、各サンプリング点における曲率半径を求めてそれらを平均化することで、その山頂の曲率半径とする。平均曲率半径 \bar{R}_r は、図中のパラメータを用いて式(18)で求めることができる。

$$\bar{R}_r = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{x_i^2}{2y_i} \quad (18)$$

ここで、 N は頂点の個数であり、 y_i は対応する頂点の場所における第1フレネルゾーン半径⁵⁾である。

4.4 その他の地形に対する回折

本稿では、地物による回折として単一のナイフエッジ回折、単一の滑らかな山頂(丘)による回折を紹介したが、実際の環境では、送受信点間に複数の地物が存在する等の場合がある。また、そもそも送受信点間の地形が連続に変化

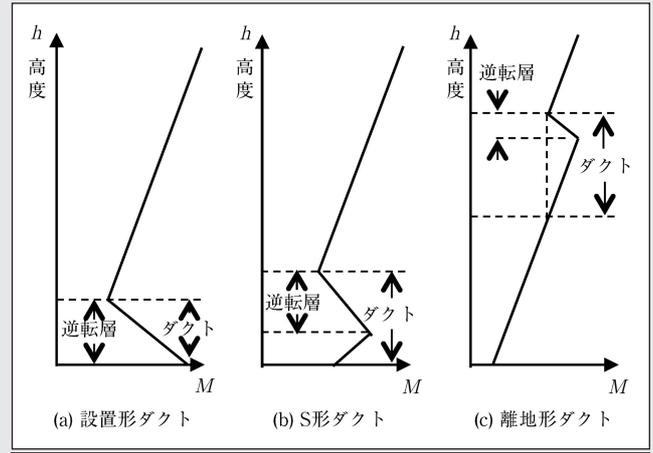


図9 ラジオダクトの種類

しているため、回折障害物となる地物を個別に特定できない場合もある。これら一般的な地物に対する回折損失の計算方法はITU-R勧告P.526⁸⁾に詳しいので、必要に応じて参照いただきたい。

5. 非標準伝搬

5.1 ダクト伝搬

標準の地球上大気では、1章で説明した大気の修正屈折率 m は地上高に対して一定の傾きで増加する。ただしその変化は $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 程度と非常に小さい。そこで変化分に着目するために式(20)で表される修正屈折率指数 M (M-Unit)が用いられる。

$$M \equiv (m - 1) \times 10^6 \quad (\text{MU}) \quad (20)$$

M の地上高に対する傾き α は、標準大気では 0.12 MU/m であるが、図9に示すように、 M の勾配が高さに対して減少する逆転層が生じることがある。 M の勾配の不連続部分をラジオダクトと言い、大地面からの発生する場所によって、接地形ダクト、S形ダクト、離地形ダクトなどと呼ばれる。

ダクトの発生要因としては、高度の高い部分の大気が、低い部分に比べて高温低湿になるか、高度の低い部分の大気が、高い部分に比べて低温多湿になる場合に発生することが知られている⁹⁾。具体的には下記の場合にダクトが形成されることが明らかにされている。

- (1) 移流現象：海の近くの地域において、昼間海から陸に向かって低温多湿の風が流れる、または、夜間に陸から海に向かって高温低湿な風が流れる場合
- (2) 夜間冷却：夜間に生じる大地の放射冷却により地表付近に温度の逆転が生じる場合
- (3) 沈降現象：高気圧による下降気流により、上空の低温低湿な空気が高度の低い場所にある高温な空気に近づく場合

ダクトが発生すると、図10に示すように、電波がダクト

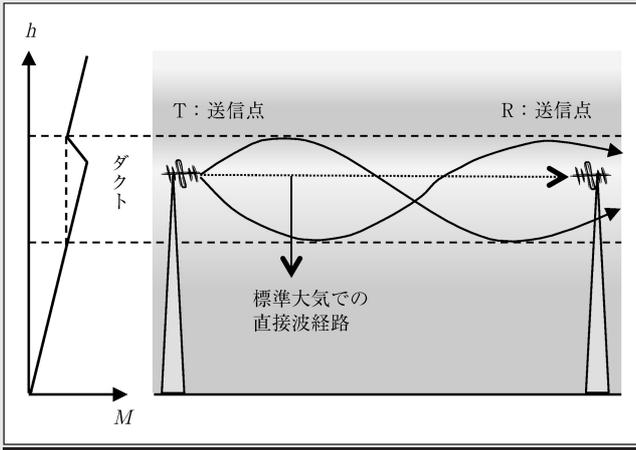


図10 ダクト伝搬のイメージ

内に閉じ込められて長距離を伝搬したり、大きく伝搬経路を曲げられて受信点に直接波が到達しない等、激しい受信レベル変動が引き起こされる。

5.2 スポラディックE層伝搬

通常、VHF帯・UHF帯を含む30 MHz程度以上の電波は電離層²⁾で反射されることなく透過してしまうが、時折、E層(電離層の一つ)とほぼおなじ高さの上空110 km付近に、突発的、局部的にVHF帯の電波を反射させることができる程度の、電子密度の濃い電離層が形成されることがある。この電離層をスポラディックE層という。スポラディックE層が発生すると、100 MHz程度までの電波が反射され、送信点から1,000 km～2,000 km先まで電波が到達することがある。スポラディックE層による伝搬は思わぬ遠方にまで電波が到達することから、他国への与干渉や他国からの被干渉の原因となる。与/被干渉検討のベースとなるVHF帯のスポラディックE層伝搬における受信電界強度推定法が、ITU-R勧告P.534としてまとめられている¹⁰⁾。スポラディックE層伝搬は季節的な傾向や、発生時間帯に顕著な特徴があり、日本における発生時期は5月～8月であり、発生時刻も10時前後と18時前後に発生する割合が高いことが知られている。スポラディックE層の形成原因は諸説あるが、今のところ明らかにされていない。

5.3 ダクト/スポラディックE層伝搬による受信レベル変動

ダクト伝搬、スポラディックE層伝搬の研究は古くから行われてきている。詳しくは文献^{4) 11) 12)}中に数多くの文献が紹介されているので参照いただきたいが、文献¹²⁾では、80 MHz帯において同一測定系によるダクト伝搬とスポラディックE層伝搬の同時測定の結果が紹介されている。二つの非標準伝搬の特徴的な差異がわかりやすく示されているので、ここで紹介したい。

<電離層反射による受信レベル変動>

- ・レベル変動は、ダクト伝搬と比べて大きくて速い。
- ・レベル変動幅は、分単位で10 dB以上となる。

<ダクト伝搬による受信レベル変動>

- ・レベル変動は、電離層反射と比べて小さくて遅い。
- ・レベル変動幅は、時間単位で10 dB程度である。

ダクト伝搬による受信レベル変動とスポラディックE層伝搬による受信レベル変動には顕著な違いがあることがわかる。

6. むすび

VHF帯・UHF帯の電波伝搬における支配的な要因を中心に解説した。VHF帯・UHF帯の面白さは、対流圏伝搬における三つの伝搬モード(直接波、反射波、回折波)が情報伝送の担い手としてすべて実用として使えるところにある。例えば、放送サービスでは、直接波のみならず、大地面からの反射波をエリアの拡大に積極的に利用しているし、送受信点間に見通しがない場所にも回折波により情報を伝送することができる。一方で使い勝手の良い周波数であるために、周波数資源のひっ迫が甚だしい。より効率的な無線伝送システム実現のため、電波伝搬の視点からも更なる研究が期待される。最後に、VHF帯・UHF帯の伝搬研究は歴史が古く優れた文献が数多く存在する。本稿に引用した文献や、さらにそれらの文献が引用している文献等もご覧頂きたい。

(2016年4月26日受付)

【文献】

- 1) <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/summary/>
- 2) 九鬼：“講座：短波帯、中波帯の電波伝搬”，映情学誌，70，3，pp.464-470 (2016)
- 3) Rec. ITU-R P.835-5: "Reference Standard Atmospheres" (Feb. 2012)
- 4) 細矢（監）：“第9章晴天時大気中の伝搬”，電波伝搬ハンドブック，リアライズ社（1999）
- 5) 高田：“講座：電波伝搬の基礎理論”，映情学誌，70，1，pp.143-148 (2016)
- 6) 細矢（監）：“第3章大地の影響”，電波伝搬ハンドブック，リアライズ社（1999）
- 7) 進士：“無線通信の電波伝搬”，信学会（1992）
- 8) Rec. ITU-R P.526-13: "Propagation by diffraction" (Nov. 2013)
- 9) M.P.M.Hall: "Propagation of Radiowaves", 6.3 Anomalous propagation: multipath and ducting, IEEE (1996)
- 10) Rec. ITU-R P.534-5: "Method for Calculating sporadic-E field strength" (Feb. 2012)
- 11) 細矢（監）：“第14章地上放送の伝搬”，電波伝搬ハンドブック，リアライズ社（1999）
- 12) 吉田：“地震前兆やいかに”，サイバー出版センター（2016）



北 直樹 1996年、東京工業大学大学院総合理工学研究科博士前期課程修了。同年、日本電信電話(株)入社。以来、電波伝搬、ITU-R標準化活動に従事。2009年～2010年、米国スタンフォード大学客員研究員。現在、NTTアクセスサービスシステム研究所主幹研究員・グループリーダー。博士(工学)。

マイクロ波帯・ミリ波帯の電波伝搬

正会員 福地 一†

1. まえがき

電波の伝わり方は、19世紀末期の電波の発見および無線通信の実用期以降、重要かつ有益な知識となって今日まで実験・研究が進められてきた。特に無線通信における受信電力を正確に予測できることは、通信品質を正確に設計するために不可欠な知識といえる。本講座は主として周波数帯毎にシリーズ化されているが、この「マイクロ波・ミリ波帯」は、他の周波数帯に比して、電波の直進性が大きい、電離層の影響を受けにくいなどの理由で、受信電力の予測が一番簡単にできる帯域ではないだろうか。その理由は次節に述べる「フリスの伝達式」が有効に適用できる場合が多いと思われるからである。つまり、これらの周波数帯は遠距離固定通信に使われることが多く、見通し伝搬の形態が多い。ただし、ひとたび電波伝搬のフレネルゾーン内に当該帯域電波の吸収体、散乱・反射体などが存在すると、たちまち受信電力の予測手法の複雑さが増大し、正確さが減少してくる。ここでは、まずフリスの伝達式を再掲する。また、すべての電波伝搬状況について触れることはできないが、理想的な見通し伝搬から異なる状況の電波伝搬現象の定量的な把握法について述べたい。

ところで、和文標題の「マイクロ波・ミリ波」の表現であるが、特に「マイクロ波」は「マイクロ波リモートセンシング」といった表現があるように厳密な周波数範囲を示していないと思われる。そこでここでは、英文標題のようにSHF, EHF帯を対象周波数としたい。また、ここで述べる電波伝搬特性の把握手法は、ITU勧告、特に電波伝搬を扱うPシリーズ勧告をもとに紹介する。このITU勧告の特徴は以下のとおりであり、これらの特徴を踏まえて活用すべきである。

[長所]

- ・多くの国からの専門家の同意のもとに勧告化が行われており、国際標準の手法が述べられている。言い換えれば、ITU勧告を用いて設計したとすれば、国際的に

一定の説得性を得ることができる。

- ・学術論文とは異なり、回線設計者の利用便宜性を考慮し、無線通信設計に役立つ推定手法が、step-by-step法などで平易に示されている。

[短所]

- ・学術論文とは異なり、推定手法の理論的な妥当性が不明確な場合がある。また勧告に参考文献がないため、妥当性の検証に難がある。
- ・推定手法には各国の実験測定結果を元にした実験的なものがあり、必ずしも世界全体で正確な推定法となっていない恐れがある。

ITU勧告Pシリーズには、多くの勧告を適用周波数範囲や適用目的等で分類した、いわば索引、手引き的な勧告P.1144がある¹⁾。この勧告からSHF・EHF帯を扱う勧告数が16あることがわかる。勧告によってはその分量が50ページを超えるものもあることから、当然、本記事ですべてを紹介することはできないし、勧告を限ってもそこに示されている具体的な電波伝搬推定手法を再掲するには紙面が足りない。そこで、ここでは、地上見通し伝搬と衛星回線伝搬を扱う以下の二つの勧告を中心に関連する知見や事例を紹介したい。

- ・勧告P.530-16²⁾：“Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems”
- ・勧告P.618-12³⁾：“Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems”

読者の中で、具体的な電波伝搬効果の推定の必要がある場合は、前述のPシリーズの勧告の他、多くのガイドライン的な書籍^{4)~10)}があるので、それらを参照されたい。

2. フリスの伝達式

フリスは1946年5月に2ページ弱の論文を発表し¹¹⁾、その冒頭に以下の非常に簡単な式を示した。また、後半でこの式の有効範囲が遠方界であることも述べている。

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_r A_t}{d^2 \lambda^2} \quad (1)$$

† 首都大学東京 大学院システムデザイン研究科

"Radiowave Propagation Channel (5): Radiowave Propagation in the SHF and EHF Bands" by Hajime Fukuchi (Tokyo Metropolitan University, Tokyo)

ここで、

- P_t : 送信電力 (送信アンテナへ供給される電力)
- P_r : 受信電力 (受信アンテナから得られる電力)
- A_r : 受信アンテナの実効開口面積
- A_t : 送信アンテナの実効開口面積
- d : 送受信アンテナ間の距離
- λ : 波長

である。

このフリスの式は、実用的に非常に有益で、無線通信のみならず、レーダの基本式であるレーダ方程式の基礎にもなっている。衛星通信の黎明期に大きな貢献をしたベル研究所のJ. ピアースは、書籍¹²⁾のなかの前言部で以下のようにフリスの式に敬意を表している。

“A few years ago, Harald T. Friis provided a very simple derivation for his radio transmission formula, something that clever mathematicians and physicists had failed to do. This led me to believe that many other facts about waves could be derived with very little mathematics. The fascination of the challenge led me to write this book.”

このように、理想的な見通し伝搬路の場合、フリスの式は周波数によらず、遠方界でありさえすればどんな遠距離でも成り立つ簡単で有益な式である。筆者も、1977年当時、国内最初の実験用通信衛星CSを用いた電波伝搬実験において、フリスの式の簡単さと正確さに感動したものである¹³⁾。筆者は、このフリスの式を授業等で少なからずとりあげ、その有益性を紹介してきたが、そこで感じたことを「フリスの伝達式雑感」として付録で述べる。

3. 電波伝搬へ影響を及ぼすもの

本稿では、電波伝搬の目的として地上無線通信および衛星通信を想定している。したがって、地球の大気、気象現象、地形 (山岳等の自然物や人工構造物を含む) を考慮する必要がある。すなわち、これらの伝搬フレネルゾーン内の存在やそれらの電気特性の時間変化が、フリスの伝達式だけでは正確な受信電力等の推定ができない原因となる。

3.1 大気の影響

(1) 大気ガスによる吸収損失

大気を構成するガスのうち、SHF、EHF帯電波に影響を及ぼすのは酸素および水蒸気である。これらの分子は、それぞれに特有の電波吸収周波数があり、吸収損失を生じさせる。大気中の酸素の割合はほぼ一定であるが、水蒸気量は湿度によって変動する。図1は、海面高さにおける大気ガスによる減衰係数 (単位長さあたりの減衰量) を乾燥大気と水蒸気およびそれらの和について示している¹⁴⁾。

(2) 大気屈折率の空間・時間変動による影響²⁾³⁾

大気の屈折率が高さによって変化し層状になっていること、および空間の温度変化により屈折率が空間的・時間的に

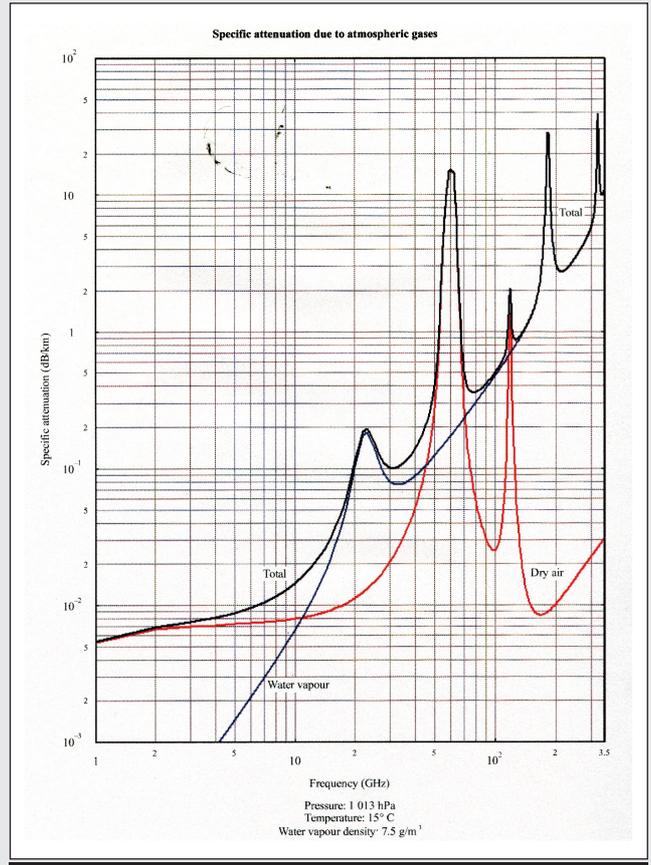


図1 大気ガスによる減衰係数 (ITU勧告P676¹⁴⁾
(気圧: 1013 hPa, 温度: 15°C, 水蒸気密度: 7.5 g/m³)

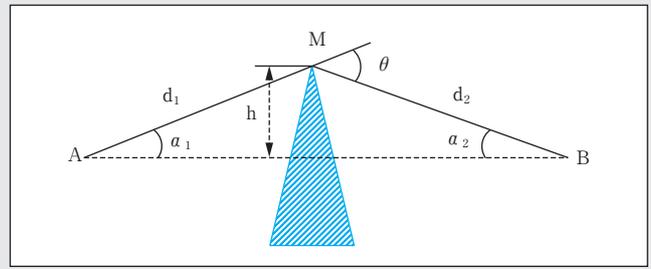


図2 伝搬路中のナイフエッジ障害のモデル化

変動することにより伝搬方向の曲がりや到来角変動、受信信号振幅の変動 (シンチレーション) などが引き起こされる。

3.2 周辺環境の影響

SHF、EHF帯電波を用いた固定無線通信は、見通し通信とするのが一般的であるが、その伝搬通路に山岳等があると回折伝搬路となる。実際の電波遮蔽物の形状や電気的特性は複雑であるが、ナイフエッジ遮蔽物でそれを近似し影響評価をすることができる¹⁵⁾。図2はその伝搬モデルを表しており、直接波の伝搬を遮蔽する方向の高さ h を正の値で表現している。この時、以下の変数 v に対する損失量 $J(v)$ dBを図3に示す。本図から $h=0$ 、すなわちナイフエッジ遮蔽物が直接伝搬路の下半分を遮蔽する場合、その影響による

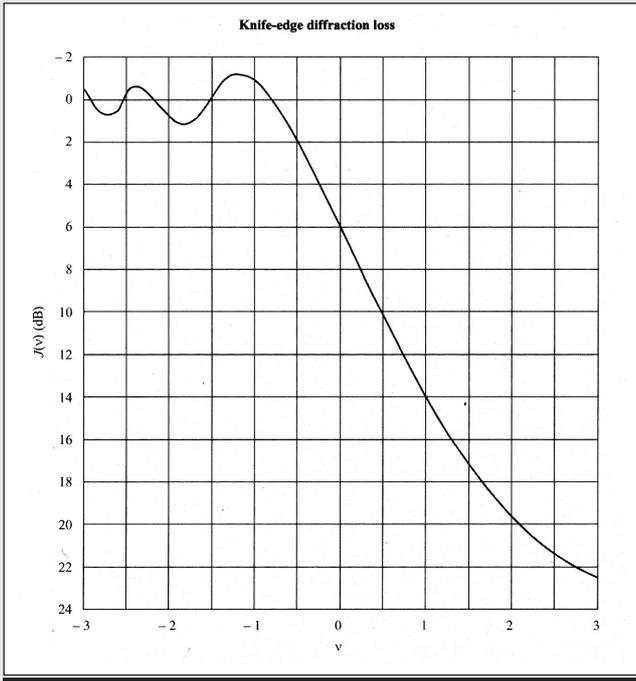


図3 ナイフエッジによる回折損失 (ITU勧告P526¹⁵⁾)

損失が6 dBとなることがわかる。ここで v は式(2)で示されるパラメータである。

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \doteq \sqrt{\frac{2h\theta}{\lambda}} \quad (2)$$

伝搬通路の周囲に反射体が存在し、直接波に加えて反射波が受信される場合はマルチパス伝搬路となる。この場合、反射波の遅延時間が長い場合や、広帯域伝送の場合には、その伝送帯域内で周波数によって受ける影響が異なる周波数選択性伝送路となる¹⁶⁾。

4. 降雨中の電波伝搬現象と対策技術

以下には、SHF, EHF帯電波の伝搬特性に大きな影響を及ぼす降雨の影響について述べるが、降雨以外の大気粒子として、ぬれ雪・霰、雲・霧¹⁷⁾、砂塵の影響も報告されている²⁾。

4.1 降雨中の電波伝搬

10 GHz以上の周波数帯電波では伝搬に及ぼす対流圏の降雨などの降水粒子による吸収・散乱の影響が大きくなる。このような降雨中の電波伝搬現象の概要を図4に示す。図4は、偏波多重を想定しており、直交する偏波を用いて同一周波数で異なる二つの情報を伝送している。この時、それぞれの偏波における降雨減衰の他、通信品質に影響を与える伝搬現象として、交差偏波識別度 (XPD: Cross Polarization discrimination) の劣化に伴う偏波間干渉の増大、降雨からの雑音増加、降雨散乱による他の無線システムからの干渉信号の増加が挙げられる。

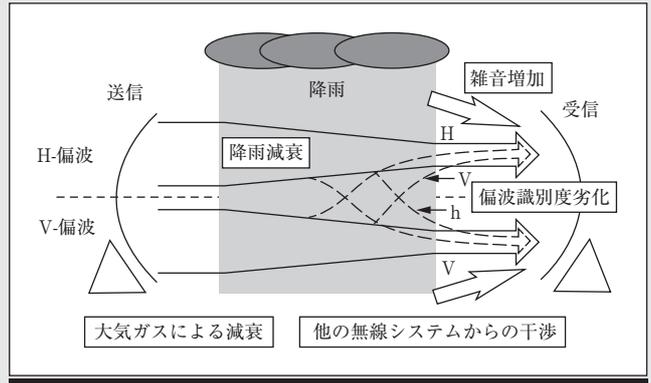


図4 降雨中の電波伝搬現象

これらの電波伝搬現象のうち、降雨減衰とXPD劣化について以下に紹介する。降雨による雑音²⁾および散乱¹⁸⁾についてはITU勧告にその影響が述べられている。

4.2 降雨減衰

大気ガスの影響と異なり、降雨は常に伝搬路に存在するものではない。したがって、ある降雨減衰値をこえる事象の年間発生時間割合など、時間率の概念が導入される。この時間率を表す特性として降雨減衰の累積分布がある。この特性から、年間の $P\%$ の時間で降雨減衰が A dBを超えることがわかれば、減衰 A に耐える回線設計により、年間の稼働率が $(100 - P)\%$ の無線通信回線を実現できることがわかる。この降雨減衰の累積時間率の推定法は地上無線回線¹⁾、衛星通信回線²⁾についてITU勧告にstep-by-step法で示されている。いずれの回線においても、関心地域の降雨強度の累積時間率0.01%値(R0.01)が必要であるが、世界のR0.01のマップがITU勧告¹⁹⁾に示されている。また、このR0.01は降雨強度の測定間隔が1分であるとされているが、この勧告には測定間隔が5分から60分での測定結果を1分の値に変換する手法も紹介されている。

降雨による降雨減衰を推定するには、降雨強度と降雨減衰の関係を知る必要がある。ITU勧告²⁰⁾に単位長さあたりの降雨減衰(降雨減衰係数)を求める方法が、周波数、偏波ごとに示されている。図5に、円偏波の降雨減衰係数の周波数依存性を降雨強度をパラメータとして計算した例を示す。

ITU勧告^{1) 2)}には、ある周波数、偏波の降雨減衰から他の周波数、偏波の降雨減衰を推定する周波数スケール、偏波スケールの手法も記述されている。

4.3 交差偏波識別度劣化

降雨粒子は大きな粒ほど球形からずれ、また風等により落下中に傾斜することから、水平・垂直偏波の伝搬特性に差異が生ずる。この結果、図4に示すように交差偏波識別度(XPD)の劣化が生じ、周波数有効利用を図る直交偏波共用回線での干渉を引き起こす。このXPDは降雨減衰と相関があり、降雨減衰からXPDを算定する理論近似式が提案されている²¹⁾。XPDの累積分布の推定法も、降雨減

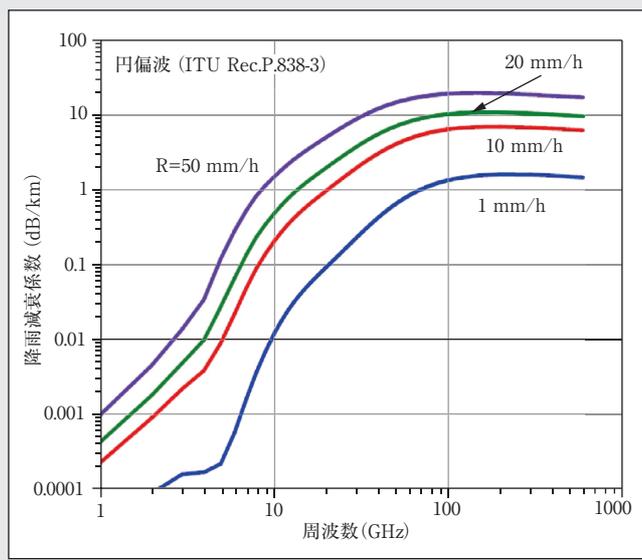


図5 降雨減衰係数の周波数依存性 (円偏波)

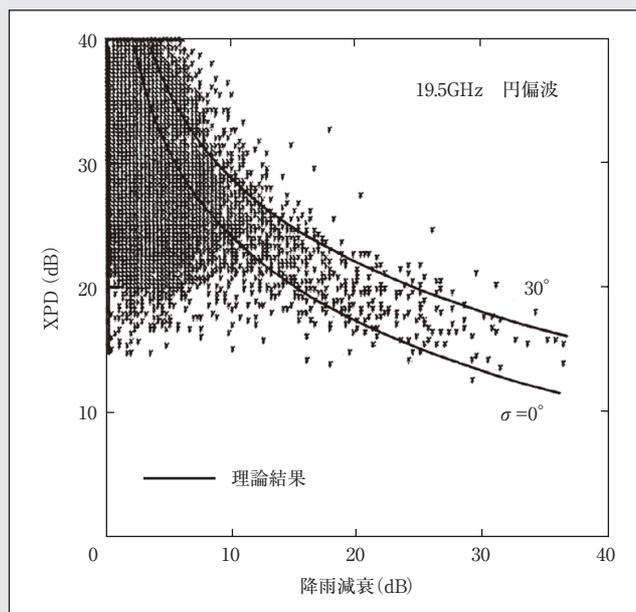


図6 衛星回線の降雨減衰とXPDの関係 (19.5 GHz, 円偏波)

衰と同様に，地上無線回線¹⁾，衛星通信回線²⁾についてITU勧告にstep-by-step法で示されている．図6は，衛星通信回線の19.5 GHz円偏波電波で測定された降雨減衰とXPDの関係を示す．衛星回線では，異方性形状をもつ上空の水によって減衰をあまり伴わないXPD劣化が生じ，図のような二次的に測定結果が分布する．

4.4 降雨減衰対策技術

周波数が高くなるにつれ，通信品質に及ぼす降雨減衰の影響が大きくなる．そこで，地上無線回線，衛星回線のそれぞれに，種々の降雨減衰対策が提案されている．それらを大別すると表1のように，静的対策法，動的（適応的）対策法，ダイバーシチ法となる．

静的対策は一定の降雨減衰マージンを設けるもので，こ

れまでも使われている方法である．しかし降雨減衰が大きくなるとこのような静的対策では，過大なマージンを設定することとなり，コストや，他システムへの干渉の点で望ましくない．そこで，降雨減衰が大きい時間，場所だけに対策を講ずる方法が動的（適応的）対策で，適応送信電力制御²²⁾や適応符号・変調制御法がその例として挙げられる．ダイバーシチ法は，降雨減衰量の相関の小さい複数の伝送ルートを用意し，その中で降雨減衰の影響の少ないルートを適応的に選択するもので，衛星放送のフィードリンクや地上無線回線のルートダイバーシチとして使われている．このダイバーシチ法の効果を定量的に評価するためにダイバーシチ利得が図7のように定義される．ダイバーシチ利得はダイバーシチを施した場合と施さない場合の実効的な

表1 降雨減衰対策法の分類

降雨減衰対策技術	原理と特徴	対策の事例
静的方法	マージンの設定などあらかじめ回線設計に余裕をもたせる 降雨減衰が少ない場合に有効 発生電力やアンテナ径の制約あり 安全サイドに設計すると情報伝送容量の減少を伴う	実効放射電力の増加 受信設備のG/Tの改善 雑音に強い変復調方式，誤り訂正符号の採用 静的階層符号化，階層変調方式 長周期インタリーブ
動的（適応的）方法	品質劣化量に応じて電力，帯域などの回線資源を動的に最適配分する 適応的に回線資源を変更させる機構が必要でリンク複雑度は増加する 1対1通信において，悪条件下のスループットを最適にできる	衛星通信上下回線の送信電力制御 衛星放送下りリンクのアンテナパターン制御 適応的変調・符号化可変方式（ACM） 適応的伝送帯域可変方式
ダイバーシチ法	相関の小さい複数ルートを設け，劣化の少ないルートを採用 複数のルートを設けることによるコスト増，リンク複雑度の増加，冗長度増 降雨減衰が大きい場合に有効	サイトダイバーシチ（複数サイト含む） ルートダイバーシチ 周波数ダイバーシチ タイムダイバーシチ （衛星）軌道ダイバーシチ

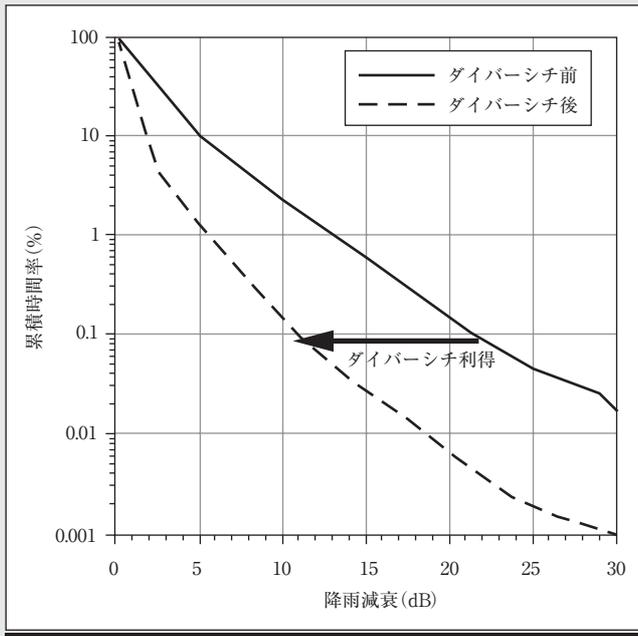


図7 ダイバーシチ利得の定義

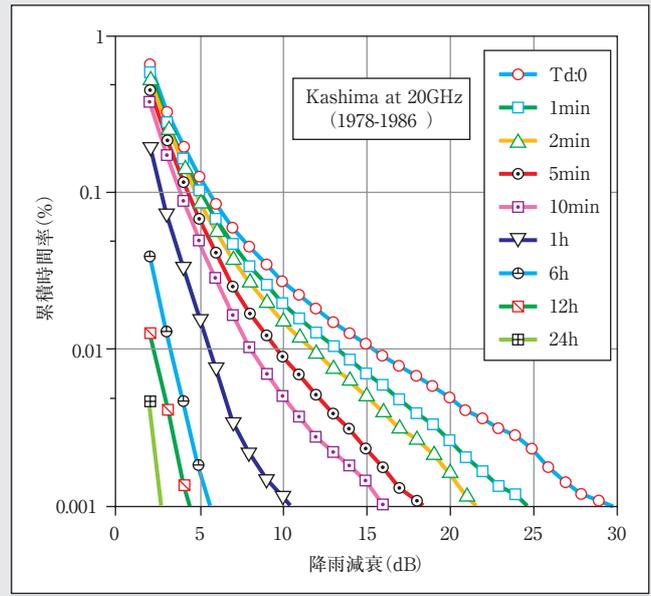


図9 衛星回線におけるタイムダイバーシチ効果の例 (19.5 GHz, 円偏波)

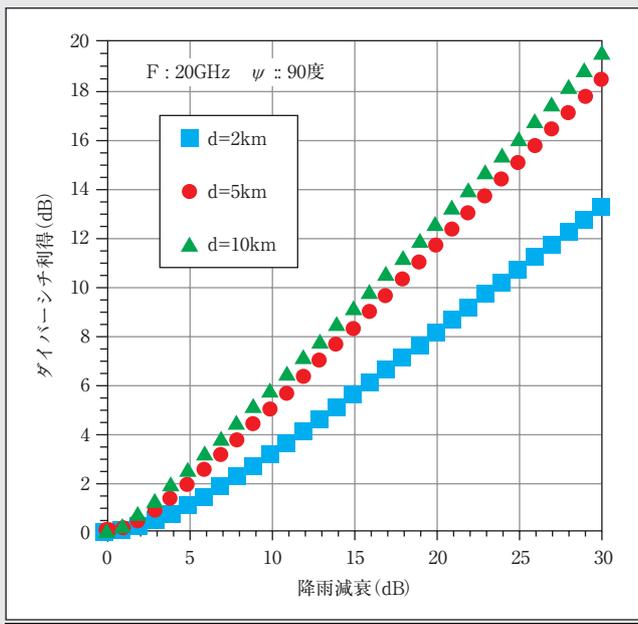


図8 ダイバーシチ利得の計算例 (勧告²⁾, 周波数: 20 GHz, ψ : 90°)

降雨減衰量の差であり、降雨減衰累積時間率によって異なる量となる。

ITU 勧告¹⁾²⁾には、このダイバーシチ利得や降雨減衰量を一定としたときの、ダイバーシチの有無による累積時間率の比(ダイバーシチ改善係数)を推定する手法が示されている。図8は、周波数20 GHzの衛星回線におけるダイバーシチ利得を、主局、副局間距離 d をパラメータとして計算した例である。ここで、衛星方向と主局-副局間方向とのなす角度 ψ を90°としている。この図から、ダイバーシチ利得は d が小さい範囲で大きな増加を示すものの、ある程

度離してもその効果は飽和することがわかる。

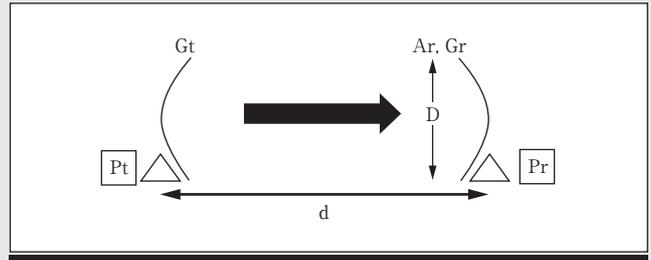
必ずしもリアルタイムの通信・放送が必要でない場合は、強力なダイバーシチ法としてタイムダイバーシチがある。この方法は再放送に代表されるように、時間をずらして複数回コンテンツを送信するもので、受信側は、その中で降雨減衰の影響の少ないコンテンツを選択して合成するものである。この手法は、応用として限られたケースになるとは思われるが、コストのかかる副局等が不要であり、大きな降雨減衰に対応できる対策法である。図9はタイムダイバーシチ効果の例を示している。この図には衛星回線の周波数19.5 GHzの実効的な降雨減衰累積分布が示されており、再伝送の時間間隔を1分から24時間まで変化させたときの結果が示されている。強い降雨は短時間で収まることが経験的に知られているが、そのため、例えば10分程度のタイムダイバーシチでも大きなダイバーシチ利得が得られていることがこの図からわかる。

5. むすび

SHFおよびEHF帯電波を対象に地上無線回線および衛星通信回線における伝搬特性について考慮すべき事項をITU勧告を参照しながら述べた。これらの周波数帯では送受信アンテナが対向する見通し伝搬路での利用が主であることから、多くのケースで「フリスの伝達式」で十分な回線設計ができると思われる。ただし、周波数が高くなると、大気による固定的な吸収減衰、降雨時に考慮すべき降雨減衰を考慮する必要がある。また地上無線回線では、地表や伝送路上の障害物によるマルチパス伝送の影響も考慮する必要がある。これらの伝送品質劣化要因の対策技術として、特に降雨減衰対策技術について紹介した。(2016年6月6日受付)

〔文献〕

- 1) P.1144-7: "Guide to the application of the propagation methods of Radiocommunication Study Group 3" (2015)
- 2) P.530-16: "Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems" (2015)
- 3) P.618-12: "Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems" (2015)
- 4) 進士昌明編著：“無線通信の電波伝搬”，信学会（1992）
- 5) 黒川廣二監修，渋谷茂一著：“マイクロウェーブ伝搬解説”，コロナ社（1975）
- 6) 細矢良雄企画・監修：“電波伝搬ハンドブック”，リアライズ社（1999）
- 7) 信学編：“アンテナ工学ハンドブック（第2版），13章「電波伝搬」，オーム社（2008）
- 8) J.E. Allnutt: "Satellite-to-Ground Radiowave Propagation -2nd Edition-", IET (2011)
- 9) G. Brussaard and P.A. Watson: "Atmospheric modelling and millimeter wave propagation", Chapman and Hall (1995)
- 10) R.K. Crane: "Electromagnetic Wave Propagation Through Rain", John Wiley and Sons (1996)
- 11) H.T. Friis: "A Note on a Simple Transmission Formula", Proc. IRE and Waves and Electrons, pp.254-256 (May 1946)
- 12) J.R. Pierce: "Almost All About Waves", The MIT Press (1974)
- 13) 福地 一：“私と電波，「ゆり」，「さくら」，「きく」に囲まれて”，電波受験界，61，9，pp.14-15（2013）
- 14) P.676-10: "Attenuation by atmospheric gases" (2013)
- 15) P.526-13: "Propagation by diffraction" (2013)
- 16) P.1407-5: "Multipath propagation and parameterization of its characteristics" (2013)
- 17) P.840-6: "Attenuation due to cloud and fog" (2013)
- 18) P.452-16: "Prediction procedure for the evaluation of interference between stations on the surface of the Earth at frequencies above 0.1GHz" (2015)
- 19) P.837-6: "Characteristics of precipitation for propagation modelling" (2012)
- 20) P.838-3: "Specific attenuation model for rain for use in prediction methods" (2005)
- 21) H. Fukuchi: "Relationship between rain attenuation and depolarization up to 100GHz", Proc. Int. Symp. Antennas and Prop. (ISAP2008), Taipei, Taiwan (Oct. 2008)
- 22) P. Chodkaveekityada and H. Fukuchi: "Evaluation of adaptive satellite power control method using rain radar data", IEICE Trans. on Communications, E99-B, 11 (2016) (in press)
- 23) 虫明康人，安達三郎：“基礎電波工学”，共立出版（1970）



付・図1 無線通信伝送路のモデル

G：アンテナ利得，Ar：アンテナの実効開口面積，D：開口面アンテナの実効径，D：伝搬距離，Pt：送信電力，Pr：受信電力

この式は一般的なアンテナ性能を表すアンテナ利得が送受信双方に使われており，使いやすい式である。ただし，この式の物理的な意味を，例えば，学生に説明するには少し困難が伴う。それは，等方性アンテナの実効開口面積Aiが付・式(2)で示されることを天の声のように信じてもらうことが多いからである。また，自由空間損失の中に波長が入るのが納得できない学生もいる。

$$A_i = \frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{2}$$

そこで，物理的わかりやすさを考慮して，付・式(3)を示す。この式の受信アンテナ実効開口面積Arは，実効開口径Dをもつ開口面アンテナであれば，開口効率ηを用いて付・式(4)のように示される。

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t}{4\pi d^2} A_r \tag{3}$$

$$A_r = \eta \frac{\pi D^2}{4} \tag{4}$$

確かに開口面アンテナであれば付・式(3)はλも入らずに理解しやすい。しかし，線状アンテナの場合には実効開口面積の表現が複雑になり，付・式(1)のアンテナ利得を用いた方法が実用的であろう。どうしても付・式(2)を納得してもらいたければ，文献²³⁾などのアンテナ専門書に頼って，波長に比して充分小さい微小ダイポールアンテナのアンテナ指向性および実効開口面積を理論的に求めてみよう。そして，それらに矛盾しないように等方性アンテナの実効開口面積を求めると付・式(2)でなければならないことがわかる。

<付録> フリスの伝達式雑感

2節で紹介したフリスの伝達式は，付・図1に示される無線通信回線で受信アンテナで得られる受信電力を求める有益な式として知られている。

2節式(1)は，フリスの論文¹¹⁾に記載されている式であるが，多くの書籍では，自由空間損失Lを使った付・式(1)が使われている。

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r L \tag{1}$$

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



福地 一 ふくち はじめ

1977年，東北大学大学院工学研究科電気通信工学専攻修了。同年，郵政省電波研究所（現情報通信研究機構）に入所，国内衛星通信・衛星放送の実験研究，特に電波伝搬に関する研究に従事。2006年，首都大学東京教授となり，次世代衛星通信・衛星放送技術およびマイクロ波リモートセンシング技術の研究を実施，工学博士，正会員。

移动通信の電波伝搬

今井 哲朗†

1. まえがき

移动通信は片方もしくは両方の端末が移動可能な通信の総称であり、それらは陸上移动通信、海上移动通信、航空移动通信に大別される。ここで、われわれにとって最も身近なものは、携帯電話システムに代表される陸上移动通信であろう。我が国において、1970年代後半に自動車電話としてサービスが開始されたアナログ方式による第1世代の携帯電話システム(1979年～)は、初めてデジタル化された第2世代システム(1993年～)、ブロードバンドサービスを可能とする世界で標準化された第3世代システム(2001年～)を経て、2010年からは下り最大75 Mbpsのデータ通信を実現する第4世代システム(LTE: Long Term Evolution)のサービスへと展開している。なお、2015年からは次期システムとして検討されてきたLTEの発展形であるLTE-Advancedの導入により、下り最大225 Mbpsのサービスが開始され、現在は2020年のサービス開始に向けた第5世代システムの検討が行われている¹⁾。

本稿では、携帯電話システム(使用周波数：UHF帯～低SHF帯)を前提に、移动通信の電波伝搬について解説する。なお、以降では移动通信の電波伝搬を“移動伝搬”と呼ぶ。

2. 通信環境と電波伝搬

携帯電話システムは限られた周波数を有効に利用するために複数の基地局でサービスエリアをカバーするセルラ方式を採用している。なお、一つの基地局がカバーするエリアは“セル”と呼ばれる。現在のシステムではさまざまな形態のセルが存在するが、基本となるのは、基地局アンテナを周辺建物よりも高い場所に設置して形成されるマクロセル(市街地で半径1 km程度)である。また、このような通信環境はマクロセル環境と呼ばれる。

マクロセル環境は、図1に示すように、

- (1) 見通し外環境：周囲の構造物で遮られることから、基地局(Base Station: BS)と移動局(Mobile Station:

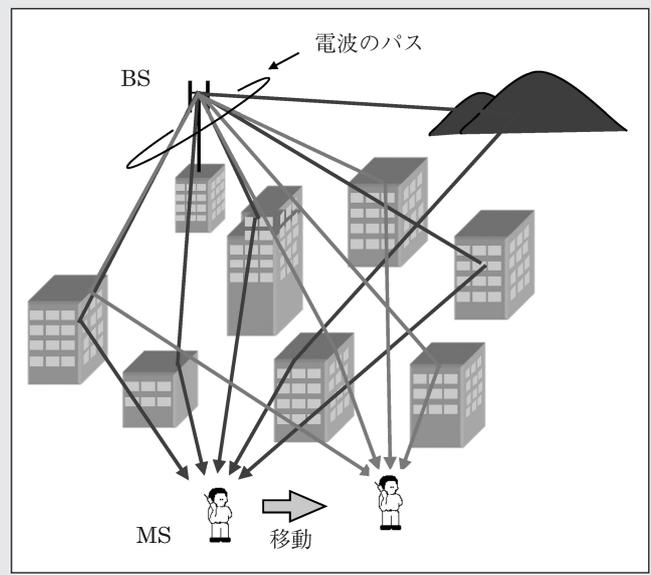


図1 マクロセル環境の電波伝搬

MS)の間で見通しがない

(2) 多重伝搬路(マルチパス)環境：受信局には周囲の構造物で反射・回折した複数の電波が到来することが特徴である。したがって、周囲に構造物のない自由空間伝搬と異なり、信号の受信電力(／受信レベル)はMSの移動に伴い複雑に変動する。この変動は、図2のように観測スケールに応じて、

- ・ 瞬時変動：波長以下のオーダの変動
- ・ 短区間変動：数10～100 m程度のオーダの変動
- ・ 長区間変動：キロメートルのオーダの変動

の3種類に分類される。

一方、電波が伝搬するパスに着目すると、それらは図1のように空間的に広がっている。すなわち、移動伝搬では受信局へ到来する電波の到来時間・到来方向・出射方向(受信点に到達する波が送信点において出射した方向)が広く分布するのが特徴である。また、パス毎に反射・回折の影響が異なることから、受信点における電波の偏波方向も広く分布する。これは、交差偏波識別度XPD(Cross-Polarization Discrimination ratio)が小さくなることを意味する。

† 株式会社NTTドコモ

"Radiowave Propagation Channel (6); Mobile Radio Propagation" by Tetsuro Imai (NTT DOCOMO, Inc., Yokosuka)

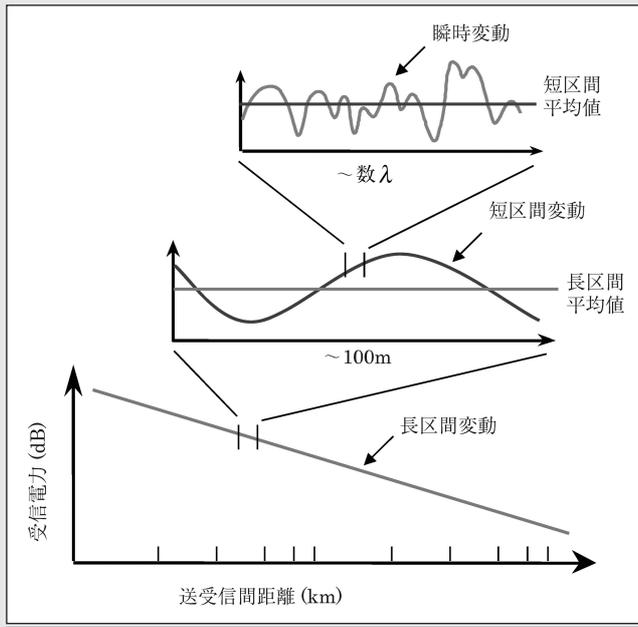


図2 受信電力変動の分類

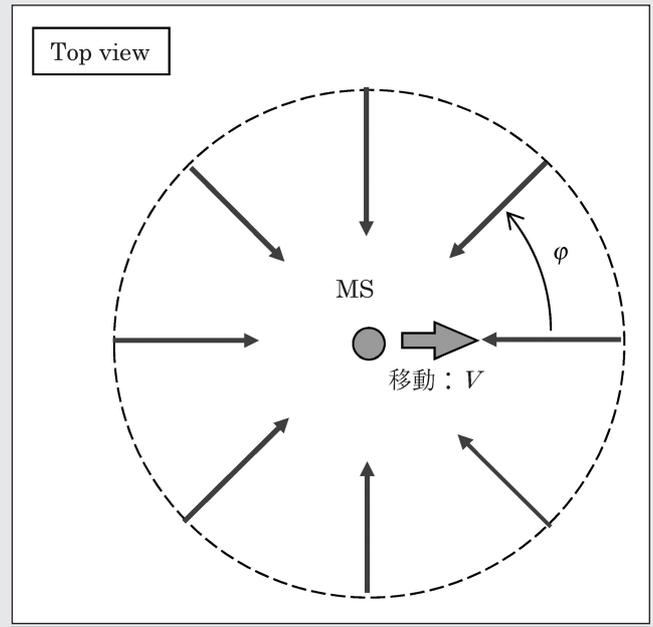


図3 瞬時変動モデル

3. 受信電力変動特性

3.1 瞬時変動

瞬時変動は受信局に到来する複数の波の干渉により生じる変動であり、マルチパスフェージングとも呼ばれる。また、特にマクロセル環境では、図3に示すように、

- ・ MSには複数の波が水平面内一様に到来
- ・ 到来波の振幅はすべて等しく、初期位相はランダムであると考えることができる。この場合、受信信号の平均電力を0 dBとすると、その複素振幅 $a_m(t)$ は、

$$a_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \exp \left\{ j \left(\frac{2\pi V \cdot t \cos \phi_i}{\lambda} + \zeta_i \right) \right\} \quad (1)$$

と表せる。ただし、 t ：経過時間[sec]、 V ：移動速度[m/s]、 λ ：波長[m]、 N ：到来波の数、 ϕ_i ： i 番目の波の到来角度[rad]、 ζ_i ： i 番目の波の初期位相[rad]である。式(1)を用いて計算した結果を図4に示す。ただし、横軸は波長で規格化した移動距離であり、縦軸は受信信号の振幅 r ($=|a_m(t)|$) (ただしデシベル値)である。ここで、振幅 r の分布はレイリー分布に従い、変動の自己相関は第1種0次のベッセル関数で表せることがわかっている²⁾。また、この場合のマルチパスフェージングは、特に“レイリーフェージング”と呼ばれる。

3.2 短区間変動

送受信間のパスは、図1に示すようにMSの移動に伴い変化する。短区間変動はパスごとに“建物から受ける遮蔽の度合い”が異なることに起因する変動であり、シャドウイング(またはシャドウフェージング)とも呼ばれる。

マクロセル環境では、短区間変動における受信電力(短

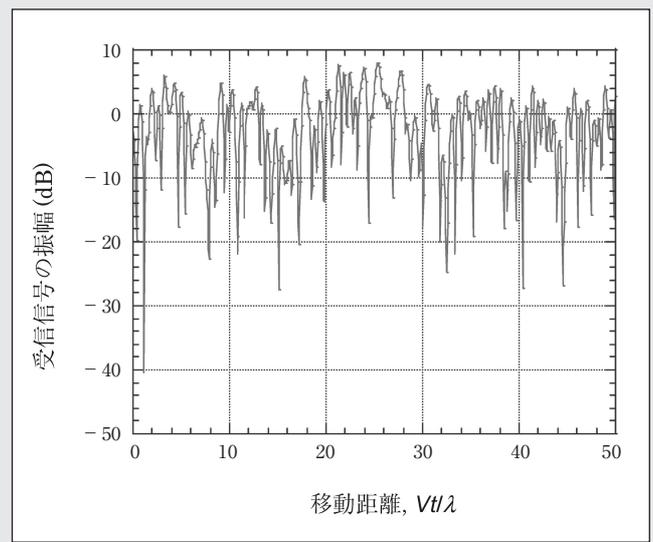


図4 瞬時変動

区間中央値 x の変動分布 $p(x)$ は対数正規分布

$$p(x) = \frac{10 \log(e)}{\sqrt{2\pi} \sigma_s x} \exp \left(-\frac{(10 \log x - m_s)^2}{2\sigma_s^2} \right) \quad (2)$$

となることが測定より検証されている。ただし、 m_s と σ_s は受信電力のデシベル値($10 \log(x)$)の平均と標準偏差である。ここで、 m_s は後述する長区間変動で与えられることから、短区間変動特性として評価すべき指標は σ_s である。この値は伝搬環境や周波数により異なるが、市街地マクロセル環境では周波数800 MHz～3 GHzにおいて6～8 dBとなることが報告されている³⁾。

一方、変動の自己相関特性(2点間距離 Δd に対する自己

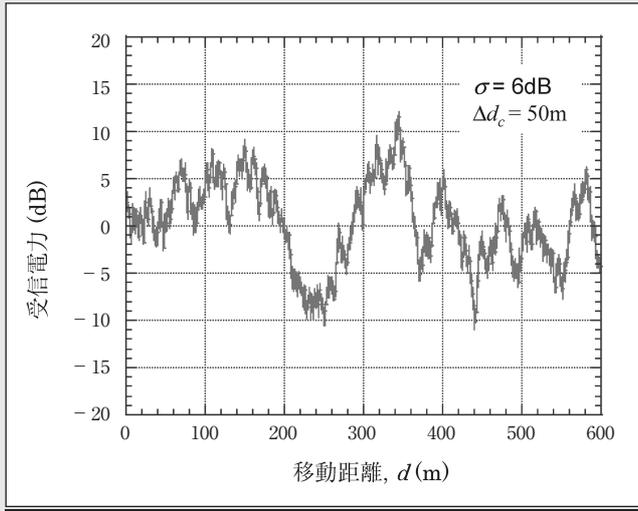


図5 短区間変動

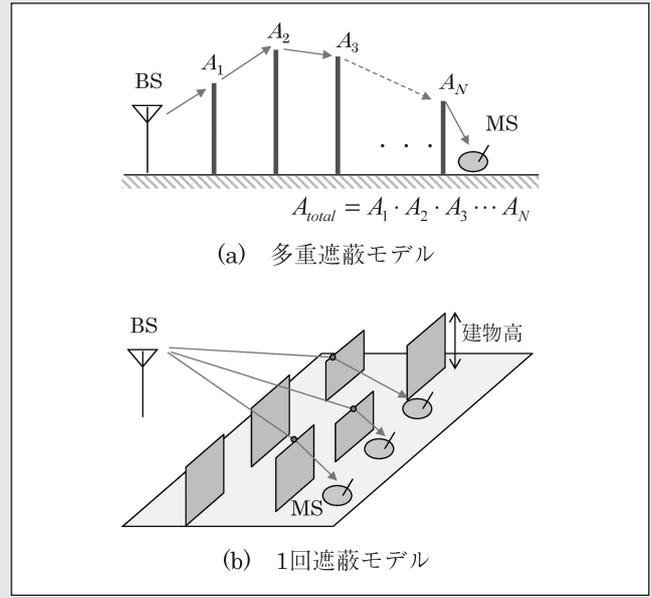


図6 短区間変動モデル

相関係数 ρ_s の特性)は、一般的に指数関数

$$\rho_s(\Delta d) = (0.5)^{\Delta d/d_c} \quad (3)$$

で与えられることが測定より検証されている⁴⁾。ただし、 d_c は相関距離と呼ばれるパラメータであり、“自己相関係数が0.5となる2点間距離”で定義される。市街地マクロセル環境の相関距離については数十～数百mとさまざまな値が報告⁴⁾されているが、ITU-R M.2135のチャンネルモデル⁵⁾では50m(ただし、見通し外の場合)と定義している。図5は式(2)、式(3)を用いて生成した短区間変動である。なお、具体的な生成の方法については文献⁴⁾を参照されたい。

短区間変動の電力分布が対数正規分布になるメカニズムとしては、従来、図6(a)に示す“複数の構造物による多重遮蔽²⁾”が定説であった。これは、伝搬路をマクロな視点から1本であると考え、送信点から出射された電波が構造物で遮蔽される度に減衰を繰り返すとすれば、トータルの減衰量は中心極限定理により対数正規分布となるといえる。しかし、最近、遮蔽回数が1回であっても、図6(b)のように道路沿いに建物が周期的に存在しかつ建物高が指数分布で分布すれば、電力分布と自己相関がそれぞれ対数正規分布と指数関数で近似できることが報告された⁶⁾。

3.3 長区間変動

受信電力の長区間内中央値は送受信間の距離に応じて減少する。ここで、伝搬損失を送信電力と受信電力(長区間中央値)の比で定義すれば、その値は送受信間距離に応じて増加する。そこで、受信電力の長区間変動特性は一般に伝搬損失特性(または伝搬損失距離特性)と呼ばれる。

伝搬損失 L は測定より $L = \beta d^\alpha$ (ただし、 d :送受信間距離、 α, β :周波数や伝搬環境などで決まる定数)で表せ、市街地マクロセル環境において $\alpha = 3 \sim 4$ となることが報告されている。なお、 α は伝搬損失指数と呼ばれる。

伝搬損失は一般的に伝搬損失推定式として定式化され、

これまでさまざまなものが提案されている。その代表が下記の奥村-秦式である⁷⁾。

$$L[\text{dB}] = 69.55 + 26.16 \cdot \log f - 13.82 \cdot \log h_b + (44.9 - 6.55 \cdot \log h_m) \log d - \alpha(h_m) \quad (4a)$$

ただし、 h_b :BSアンテナ高[m, 30~200m], f :周波数[MHz, 150~1500MHz], h_m :MSアンテナ高[m, 1~10m], d :水平面内の送受信局間距離[km, 1~20km]である。なお、カッコ内の値はパラメータの適用範囲である。また、 $\alpha(h_m)$ はMSアンテナ高に対する補正項であり、

(i) 中小都市:

$$\alpha(h_m) = (1.1 \cdot \log f - 0.7) h_m - (1.56 \cdot \log f - 0.8) \quad (4b)$$

(ii) 大都市:

$$\alpha(h_m) = \begin{cases} 8.29(\log(1.54 \cdot h_m))^2 - 1.1 & \text{for } f \leq 400 \text{ MHz} \\ 3.2(\log(11.75 \cdot h_m))^2 - 4.97 & \text{for } 400 \text{ MHz} \leq f \end{cases} \quad (4c)$$

で与えられる。なお、郊外地や開放地の伝搬損失についての詳細は文献⁷⁾を参照されたい。式(4a)において、伝搬損失指数はBSアンテナ高 h_b の関数となっており、 $h_b = 40$ mとすると $\alpha = 3.44$ となる。図7は中小都市における奥村-秦式を計算した結果である。

奥村-秦式は測定結果を回帰して求めたものであり、そこから伝搬メカニズムを理解することは難しい。しかし、文献⁸⁾によれば、図8のように送受信局間の建物屋上による多重回折を仮定すれば、伝搬損失指数は $\alpha = 3.8$ と理論的に導き出せることが明らかになっている。なお、より詳細は文献⁹⁾を参照すると良い。

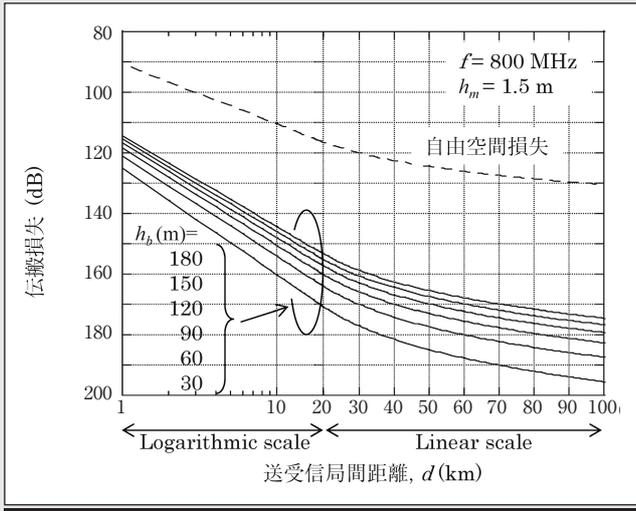


図7 伝搬損失特性：奥村-秦式

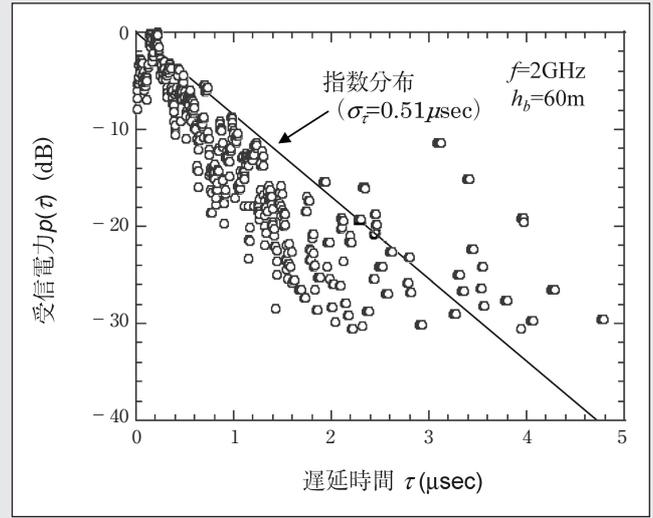


図9 伝搬遅延特性

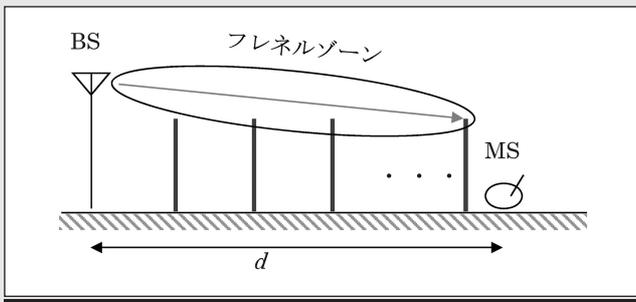


図8 長区間変動モデル：Walfischモデル

4. マルチパス特性

4.1 伝搬遅延

送受信局間のパスはそれぞれ長さ(経路長)が異なることから、電波の到達時間もその経路長に応じて差が生じる。なお、経路長を l 、光速を c ($\approx 3 \times 10^8$ m/s)とすると、到達時間 τ は l/c で与えられる。ここで、最短経路を基準とした電波の到達時間は遅延時間と呼ばれる。この伝搬に伴う遅延(伝搬遅延)はデジタル伝送において符号間干渉を引き起こす要因となることから、その把握とモデル化はシステム設計において重要である。

図9は東京都内青山エリアにおいて測定した結果であり、各パスの遅延時間と受信電力との関係を表したものである¹⁰⁾。ただし、本結果は、周波数 f : 2 GHz帯、BSアンテナ高 h_b : 約60 mとして送受信間距離1.5 km以内で得られた結果を平均したものである。なお、このようなグラフは遅延プロファイルと呼ばれる。また、遅延広がりの評価に広く用いられている指標に遅延スプレッドがある。遅延スプレッド σ_τ は電力で重み付けした遅延時間の標準偏差であり、遅延プロファイルを $P(\tau)$ とすると、

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int (\tau - \mu_\tau)^2 P(\tau) d\tau}{\int P(\tau) d\tau}} = \sqrt{\frac{\int \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int P(\tau) d\tau} - \mu_\tau^2} \quad (5)$$

ただし、

$$\mu_\tau = \frac{\int \tau P(\tau) d\tau}{\int P(\tau) d\tau} \quad (6)$$

で与えられる。なお、 μ_τ は平均遅延時間である。

遅延スプレッドの値は伝搬環境に依存するが、市街地マクロセル環境においては $0.5 \sim 1 \mu\text{s}$ 程度となることが測定より報告されている³⁾。また、遅延プロファイルについては一般的に指数分布：

$$P(\tau) = \exp(-\tau/\sigma_\tau) \quad (7)$$

で近似できる。図9には式(7)を基に回帰した結果も示しており、遅延プロファイルが指数分布で精度良く近似できることがわかる。

4.2 出射・到来角度

電波(もしくはパス)の出射角度や到来角度の分布特性はマルチパスフェージングによる受信電力変動の空間分布を特徴付けることから、その把握とモデル化は空間ダイバーシチやMIMO (Multiple Input Multiple Output) 伝送の評価において重要である(ただし、ダイバーシチとMIMO伝送では、MSの移動に伴う角度分布の変化に対する扱い方が異なることに注意²⁾)。なお、下り回線と上り回線で使用する周波数が同一である場合、同一局(BSもしくはMS)における出射角度特性と到来角度特性は一致する。本稿では混乱を避けるために下り回線を基準に説明する。

図10と図11は図9の遅延プロファイルと同時に測定した結果であり、それぞれBS側とMS側における各パスの角度(出射もしくは到来角度)と受信電力との関係を表したものである¹⁰⁾。ただし、これらは送受信間距離1.5 km以内で得

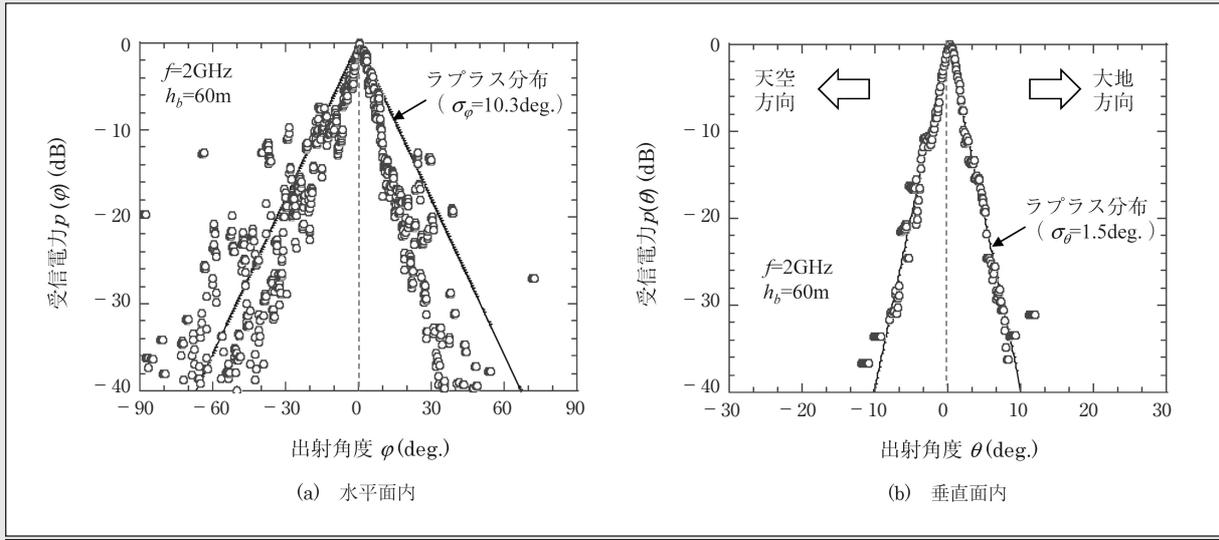


図10 BS側角度特性

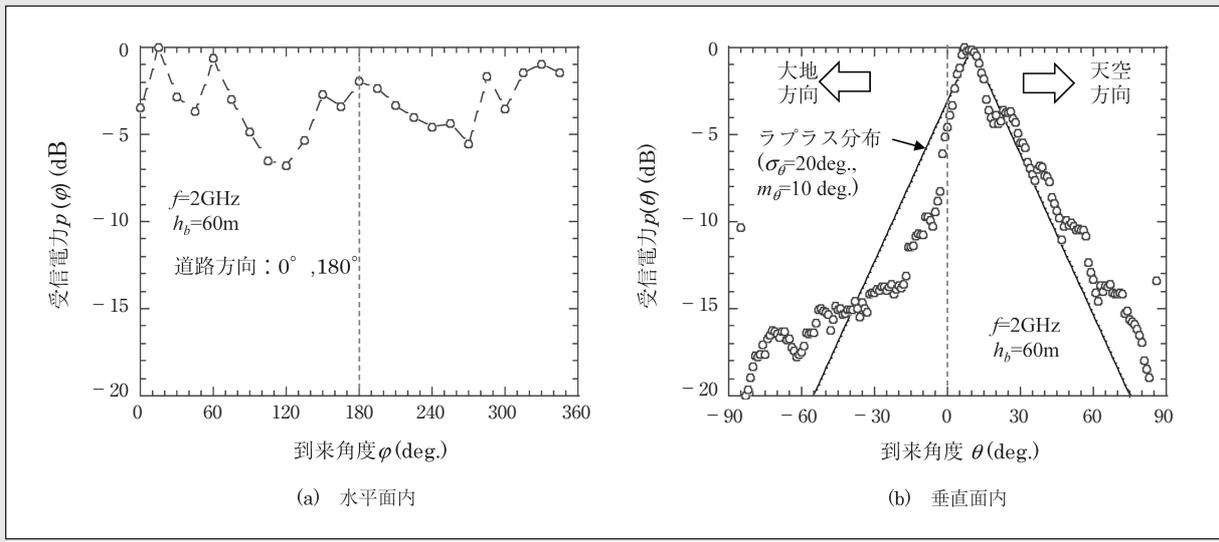


図11 MS側角度特性

られた結果を、BS側ではMS方向を 0° とし、MS側は“水平面内：道路方向、垂直面内：水平方向”をそれぞれ 0° として平均した結果である。なお、このようなグラフは角度プロファイルと呼ばれる。また、角度広がりの評価には角度スプレッドが指標として用いられる。角度スプレッドは電力で重み付けした角度の標準偏差であり、基本的に式(5)の遅延スプレッドと同様の演算より求められる。例えば、垂直面内の角度スプレッド σ_θ は、垂直面内角度プロファイルを $P(\theta)$ (ただし、 $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$)とすると、

$$\sigma_\theta = \sqrt{\frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} (\theta - \mu_\theta)^2 P(\theta) d\theta}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} P(\theta) d\theta}} \quad (8)$$

$$= \sqrt{\frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \theta^2 P(\theta) d\theta}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} P(\theta) d\theta} - \mu_\theta^2}$$

ただし、

$$\mu_\theta = \frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \theta P(\theta) d\theta}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} P(\theta) d\theta} \quad (9)$$

で与えられる。なお、 μ_θ は平均角度である。水平面内の角度スプレッド σ_ϕ も同様の演算より求められるが、角度 ϕ が

2π の周期性を持つことを考慮する必要がある(詳細は文献¹⁰を参照)。

角度スプレッドの値は伝搬環境に依存するが、市街地マクロセル環境では、BS側： $(\sigma_\phi, \sigma_\theta) \approx (17^\circ, 5^\circ)$ ，MS側： $(\sigma_\phi, \sigma_\theta) \approx (50^\circ, 18^\circ)$ となることが報告されている(文献¹¹のTable 7-2。なお、前述の数字は表にある最小値と最大値の中間値)。

市街地マクロセル環境において、BS側の角度プロファイルはこれまでガウス分布でモデル化されてきた。しかし、近年はラプラス分布：

$$P(x) = \exp(-\sqrt{2}|x - m_x|/\sigma_x), \quad x = \phi \text{ or } \theta \quad (10)$$

で近似する場合も多い。図10には式(10)を基に回帰した結果も示しており、ラプラス分布で精度良く近似できることがわかる。

一方、MS側において、水平面内の角度プロファイルは図11(a)に示すように一様分布で比較的良く近似できる。これは図3の前提が正しいことを意味している。なお、角度プロファイルが一様分布($P(\phi) = 1/2\pi$)である場合の角度スプレッドは約 104° である。垂直面内の角度プロファイルは、従来、ガウス分布でモデル化されてきたが、近年はラプラス分布とする報告が多い¹²⁾。図11(b)では式(10)を基に回帰した結果も示している。なお、図11(b)からわかるとおり、実測値のほうはピーク値を境に分布の上側(天空側)と下側(大地側)で非対称形となっている。そこで、上下を異なる分布でモデル化する報告もある¹³⁾。

5. 交差偏波特性

偏波特性は偏波ダイバーシチおよび偏波MIMO伝送の評価において必要な特性である。従来、偏波特性は交差偏波識別度XPD*を指標として評価されてきた。XPDは主偏波と交差偏波の電力比(ただし、各電力はマルチパスフェージングの影響が取り除かれた短区間中央値相当)で定義され、送信偏波が垂直偏波である場合には、垂直偏波受信時の電力 P_{VV} と水平偏波受信時の電力 P_{HV} より

$$XPD = P_{VV} / P_{HV} \quad (11)$$

で定義される。XPDの値は伝搬環境に依存するが、市街地マクロセル環境においては約6dBとなることが報告されている³⁾¹¹⁾。図12は東京都内青山エリアにおいて全40ポイントの定点測定(ただし、垂直偏波送信)より得たXPDの分布であり、その平均値は6.5dBである¹⁴⁾。

移動通信環境においてXPDが小さくなるのは、電波が受信局に到達するまでに反射・回折を伴うことによる。図13は図12と同時に測定した結果であり、各パスにおける偏波方向と受信電力の関係を表したものである¹⁰⁾(ただし、40

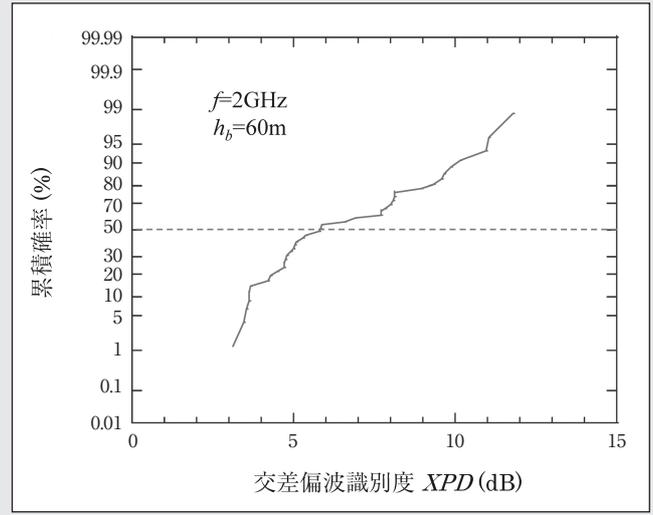


図12 XPDの分布(垂直偏波送信時)

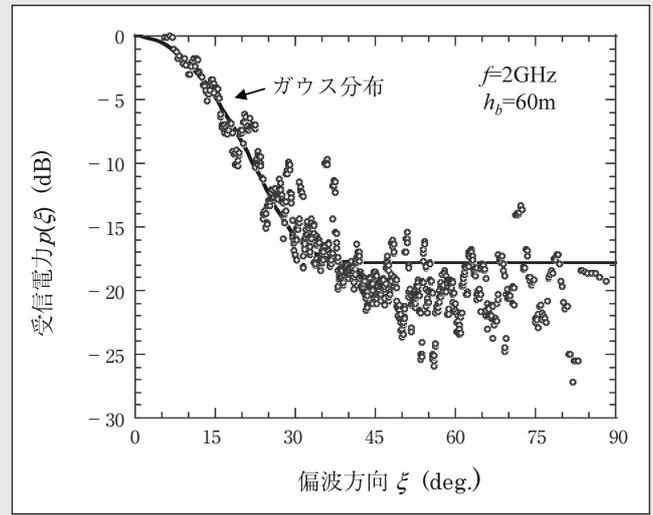


図13 偏波方向の特性(垂直偏波送信時)

ポイント分を平均した結果)。なお、横軸の偏波方向は、パス# i の垂直および水平偏波受信時の電力をそれぞれ $P_{VV}^{(i)}$ と $P_{HV}^{(i)}$ とすると、

$$\xi = \tan^{-1}\left(\sqrt{P_{HV}^{(i)} / P_{VV}^{(i)}}\right) \quad (12)$$

で定義されている。しがたって、 $\xi = 0^\circ$ は垂直偏波方向、 $\xi = 90^\circ$ は水平偏波方向を表す。図より、電力は主偏波方向である $\xi = 0^\circ$ で最も大きくなるが、 $\xi > 0^\circ$ となるパスも存在していることがわかる。これらのパスを垂直偏波成分と水平偏波成分で合成すると、結果としてXPDは約6dBとなる。なお、3GPPの3Dチャンネルモデル¹²⁾では、図13の特性を表すために、各パスのXPD分布を対数正規分布でモデル化している。

* 近年、交差偏波電力比XPR(Cross-polarization Power Ratio)と呼ばれることも多い。

6. むすび

携帯電話システムを前提に、移動通信の電波伝搬について解説した。移動通信環境は、主に、送受信局間で見通しがなく、かつ受信局には周囲の構造物で反射・回折した複数の電波が到来するマルチパス環境であるのが特徴である。これにより、受信電力が複雑に変動する。移動通信システムの歴史は、この変動による品質劣化を克服することから始まったと言える。また、近年は高速・大容量データ伝送を実現するためにマルチパス特性を積極的に利用している。

本稿では特にマクロセル環境における伝搬特性について述べたが、基地局アンテナが周辺建物より低い位置に設置されるマイクロセルや屋内に設置される屋内セルの環境においても伝搬特性を把握・モデル化するアプローチは同様である^{5) 11) 12)}。また、第5世代では高周波数帯(6~100 GHz)の利用が想定されているが、その伝搬特性の把握・モデル化においてもまったく同様のアプローチで検討が進められている^{15) 16)}。詳細は本稿で引用した文献等をご覧ください。

(2016年8月4日受付)

〔文 献〕

- 1) DOCOMO 5G White Paper: "5G Radio Access: Requirements, Concept and Technologies" (July 2014), <https://www.nttdocomo.co.jp/corporate/technology/>
- 2) 唐沢：“改訂 デジタル移動通信の電波伝搬基礎”，コロナ社（2016）
- 3) 細矢（監修）：“第15章陸上移動通信の伝搬”，電波伝搬ハンドブック，リアライズ社（1999）
- 4) 岩井：“移動通信における電波伝搬”，コロナ社（2012）

- 5) ITU-R, Report ITU-R M.2135-1: "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced" (Dec. 2009)
- 6) 藤井ほか：“移動伝搬におけるシャドウフェージング特性の解析”，信学技報，AP2015-74，pp.77-82（Aug 2015）
- 7) M. Hata: "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Trans. VT, 29, 3, pp.317-325 (Aug. 1980)
- 8) J. Walfisch, et. al: "Theoretical model of UHF propagation in urban environments", IEEE Trans. AP, AP-36, 12, pp.1788-1796 (Dec. 1988)
- 9) H. Xia: "A Simplified Analytical Model for Predicting Path Loss in Urban and Suburban Environments", IEEE Trans. VT, 46, 4, pp.1040-1046 (Nov. 1997)
- 10) 今井：“第2章移動通信における電波伝搬概要”，電波伝搬解析のためのレイトレーシング法，コロナ社（2016）
- 11) METIS Deliverable D1.4: "METIS Channel Models" (Feb. 2015)
- 12) 3GPP TR 36.873 (V1.2.1.0) : "Study on 3D channel model for LTE" (Aug. 2014)
- 13) K. Sivasondhivat, J. Takada, I. Ida and Y. Oishi: "Experimental Analysis and Site-Specific Modeling of Channel Parameters at Mobile Station in an Urban Macrocellular Environment", IEICE Transactions on Communications, E91-B, 4, pp.1132-1144 (Apr. 2008)
- 14) T. Imai, et. al: "Polarization dispersion characteristics of propagation paths in urban mobile communication environment", IEICE Trans. Commun., E96-B, 10, pp.2380-2388 (Oct. 2013)
- 15) Workshop in conjunction with IEEE Globecom'15: "White paper on 5G Channel Model for bands up to 100 GHz" (Dec. 2015)
- 16) 3GPP TR 38.900 (V2.0.0) : "Channel model for frequency spectrum above 6 GHz" (June 2016)



いまい てつろう
今井 哲朗 1991年、東北大学工学部電気工学科卒業。同年、日本電信電話(株)入社。1992年、NTT移動通信網(株)(現NTTドコモ)に転籍。陸上移動通信に関する電波伝搬、アンテナおよび回線設計法の研究開発に従事。現在、NTTドコモ先進技術研究所主任研究員。博士(工学)。

近距離の電波伝搬

沢田 浩和[†]

1. まえがき

ITU-R勧告P (Radiowave Propagation) シリーズには、電波伝搬特性の推定方法 (伝搬モデル) が含まれており、無線通信システムを設計する上で役立つ情報である。どの勧告を使用すれば良いかは、ITU-R P.1144¹⁾を参考にすると良い。近距離の伝搬特性については、伝送距離1km以内の伝搬損失と遅延スプレッド等を推定する屋内環境用のITU-R P.1238²⁾、屋外環境用のITU-R P.1411³⁾があり、どちらも適用周波数は300 MHz～100 GHzである。勧告にはさまざまな周波数での測定データが含まれており、近距離伝搬特性のデータバンクとしての役割を果たしている。また近年では、第5世代移動通信システム (5G) のミリ波帯を利用した高速無線通信に注目が集まっており、ITU-R Study Group 3 (SG3) ではミリ波帯の測定データや新規伝搬モデルの追加による両勧告の改訂作業が進められている。本稿では、勧告の内容をもとに近距離電波伝搬の特性と伝搬モデルについて解説する。

2. 屋内近距離電波伝搬

屋内環境では、①壁や床、什器などからの反射波や回折波による多重波 (マルチパス) の発生、②遮蔽物による透過損失、③廊下環境などでの導波路効果、④人や物の移動による時間的・空間的特性変動など、さまざまな要因で伝搬特性が変化する。これらの伝搬特性を把握することは、小電力の無線装置で複数の小さな通信エリアを構成するようなスモールセル設計で周波数利用効率を改善することにも役立つ。屋内電波伝搬を扱うP.1238²⁾の伝搬モデルには、場所依存性のないモデル (Site General Model) と、特定の場所で適用可能なモデル (Site Specific Model) が存在し、ここでは伝搬損失特性とインパルス応答についての各モデルについて紹介する。

2.1 屋内伝搬損失特性

場所依存性のない伝搬損失モデルは次式で示されており、

$$L_{total} = L(d_0) + N \log_{10} \frac{d}{d_0} + L_f(n) \quad (1)$$

参照距離 d_0 における損失 $L(d_0)$ と、伝搬損失係数 N 、および建物内のフロア間透過損失 L_f により、周波数 f [MHz]と伝送距離 d [m]を入力パラメータとして、伝搬損失 L_{total} [dB]が推定可能である。ここに、損失 $L(d_0)$ は見通し環境の自由空間損失であり、 $d_0 = 1$ mの場合には近似的に次式で計算できる。

$$L(d_0) = 20 \log_{10} f - 28 \quad (2)$$

式 (1) において、送受信アンテナが建物内の同一フロアに存在する場合には透過フロア数 $n = 0$ となり、 $L_f(n) = 0$ とすればよい。各周波数で使用可能な式 (1) の伝搬損失係数は同勧告で表1のように与えられており、フロア間の透過損失も表2で与えられている。ただし、各モデルパラメータには (表中添え数字に対応する) 適用可能な条件が存在するため、使用する場合には原著²⁾で適用条件を満たしているかご確認願いたい。

特定の場所で適用可能な伝搬損失モデルについては、環境が限定される代わりに推定精度の改善が期待できる。計算手法としては、伝搬路の周囲環境が決まるため幾何光学的回折理論やレイトレース法⁴⁾の適用が可能であり、遅延波の

表1 屋内伝搬損失計算のための伝搬損失係数: N
(ITU-R P.1238-8)²⁾

Frequency	Residential	Office	Commercial	Factory	Corridor
900 MHz	-	33	20	-	-
1.25 GHz	-	32	22	-	-
1.9 GHz	28	30	22	-	-
2.1 GHz	-	25.5 ⁴⁾	20	21.1	17 ⁹⁾
2.4 GHz	28	30	-	-	-
2.625 GHz	-	44 ⁵⁾	-	33 ⁶⁾	-
3.5 GHz	-	27	-	-	-
4 GHz	-	28	22	-	-
5.2 GHz	30 ²⁾ , 28 ³⁾	31	-	-	-
5.8 GHz	-	24	-	-	-
28 GHz	-	-	27.6 ⁸⁾	-	-
60 GHz ¹⁾	-	22	17	-	16 ⁷⁾ 9)
70 GHz ¹⁾	-	22	-	-	-

[†] 国立研究開発法人情報通信研究機構

"Radiowave Propagation Channel (Final study): Short-range Radio Propagation" by Hirokazu Sawada (National Institute of Information and Communications Technology, Tokyo)

表2 屋内伝搬損失計算のためのフロア透過損失
ファクタ： L_f [dB] ($n \geq 1$: 透過フロア数) (ITU-R P.1238-8)²⁾

Frequency	Residential	Office	Commercial
900 MHz	-	9 (1 floor) 19 (2 floors) 24 (3 floors)	-
1.8~2 GHz	4 n	15 + 4 (n - 1)	6 + 3 (n - 1)
2.4 GHz	10 * 1 (apartment) 5 (house)	14	
3.5 GHz		18 (1 floor) 26 (2 floors)	
5.2 GHz	13 * 1 (apartment) 7 * 2 (house)	16 (1 floor)	-
5.8 GHz		22 (1 floor) 28 (2 floors)	

* 1 Per concrete wall * 2 Wooden mortar

特性が確定的になることで、伝搬損失だけでなく遅延スプレッドや到来波の角度スプレッドの推定等も可能となる。

2.2 インパルス応答モデル

無線伝搬路は線形性を持つため、その伝達関数はインパルス応答で表現が可能である。インパルス応答をモデル化することにより、無線装置の物理層評価のための符号誤り率 (BER: Bit Error Rate) のシミュレーションが可能となり、回線品質を評価することが可能となる。

場所依存性のないインパルス応答モデルは、到来波が指数関数減衰する次式が簡易的に使用されることが多い。

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{for } 0 \leq t \leq t_{max} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

ただし、 S : r.m.s. (root mean square) delay spread

t_{max} : maximum delay

$$t_{max} \gg S.$$

実際のシミュレーションでは、このモデルにしたがってシステムのシンボル時間間隔 (1変調信号の信号帯域の逆数) で指数関数的に減衰するインパルス応答を伝搬路と仮定し、各到来波の位相はランダムとする。

遅延スプレッド S をパラメータに使用することで、モデルは非常にシンプルになる。各周波数での遅延スプレッドの例を表3に示す。このインパルス応答の特徴を示すパラメータの遅延スプレッドは、多重波伝搬路における符号伝送誤り率との相関関係が存在し⁵⁾、無線通信システムの設計において広く使われている。表3中のA, B, C列が遅延スプレッドの値であるが、それぞれ累積分布の10%, 50%, 90%値を示しており、通信回線を設計する場合に伝送路状態の異なる場合を評価することが可能である。ただし、表中の各値は測定条件等を原著でご確認頂いた上でご使用願いたい。

また屋内環境での遅延スプレッドは、ほぼ床面積 F_s [m²] に比例することから、特に2GHz帯での測定データをもとに、次式の近似式も示されている。

$$10 \log_{10} S = 2.3 \log_{10} F_s + 11 \quad (4)$$

特定の場所でのインパルス応答は、レイトレース法などにより計算され、一般化すると次式の表現となる。

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \left[\left(\prod_{u=1}^{M_n} \Gamma_{nu} \times \prod_{v=1}^{M_n} P_{nv} \right) \frac{1}{r_n} \cdot e^{-j\omega \tau_n} \cdot \delta(t - \tau_n) \right] \quad (5)$$

表3 r.m.s. 遅延スプレッドパラメータ (ITU-R P.1238-8)²⁾

Freq. (GHz)	Environment	Polarization	Time delay resolution (ns)	Tx beam width (degrees)	Rx beam width (degrees)	A (ns)	B (ns)	C (ns)
1.9	Residential	VV	10	Omni	Omni	20	70	150
	Office	VV	10	Omni	Omni	35	100	460
	Commercial	VV	10	Omni	Omni	55	150	500
2.25	TV studio	VV	4.2	Omni	Omni	-	13 ³⁾ , 26 ³⁾	-
2.625	Office	VV	1.8	Omni ¹⁾	Omni ¹⁾	8	11	12.5
		VV	1.8	Omni ²⁾	Omni ²⁾	10.74	13.74	20.15
	Corridor	VV	1.8	Omni	Omni	8.49	18.53	25.16
	Air cabin	VV	1.8	Omni	Omni	7.98	11.89	14.47
	Factory	VV	1.8	Omni	Omni	51.5	69.2	87.2
3.7	Residential	VV	10	Omni	Omni	15	22	27
	Office	VV	10	Omni	Omni	30	38	45
	Commercial	VV	10	Omni	Omni	105	145	170
5.2	Residential	VV	10	Omni	Omni	17	23	30
	Office	VV	10	Omni	Omni	38	60	110
	Commercial	VV	10	Omni	Omni	135	190	205
30	Computer cluster	Dual ⁴⁾	0.45	35	35	1.2 ⁵⁾	2.5 ⁵⁾	14 ⁵⁾
			0.45	35	35	1.6 ⁷⁾	17.6 ⁷⁾	34 ⁷⁾
60	Computer cluster	VV	0.22	15.4	15.4	5.2 ⁸⁾	10.6 ⁸⁾	5.2 ⁸⁾
		VV	0.9	15.4	15.4	12 ⁹⁾	37.5 ⁹⁾	12 ⁹⁾
	Office ⁶⁾	VV	0.22	Omni ¹⁰⁾	Omni ¹⁰⁾	0.68	1.7	4
		VV	0.22	Omni ¹¹⁾	Omni ¹¹⁾	0.45	1.77	5.2

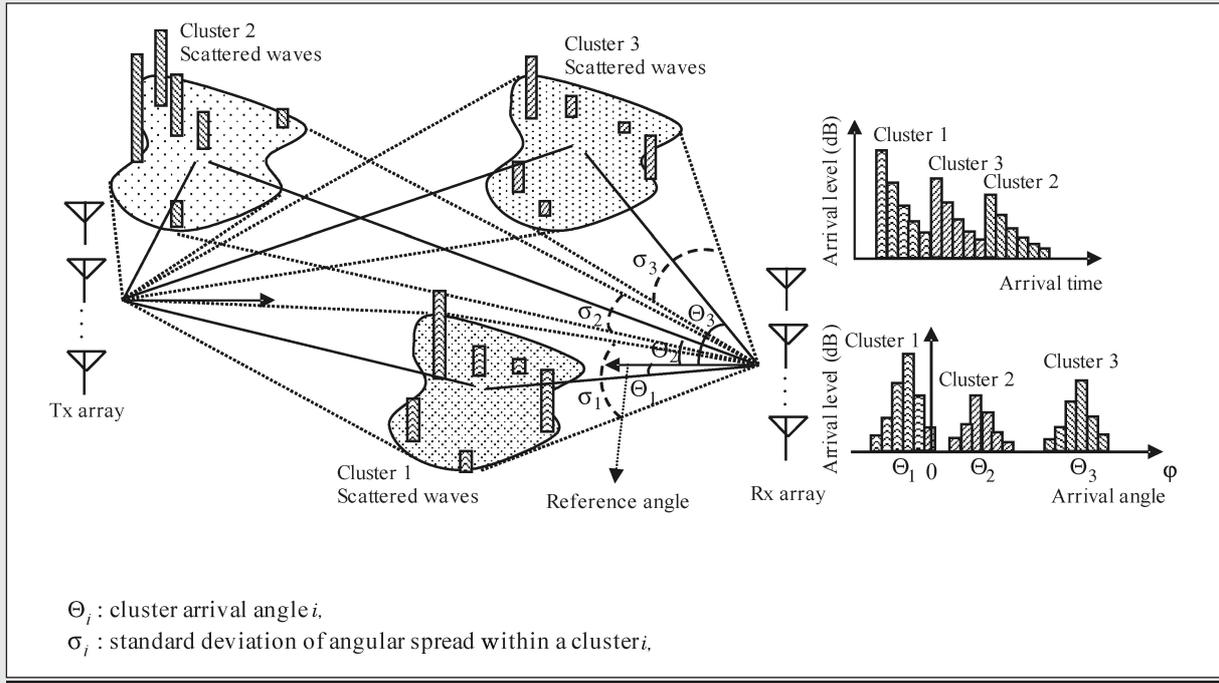


図1 クラスタモデルのイメージ (ITU-R P.1238-8)²⁾

ただし、 $h(t)$: インパルス応答

- N : 到来波 (レイ) の総数
- M_{rn} : n 番目のレイの反射回数
- M_{pn} : n 番目のレイの透過回数
- Γ_{nu} : u 回目 n 番目のレイの反射係数
- P_{nv} : v 回目 n 番目のレイの透過係数
- r_n : n 番目の伝搬路の長さ
- τ_n : n 番目のレイの遅延量

伝搬路のイメージは図1のように示される。送信アンテナから送信された無線信号は、さまざまな経路で反射や透過の影響を受けて、受信アンテナへ到達する。その場合、ある程度まとまった到来角度や到来時間の到来波を光線 (レイ) とみなし、それらを集団 (クラスタ) として扱うことで、複数のクラスタ (マルチクラスタ) でインパルス応答を表現する統計的モデルも開発されている⁶⁾⁷⁾。そのようなモデルでは、クラスタ内 (intra-cluster) のレイの電力減衰係数および到来時間分布、角度スプレッド分布を適当な確率分布を用いてパラメータ化することでクラスタ内のレイの特徴をモデル化し、さらに各クラスタ間 (inter-cluster) の関係性も同様に確率分布としてパラメータ化することで、インパルス応答を生成可能としている。

各クラスタやレイの遅延時間については、統計的モデルではポアソン過程による指数確率分布で与えられることが多い。また各クラスタ内のレイ到来角の角度分布については、次式の確率密度関数 (PDF) で表現される。

$$P_i(\varphi - \Theta_i) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_i} \cdot \exp\left(-\sqrt{2}\frac{|\varphi - \Theta_i|}{\sigma_i}\right) \quad (6)$$

ここに Θ_i はクラスタの到来角、 φ は i 番目のクラスタの到来

表4 屋内環境の角度スプレッドパラメータ (ITU-R P.1238-8)²⁾

	LoS		NLoS	
	Mean (degrees)	Range (degrees)	Mean (degrees)	Range (degrees)
Hall	23.7	21.8 ~ 25.6	-	-
Office	14.8	3.93 ~ 28.8	54.0	54
Home	21.4	6.89 ~ 36	25.5	4.27 ~ 46.8
Corridor	5	5	14.76	2 ~ 37

角を基準としたレイの到来角度を示し、 σ_i は角度スプレッドの標準偏差を表す。また屋内環境ではクラスタの到来角はどの方向からも同じ到来確率となる一様分布 ($0 \leq \Theta_i < 2\pi$) で近似される。屋内環境での角度スプレッドパラメータとしては、表4が示されている。

式 (5) が時間と角度の情報を持ったインパルス応答モデルの場合には、複数のアンテナ素子を配列したアレイアンテナを使用する広帯域通信との整合性も良く、アンテナ指向性と畳み込み演算をすることで⁴⁾、指向性アンテナを使用した場合のインパルス応答特性を得ることもできる。

その他、勧告P.1238は偏波やアンテナビーム幅および屋内での人や物の移動の影響にも言及しており、ご興味を持たれた方は原著をご覧ください。

3. 屋外近距離伝搬特性

屋外環境では、建物や樹木の影響が大きくなり、特に短距離通信の利用が想定される都市部では建物の影響が支配的である。また通信端末は歩行者や車等とともに移動することから、伝搬路の時間的変化も考慮する必要がある。

勧告P.1411の伝搬環境は周辺建物高が異なる3種の市街地、住宅地、郊外のカテゴリーがある。市街地の伝搬路は

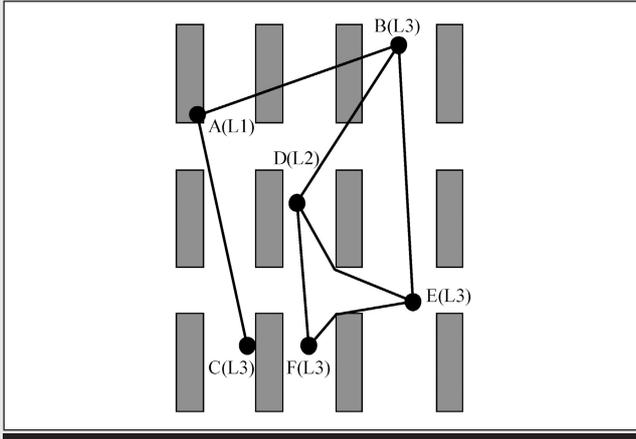


図2 市街地での典型的な伝搬状況 (ITU-R P.1411-8)³⁾

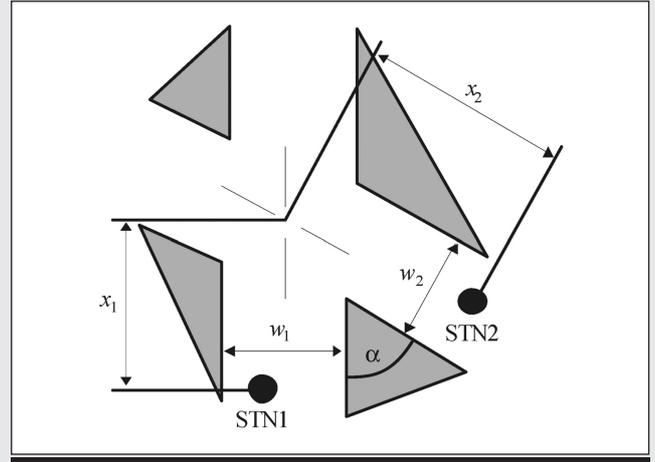


図4 見通し外環境のパラメータ定義 (ITU-R P.1411-8)³⁾

図2のように例を示し、分類されている。図中A-Eは場所を示し、L1-3は高さを示す。L1は屋根の上、L2は歩行者以上で屋根以下の高さ、L3は歩行者以下の高さである。

例えば、A-B間の伝搬路を図示すると、図3のように示される。見通し外環境となるため、直接波は受信されず、回折波や建物間を反射した複数の到来波が受信される。またD-E間などの場合は、図4のようにコーナまでの距離 (x_1, x_2)

や道路の幅 (w_1, w_2) などもパラメータとなる。

3.1 屋外伝搬損失特性

図2のA-C、D-F、B-E間のような見通し状況の場所依存性のない伝搬損失モデルは適用可能な周波数範囲ごとに異なる式で表される。主として直接波と大地からの反射波を受信するため、伝搬損失は二つの波の位相関係で大きく変動することから、上限・下限の2式が与えられている。また

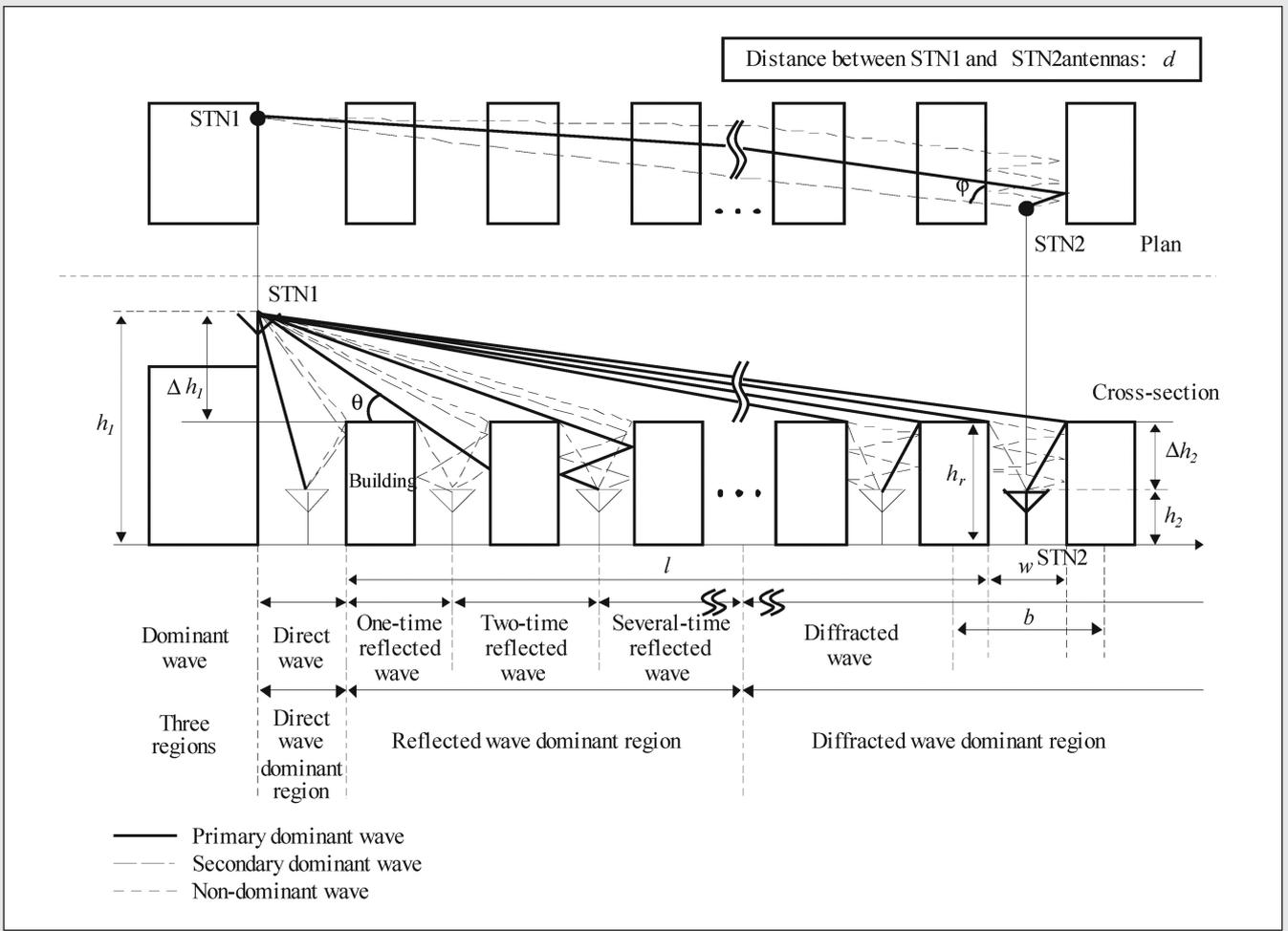


図3 見通し外伝搬路の例 (ITU-R P.1411-8)³⁾

伝搬損失はブレイクポイント⁸⁾を境に傾きの異なる曲線となる。

(1) UHF帯 (0.3~3 GHz) の場合、伝搬損失の下限は次式で表され、

$$L_{LoS,l} = L_{bp} + \begin{cases} 20 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d \leq R_{bp} \\ 40 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d > R_{bp} \end{cases} \quad (7)$$

ブレイクポイントは次式で求められる。

$$R_{bp} \approx \frac{4h_1 h_2}{\lambda} \quad (8)$$

ただし、 λ は搬送波の波長を示し、 h_1, h_2 は送受信アンテナの高さである。ここで注意して頂きたいのは、この場合の伝送距離 d は送受アンテナ間の水平面距離であるとともに、送信および受信アンテナ間は標高の変化が小さく平坦であることを仮定している。また上限については次式で表される。

$$L_{LoS,u} = L_{bp} + 20 + \begin{cases} 25 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d \leq R_{bp} \\ 40 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d > R_{bp} \end{cases} \quad (9)$$

ここに L_{bp} はブレイクポイント地点での損失であり、次式で表される。

$$L_{bp} = \left| 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda^2}{8\pi h_1 h_2} \right) \right| \quad (10)$$

この場合にフェージングマージンとして、20 dBが加算されている。またブレイクポイントまでの減衰係数が25とされているのは、近距離で発生する弱い遮蔽損の影響を考慮しているためである。

また回線設計に使用するような伝搬損失の中央値を推定したい場合には、下限よりも6 dB損失が増加した次式を使用する。

$$L_{LoS,m} = L_{bp} + 6 + \begin{cases} 20 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d \leq R_{bp} \\ 40 \log_{10} \left(\frac{d}{R_{bp}} \right) & \text{for } d > R_{bp} \end{cases} \quad (11)$$

(2) SHF帯から15 GHzまで (3~15 GHz) の場合、周波数が高くなることで道路上の車輛の影響が無視できなくなり、反射点の実効高さを考慮して次式でブレイクポイントを求める。

$$R_{bp} = 4 \frac{(h_1 - h_s)(h_2 - h_s)}{\lambda} \quad (12)$$

表5 実効道路高さ (交通量が多い場合) (ITU-R P.1411-8)³⁾

Frequency (GHz)	h_1 (m)	h_s (m)	
		$h_2 = 2.7$	$h_2 = 1.6$
3.35	4	1.3	*2
	8	1.6	*2
8.45	4	1.6	*2
	8	1.6	*2
15.75	4	1.4	*2
	8	*1	*2

*1 The breakpoint is beyond 1 km *2 No breakpoint exists

表6 実効道路高さ (交通量が少ない場合) (ITU-R P.1411-8)³⁾

Frequency (GHz)	h_1 (m)	h_s (m)	
		$h_2 = 2.7$	$h_2 = 1.6$
3.35	4	0.59	0.23
	8	*1	*1
8.45	4	*2	0.43
	8	*2	*1
15.75	4	*2	0.74
	8	*2	*1

*1 No measurements taken *2 The breakpoint is beyond 1 km

ここに h_s は実効的な反射点の高さであり、表5、表6のように交通量に依存した値が示されている。

移動端末側のアンテナ高が低い場合には、車輛の影響で安定した反射波が受信されず、ブレイクポイントが存在しなくなる場合もある。測定時の交通量の基準として、①交通量が多い場合は、道路上の10~20%を車輛が占めており、歩道上を歩行者が0.2~1%程度占めている場合、②交通量が少ない場合は、道路上の0.1~0.5%以下を車輛が占めており、歩道上を歩行者が0.001%以下程度占めている場合とされている。

またこの場合に式(12)のブレイクポイントでの損失 L_{bp} は式(10)に従い次式となる。

$$L_{bp} = \left| 20 \log_{10} \left\{ \frac{\lambda^2}{8\pi(h_1 - h_s)(h_2 - h_s)} \right\} \right| \quad (13)$$

ただし、 h_1, h_2 が h_s よりも低い場合には、ブレイクポイントは存在しないとして扱う。さらに送受信間距離が近い場合 ($d < R_s$) には、伝搬損失はUHF帯に似た特性となり、送受信間距離が遠い場合 ($d > R_s$) には、伝搬損失係数は30に近似されることが示されている。 R_s については、実験的に求められ、20 mとされている。よって伝搬損失の下限は次式で表され、

$$L_{LoS,l} = L_s + 30 \log_{10} \left(\frac{d}{R_s} \right) \quad (14)$$

上限は次式となる。

$$L_{LoS,u} = L_s + 20 + 30 \log_{10} \left(\frac{d}{R_s} \right) \quad (15)$$

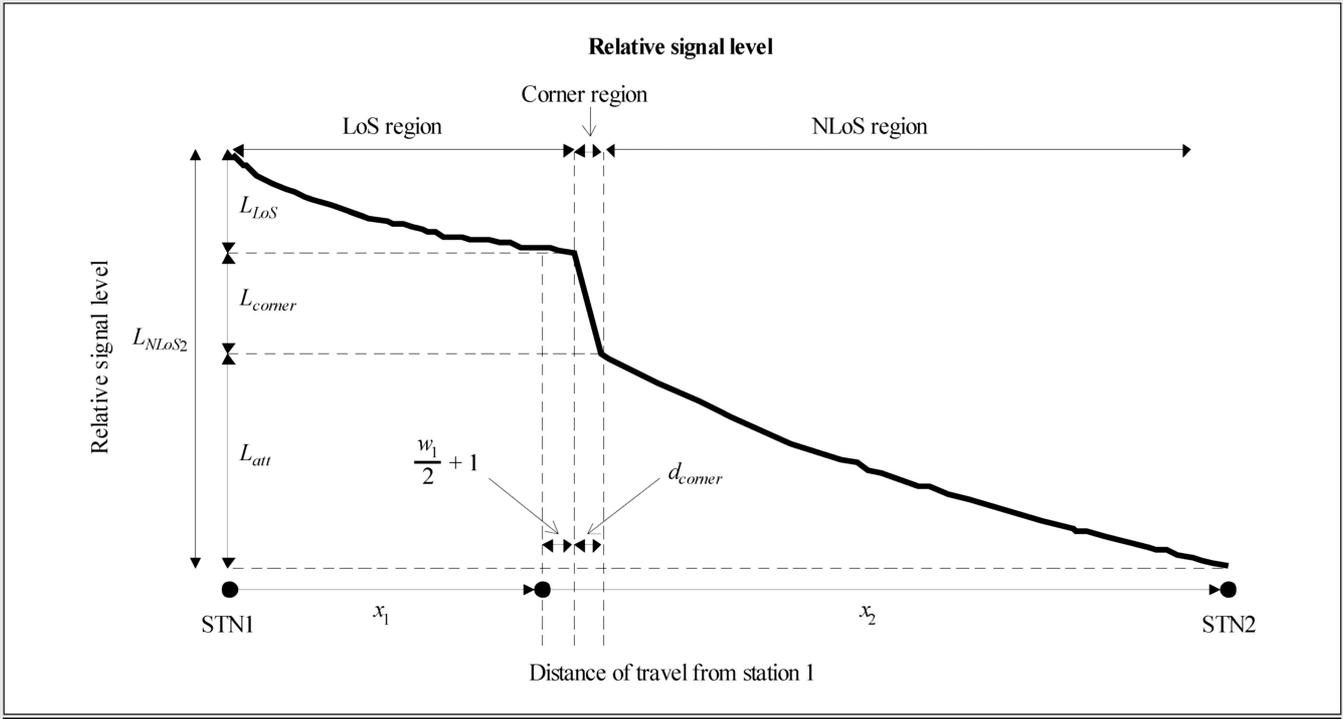


図5 周波数範囲2-16 GHzで基地局高が低い場合の図4の経路に沿った伝搬損失の典型的な傾向 (ITU-R P.1411-8)³⁾

この場合の参照距離となる R_s での損失は次式で求まる。

$$L_s = \left| 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{2\pi R_s} \right) \right| \quad (16)$$

伝搬損失の中央値は下限値から6dB増加する次式となる。

$$L_{LoS,m} = L_s + 6 + 30 \log_{10} \left(\frac{d}{R_s} \right) \quad (17)$$

(3) ミリ波帯 (15 GHz 以上) の場合、波長が短くなるためブレイクポイントが充分遠い位置になり、伝搬損失は自由空間の特性に近くなり、次式で表される。

$$L_{LoS} = L_0 + 10n \log_{10} \frac{d}{d_0} + L_{gas} + L_{rain} \quad (18)$$

伝搬損失係数 n は僅かに周波数依存性があるが、通常は自由空間損失の $n = 2$ を使用することでよいと思われる。また上式では低い周波数では影響が無視できていた大気減衰 L_{gas} および降雨減衰 L_{rain} の損失が加わる。各損失については、それぞれ勧告 P.676⁹⁾ および P.530¹⁰⁾ で計算可能である。

次に図2のD-E間のように見通し外状況の場合の伝搬損失モデルについても紹介する。

(1) 0.8~2 GHz の場合、送受信アンテナが屋上の高さ以下のとすると、コーナでの回折波と反射波を考慮すればよく、次式の伝搬損失モデルが示されている。

$$L_{NLoS} = -10 \log_{10} (10^{-L_r/10} + 10^{-L_d/10}) \quad (19)$$

ここに L_r は次式で求まる反射損失であり、

$$L_r = 20 \log_{10} (x_1 + x_2) + x_1 x_2 \frac{f(\alpha)}{w_1 w_2} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) \quad (20)$$

$$f(\alpha) = \frac{3.86}{\alpha^{3.5}} \quad (21)$$

計算例は文献¹¹⁾に記載されており、 α が 90° よりも大きい場合には、回折波よりも反射波の影響が大きく、 α が小さい場合には回折波のみとなり、図4に示す曲がり角の角度が $0.6 < \alpha < \pi$ の場合には、次式の回折損失が加わる。

$$L_d = 10 \log_{10} [x_1 x_2 (x_1 + x_2)] + 2D_a - 0.1 \left(90 - \alpha \frac{180}{\pi} \right) + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) \quad (22)$$

$$D_a = \left(\frac{40}{2\pi} \right) \left[\arctan \left(\frac{x_2}{w_2} \right) + \arctan \left(\frac{x_1}{w_1} \right) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (23)$$

(2) コーナの角度が 90° の場合については、周波数2~16 GHzの実測値から、次式が得られており、図5のように示される。

$$L_{NLoS} = L_{LoS} + L_c + L_{att} \quad (24)$$

ここに L_{LoS} は、電波がコーナに侵入する側の見通しのある道路での損失であり(ただし、道幅が20 m 以上の場合)、上述の対応する各周波数の式で計算する。 L_c はコーナで

の損失増加であり、次式で表される。

$$L_c = \begin{cases} \frac{L_{corner}}{\log_{10}(1+d_{corner})} \log_{10}(x_2 - w_1/2) \\ \text{for } w_1/2 + 1 < x_2 \leq w_1/2 + 1 + d_{corner} \\ L_{corner} & \text{for } x_2 > w_1/2 + 1 + d_{corner} \end{cases} \quad (25)$$

ここに、実測値をもとに L_{corner} は市街地では30 dB、住宅地では20 dB、 d_{corner} は30 mを用いる。コーナを通過後の伝搬路の損失は次式の L_{att} で表され、伝搬損失係数は $\beta=6$ を用いる。

$$L_{att} = \begin{cases} 10\beta \log_{10} \left(\frac{x_1 + x_2}{x_1 + w_1/2 + d_{corner}} \right) \\ \text{for } x_2 > w_1/2 + 1 + d_{corner} \\ 0 & \text{for } x_2 \leq w_1/2 + 1 + d_{corner} \end{cases} \quad (26)$$

図2のA-B、D-B間のような屋根の上を越えていく伝搬路の場合には、図3のように回折波とその反射波が合成された波が受信される。この場合の伝搬モデルは、建物をすべて同じ高さの半無限平板と仮定した場合に理論的に求められており、次式のように基地局と移動局間の自由空間損失 L_{bf} と、その経路で発生する回折損失 L_{rts} を計算し、さらに移動局近傍の建物間の反射や回折に伴う損失 L_{msd} を付加する。

$$L_{NLoS} = \begin{cases} L_{bf} + L_{rts} + L_{msd} & \text{for } L_{rts} + L_{msd} > 0 \\ L_{bf} & \text{for } L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases} \quad (27)$$

基地局アンテナ高が建物よりも高い場合 ($h_b > h_r$) には各損失は次式で表される。

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log_{10}(d/1000) + 20 \log_{10}(f) \quad (28)$$

$$L_{rts} = -8.2 - 10 \log_{10}(w) + 10 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(\Delta h_m) + \begin{cases} -10 + 0.354\phi & \text{for } 0^\circ \leq \phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35) & \text{for } 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\phi - 55) & \text{for } 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (29)$$

・ 2 GHz 以下の場合

$$L_{msd} = 18 \log_{10} \frac{d}{1 + \Delta h_b} - 9 \log_{10} b + \begin{cases} -4 + 0.7(f/925 - 1) \log_{10} f & \text{for Suburban} \\ -4 + 1.5(f/925 - 1) \log_{10} f & \text{for Urban} \end{cases} \quad (30)$$

・ 2 ~ 20 GHz 以下場合

$$L_{msd} = 17.4 + 18 \log_{10} \frac{d}{1 + \Delta h_b} - 9 \log_{10} b - 8 \log_{10} f \quad (31)$$

ただし、アンテナ実効高さは $\Delta h_b = h_b - h_r$ 、 $\Delta h_m = h_m - h_r$ として、平均建物高さ h_r [m]を考慮する。 d [m]は送受アンテナ間の伝搬路の長さ、 f [MHz]は搬送波周波数、 h_b は基地局アンテナ高、 h_m は移動局アンテナ高、 w [m]は道路幅、 ϕ [°]は道路角で到来波と道路とのなす角、 b [m]は建物間隔を示す。

4. むすび

近距離の電波伝搬特性について、実用的な観点からITU-R勧告の伝搬モデルを中心にご紹介した。現在のITU-R SG3では第5世代移動通信システムで利用が期待されるミリ波帯の伝搬モデルが検討されており、今後の勧告改定ではさらに適用可能な周波数が拡張されると考えられる。

(2016年10月7日受付)

〔文 献〕

- 1) Rec. ITU-R P.1144-7: "Guide to the application of the propagation methods of Radiocommunication Study Group 3" (July 2015)
- 2) Rec. ITU-R P.1238-8: "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz" (July 2015)
- 3) Rec. ITU-R P.1411-8: "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" (July 2015)
- 4) 細矢 (監) : "電波伝搬ハンドブック", 24.6節, リアライズ社 (1999)
- 5) J.C-I Chuang: "Simulation of digital modulation on portable radio communications channels with frequency-selective fading", IEEE Globecom'86, pp.31.6.1-31.6.7 (Dec. 1986)
- 6) A.A. M. Saleh and R.A. Valenzuela: "A statistical model for indoor multipath propagation", IEEE J. Sel. Areas Commun., 5, 2, pp.128-137 (Feb. 1987)
- 7) Rep. ITU-R M.2135-1: "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced" (Dec. 2009)
- 8) 高田 : "電波伝搬の基礎理論", MWE 2004 Microwave Workshop Digest (Nov. 2004)
- 9) Rec. ITU-R P.676-10: "Attenuation by atmospheric gases" (Sep. 2013)
- 10) Rec. ITU-R P.530-16: "Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems" (July 2015)
- 11) 松江, 佐藤, 渡辺, 守倉 : "高速ワイヤレスアクセス技術", 2.4節, 信学会 (1992)



さわだ ひろかず
沢田 浩和 2002年、岐阜大学大学院工学研究科博士後期課程修了。東北工業大学研究員、NICT研究員、東北工業大学講師、東北大学電気通信研究所助教を経て、2013年より、NICT研究員。ミリ波通信、電波伝搬に関する研究に従事。IEEE802、ITU-R等の国際標準化に寄与。