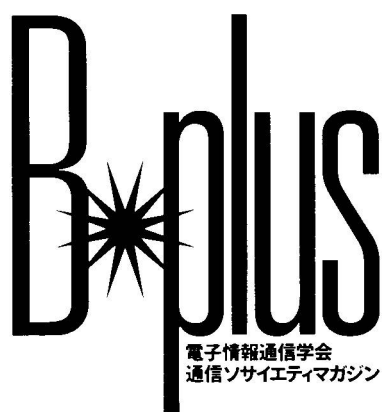




電子情報通信学会
通信ソサイエティマガジン
IEICE Communications Society Magazine

2007 夏号 No.1

伝搬モデルの作り方

— OFDM 伝送特性評価用広帯域伝搬モデルを例として —

How to Make a Propagation Channel Model—Wideband Propagation Model for OFDM Performance Evaluation as an Example—

唐沢好男[†]

Yoshio Karasawa[†]

Summary

本論文では、多様な電波伝搬研究のうち、筆者の研究領域であるシステムオリエンテッドな部分、すなわち無線システム設計に資する伝搬モデリングに焦点を絞り、一つのモデルができ上がっていく様子を示す。その題材として、OFDM のガードインターバルを超えるマルチパス遅延がある苛酷な伝搬環境において発生する伝送誤りを、精度良く推定するための伝搬モデルを取り上げる。専門性を維持するために、必要な数式も提示しているが、モデリングを題材とした私の研究論でもある。

Key words

電波伝搬，マルチパスフェージング，OFDM，等価伝送路モデル，符号間干渉誤り

1. ま え が き

筆者はおよそ 30 年間、電波伝搬の研究を続けている。医者と伝搬研究者は、調子が良いときにはお呼びが来ない因果な職業である。しかし世の中、調子が良いばかりではないので、結構、出番がある。医者が、患者の症状を見て病名を特定し、その治療を行い、また、あるときは病気になるよう予防を行うのに対して、伝搬研究者は、伝搬劣化現象を解明し、その対処を考え、更には伝搬劣化に強いシステム設計に寄与することを、その役割としている。伝搬モデルは、信頼性の高い無線システムを作るときの道具として不可欠なものであり、上記の意味では予防手段の構築になる。

[†] 電気通信大学先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター，調布市 AWCC, The University of Electro-Communications, Chofu-shi, 182-8585 Japan

本論文では、一つの伝搬モデルができるまでを、OFDM（直交周波数分割多重方式）の伝送特性評価用広帯域伝搬モデル [1] を例として、述べてみたい。ここで紹介する例は、特に、遅延の広がりガードインターバル (GI) の時間長を超えるような極めて厳しいマルチパス環境において生じるエラーフロア（送信電力を強くしても軽減できない誤り）を精度良く推定するための電波伝搬モデルである。筆者らはこれを OFDM 伝送特性評価用等価伝送路モデル (ETP-OFDM) と呼んでいる。このモデルは、電波伝搬と通信方式（変復調方式）の両分野が力を合わせることによって初めて完成する仕組みになっており、通信ソサイエティの皆さんからのアドバイスを頂ける絶好の機会と期待し、これを取り上げた。

タイトルを「伝搬モデルの作り方」と大上段に構えてみたが、もとより、オールマイティな伝搬モデリングの手法などない。一つの伝搬モデリングを語ることによって、行間ににじむ思いを、この道の後に続く若い人たちに贈るメッセージと受け取ってもらえれば、本望である。

2. OFDM は電波伝搬を克服したか—ステップ 1: モデル作りは動機付けから—

たとえ話から入りたい。学校の運動会で百メートル競走をする。数人が 1 列に並んで、ピストルの音でスタート、ゴールのテープを切った人から順位を付け、終わると、次の組がスタート。最近、この学校では生徒数が増え、効率化のためのやむを得ない措置として、その組が全員ゴールに達しない前に、次の組をスタートさせることにした。しかし、そのスタートの間隔を徐々に短くしていくと、後の組の速い生徒が前の組の遅い生徒を追い抜いてゴールに駆け込むことが起きてしまい、順位が正しく付けられなくなってしまった。

今、ワイヤレス通信では、同じことが問題になってい

る。「生徒数」を「送りたい情報量」、「後の組が前の組を追いついてしまうこと」を「101011・・・といった符号の順番が入れ替わってしまうこと（符号間干渉）」と読み替える。この追いつき現象は、マルチパスという電波伝搬の現象によって発生する。例えば、移動通信で、基地局から発射された電波は、いくつかの経路に分かれて反射や散乱を繰り返し、皆さんの携帯電話に到着する。しかし辿ってきたパスの長さの違いによって、到着時間のばらつきが生じる。より多くの情報を送りたいという時代の行く手を阻む困った問題である。

そこに登場したのが OFDM（直交周波数分割多重方式）である。OFDM は、広帯域の信号を多数の狭帯域の信号に分割して伝送するマルチキャリア方式の一つで、遅延のばらつきによる符号間干渉に強い伝送方式として知られている。無線 LAN や地上デジタルテレビ放送での実用化を皮切りに、次世代の移動通信にもこの技術の応用が期待され、広帯域ワイヤレス情報伝送技術の主流になりつつある。では、OFDM によって電波伝搬の問題が克服されたのであろうか。答は NO である。

OFDM 伝送方式では、遅延の影響に強くするため、遅延の広がり時間に対して十分長い時間単位での蓄積型信号処理を行っている。このため、これより短い時間に環境変化があると、このことによる別の面での信号劣化が生じてしまう。自動車などの高速移動体通信では、ドップラースペクトルの広がりによって、速いフェージングが発生する。図1は、OFDM を対象とし、遅延スプレッド： σ_τ 、ガードインターバル時間： T_{GI} 、有効シン

ボル周期： T_s 、フェージング周期： T_f に対して、満たすべき関係：

$$\sigma_\tau \ll T_{GI} \ll T_s \ll T_f \quad (1)$$

└ ISI 条件 ┐ └ 効率条件 ┐ └ ICI 条件 ┐

を示している。屋内で運用される無線 LAN の場合は、 T_{GI} を小さくでき、 T_f も大きいので、設計上あまり問題ないが、次世代移動通信環境（例えば、5 GHz 帯での高速移動体通信）を想定すると、性格の異なる二つの電波伝搬現象（符号間干渉（ISI）を生み出す遅延の広がり、キャリア間干渉（ICI）の原因になるドップラースペクトルの広がり）の挟み撃ちにあって、式(1)の条件を満たす設計が難しくなってしまう。例えば、屋外での運用として $\sigma_\tau = 2 \mu\text{s}$ とすると、 $T_{GI} \geq 10 \mu\text{s}$ としたい。周波数 5 GHz、時速 100 km/h では最大ドップラースペクトル f_D は 500 Hz、すなわち $T_f = 2 \text{ ms}$ となるので、その 1/100 以下である $T_s \leq 20 \mu\text{s}$ としたい。そうすると、 $T_{GI} \ll T_s$ の効率条件が満たされなくなっていることに気づくであろう。そのため、伝送特性に影響が出ない範囲で、ガードインターバルの長さを短くしたいという要求が出てくるであろう。そこで、最適な設計をするために、ガードインターバルを超える遅延の広がりがある伝搬環境での OFDM の伝送特性（BER のフロア値）を正確に評価ができる伝搬モデルが求められる。しかし、これを定量的に評価できる使いやすい伝搬モデルが見当たらない。では、自分で作ってみよう、ということになる。

第一ステップは「動機付け」である。

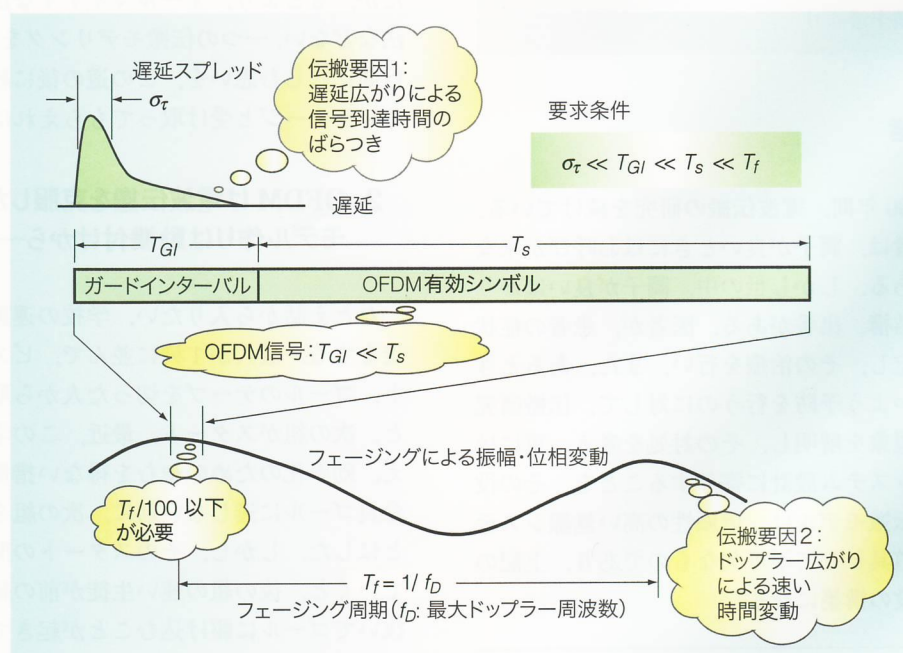


図1 OFDM の伝送特性を挟み撃ちにする二つの伝搬劣化要因：伝搬パラメータとシステムパラメータの間で満たすべき関係

3. あるべき形—ステップ2:基本構造を定める—

広帯域情報伝送の際に問題になる符号間干渉問題については、伝搬環境と通信方式が複雑に絡み合うので、「〇〇伝搬環境における××変調方式の伝送特性」といった研究論文が、これまで、世にたくさん出ている。でも、このような個別対処的なものではなく、すべての組合せに共通する本質的な関係はないのだろうか。

誤りの発生量を統計的に評価する場合にはビット誤り率 (BER) がよく用いられる。電波伝搬による劣化がある環境では、平均誤り率 (平均 BER) は次の基本式で推定できる。

$$P_e = \iiint_{x,y,z,\dots} f_p(x,y,z,\dots) \cdot P_0(x,y,z,\dots) dx dy dz \dots \quad (2)$$

└ 電波伝搬 ─┐ └ 通信方式 ─┐

P_0 は伝搬状態を規定する変数 $x, y, z, \dots$ の関数で与えられる BER, f_p はその伝搬状態 $(x, y, z, \dots)$ が発生する確率である。このように伝搬現象ごとに f_p が、また、変復調方式ごとに P_0 が求められていれば、平均 BER を求めることができる。複雑と思われる電波伝搬の性質とデジタル伝送特性との関係も式 (2) のように整理してみると「伝搬」と「通信方式 (変復調方式)」が陽に分離されていて分かりやすい。

式 (2) の典型的な例は、フェージング環境下で熱雑音による誤り発生率の平均 BER を求める問題で、その場合には、 P_0 は CNR (搬送波電力対雑音電力比) の関数で表される BER, f_p は CNR の確率分布 (レイリーフェー

ジングの場合であれば、指数分布) となる。

符号間干渉誤り推定も、この形で表されれば、見通しが良い。 f_p と P_0 を結ぶ変数 x, y, z は何になるのだろうか。これを介して、 f_p を定める研究が電波伝搬サイドの研究、 P_0 を定めるのが通信方式 (変復調技術) サイドの研究になる。

全く異なる要因によって発生する誤りがともに含まれている場合には、各々の要因 $a, b, c, \dots$ による BER ($P_e^{(a)}, P_e^{(b)}, P_e^{(c)}, \dots$) が 1 より十分小さいならば、次式のようにそれらの和としてよいであろう。

$$P_e \simeq P_e^{(a)} + P_e^{(b)} + P_e^{(c)} + \dots \quad (3)$$

第2ステップは「あるべき形 (基本構造) を定める」ことである。

4. モデリングの実際—ステップ3:モデル構築, ここからが本番—

4.1 取り組む伝搬問題

図2は、OFDM 伝送の仕組み (ただし、受信処理部を除く) を表しており、伝送したい入力信号、それをブロック化して逆フーリエ変換し、先頭部にガードインターバルを付加した送信信号、その信号が伝搬するチャネルのインパルス応答、そして、マルチパス波が合成された受信信号を模式的に示している。図の例では、最初の2波はガードインターバル以内の遅延、3波目はガードインターバルを超える遅延を表しており、受信側では、それらの合成信号を図のタイミングで切り出し、ブロック処

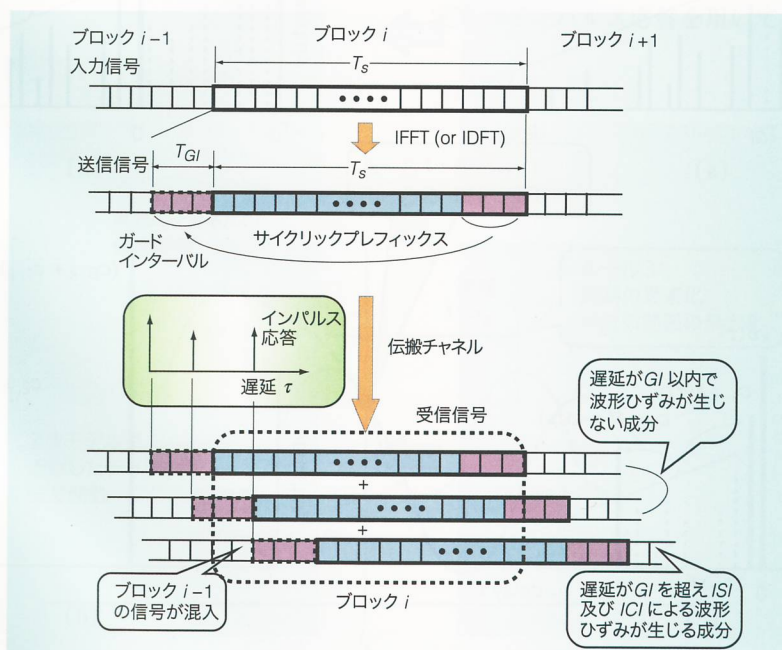


図2 OFDM 伝送の原理と符号間干渉発生メカニズム

理を行うものとする。切り出された受信信号を見ると、その一部に、すなわち3番目の波の先頭部に、前のシンボル（ブロック $i-1$ ）のデータが含まれていることが分かる。この信号が、受信信号抽出に干渉を与えることになり、符号間干渉 (ISI) と呼ばれる。また、ガードインターバル以内の遅延であれば、その切り出された信号は、遅延の大きさによらずちょうどデータ1周期分の信号を含むのに対して、ガードインターバルを超えた波は、周期の途中でブロック i の信号が一部消えてしまうので、受信信号に対して行われるフーリエ変換時に直交性の劣化として現れる。これは、キャリア間干渉 (ICI) と呼ばれる。このことから分かるように、ガードインターバルを超えた遅延を有する波を受信すると、ISI と ICI の両方が混在して現れることになる（図1の説明では、ドップラー広がりによるICIとの混乱を避けるために、遅延による劣化をISIとしてきたが、厳密にはISI + ICIが正しい）。

このマルチパス環境がレイリーフェージングであるときに、この環境において発生する伝送誤り (BER) の平均値を推定したい。この推定式を得るための伝搬モデル構築が目的になる。

4.2 OFDM 信号に対する伝送路表現：瞬時環境の表現

OFDM 変調信号の k 番目のサブキャリアの周波数を f_k とすると、等価低域系（ベースバンド系）では、

$$f_k = \frac{k}{T_s} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, K-1) \quad (4)$$

となる。ここで、 K は OFDM のサブキャリア数である。伝搬チャネルの瞬時瞬時の状態はインパルス応答で表されるが、この周波数 f_k におけるインパルス応答 h_k は、

$$h_k(\tau) = \sum_{i=1}^M \{a_i \exp(-j2\pi f_k \tau_i) \delta(\tau - \tau_i)\} \quad (5)$$

となる（図3 (a)）。ここで δ はデルタ関数である。

受信側でガードインターバルを除去するタイミングを、到来波の先行波を感知した後の $\tau = T_{GI}$ とする（図2）。このガードインターバル区間は OFDM 信号の最後の T_{GI} 部分がコピーされてそのまま使われるサイクリックプレフィックス (Cyclic Prefix : CP) が取り入れられている。ガードインターバル時間以内に到着する波 ($\tau_i \leq T_{GI}$) はサイクリックプレフィックスの働きで符号間干渉が発生せず、一次変調信号の d_k の OFDM 復調信号 $\hat{d}_k$ は次式のようになる。

$$\hat{d}_k = d_k \sum_{i=1}^{M_0} a_i \exp(-j2\pi f_k \tau_i) \quad (6a)$$

$$\equiv c_{0,k} d_k \quad (6b)$$

ここで、 M_0 はガードインターバル時間以内に到着する

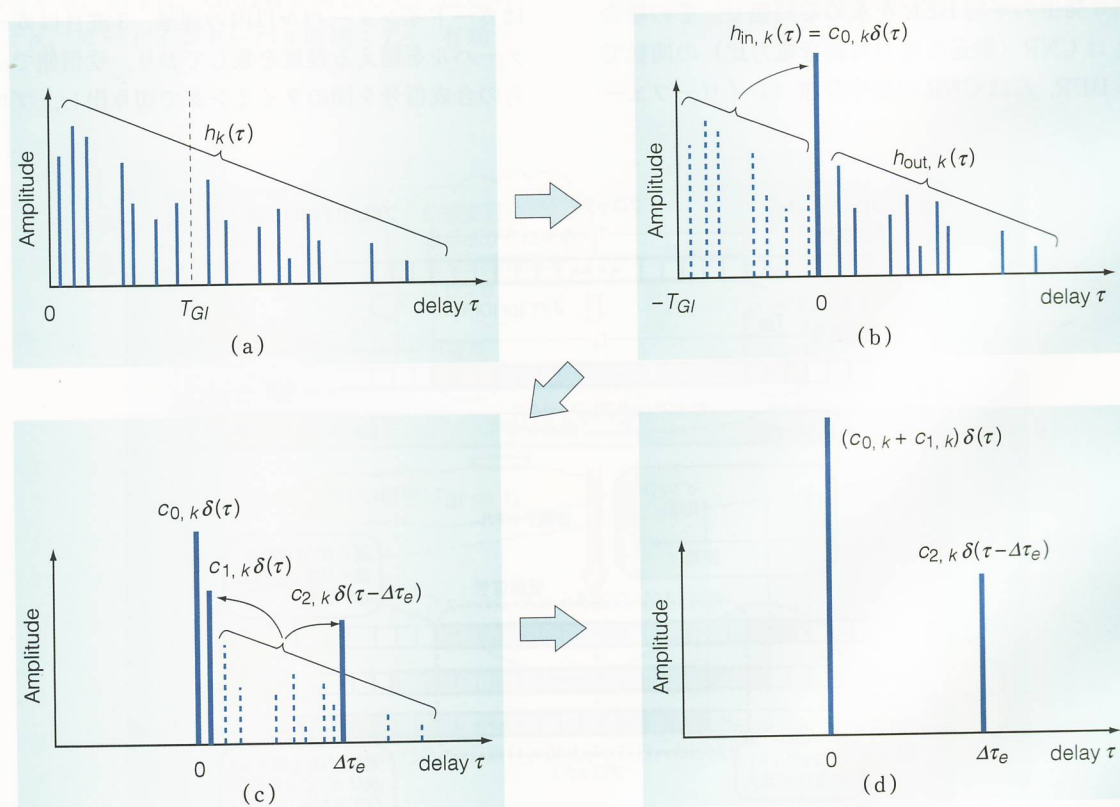


図3 等価2波モデルを得る手順：インパルス応答で表されるマルチパス環境を、どこまで簡易に表現できるか

波の数である。この式から明らかなように、各サブチャネルの信号の復調に対しては、ガードインターバル時間以内のパスは遅延の広がりをもたない一つの波として受信されるのと等価である。よって、この部分のインパルス応答 $h_{in, k}$ は $c_{0, k} \delta(\tau)$ として1波にまとめることができる(図3 (b))。

ガードインターバルを超える部分、すなわち、 $\tau_i > T_{GI}$ の波に対しては、ガードインターバルが付加されていない OFDM 変調波が遅延 $\tau = \tau_i - T_{GI}$ で到来する場合と等価となり、この部分のインパルス応答 $h_{out, k}$ は

$$h_{out, k}(\tau) = \sum_{i=M_0+1}^M \{a_i \exp(-j2\pi f_k \tau_i) \delta(\tau - \tau_i + T_{GI})\} \quad (7)$$

となる(図3 (b))。

結局、サブキャリア k におけるインパルス応答は上記二つのインパルス応答の和で表される。

ガードインターバルを超えた部分のインパルス応答 $h_{out, k}$ を更に簡略化したい。この簡略化は、筆者らが以前に、シングルキャリアシステムの符号間干渉誤り推定や再生クロックのサイクルスリップ発生の推定のために作り上げた等価伝送路モデル (Equivalent Transmission-Path model: ETP model) [2] ~ [5] が役に立つ。詳細は、専門書としてまとめている文献[6] (の第6章と第8章) を見て頂きたいが、 $h_{out, k}$ はインパルス応答の等価変換を行って、次式で表される2波モデル $h_{e, out, k}$ に近似できる(図3 (c))。

$$h_{e, out, k} = c_{1, k} \delta(\tau) + c_{2, k} \delta(\tau - \Delta\tau_e) \quad (8)$$

この式の係数 $c_{1, k}$, $c_{2, k}$ 及び遅延間隔 τ_e を次のルールによって定める。

① 二つのインパルス応答 $h_{out, k}$ と $h_{e, out, k}$ の伝達関数(インパルス応答をフーリエ変換したもの)の値が周波数 f_k において等しい。

② 二つの伝達関数の一次導関数の値が周波数 f_k において等しい。

③ 2波の遅延差 $\Delta\tau_e$ については、定常状態にある統計的環境のもとで生成されるインパルス応答の2波モデル変換において、上記で定められる $c_{1, k}$ と $c_{2, k}$ の変化が無相関となる値を選ぶ。

図4は、この三つのルールの意味を説明している。上記ルールの①と②は、周波数 f_k での伝達関数の値と傾きが実際のものと2波モデルでそれぞれ等しくなるように合わせ込みたいというルールであり、直感的にも納得できると思う。ルール③は、図で直接には説明できないが、無相関となる遅延量の選択は、後の統計的处理において計算式の導出を容易にするもので、なおかつ、この近似が結果としても f_k を中心とした近似範囲を最も広くするという意味において最適値を与えるものとなる[4]。この三つのルールにより、 $c_{1, k}$, $c_{2, k}$, $\Delta\tau_e$ が定まるが、ここでは、後で用いる $\Delta\tau_e$ のみを示す。

$$\Delta\tau_e = \frac{\tau_{m, out}^2 + \sigma_{\tau, out}^2}{\tau_{m, out}} \quad (9)$$

ここで、 $\tau_{m, out}$ はGIを超えた部分の遅延プロファイルの平均遅延、 $\sigma_{\tau, out}$ はその遅延スプレッドである。最終的に、OFDM 信号に対して、次式の等価インパルス応答 $h_{e, k}$ が得られる(図3 (d))。

$$h_{e, k} = (c_{0, k} + c_{1, k}) \delta(\tau) + c_{2, k} \delta(\tau - \Delta\tau_e) \quad (10)$$

このようにして得られた瞬時環境表現2波モデルは、実際のインパルス応答を用いてのBERの比較評価にお

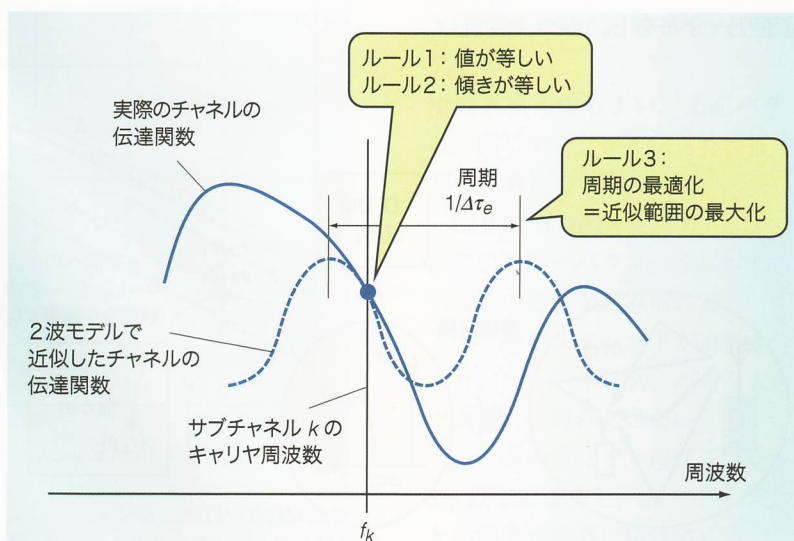


図4 等価伝送路モデルを構築するための三つのルール

いて、極めて良い一致が見られ、モデルの妥当性が実証されている[7].

4.3 OFDM 信号に対する伝送路表現：統計的環境の表現

符号間干渉による誤りなど、熱雑音以外の誤りは軽減困難な誤りと呼ばれ、送信レベルを上げてそれ以上に良くならないフロア値をもつ。このフロア値の推定においては、信号強度の値そのものは問題にならず、2波モデルの場合、2波の振幅比 r ($=|c_{2,k}/(c_{0,k}+c_{1,k})|$) と位相差 ϕ ($=\phi_2-\phi_1$)、及び、遅延差 $\Delta\tau_e$ が、瞬時の BER の変数になる。これからしようとするのは、図5に示すように、任意のインパルス応答で与えられる環境と、前節で示した2波モデルで置き換えたときの、 $\Delta\tau_e$ 一定のもとでの変数 r, ϕ との対応付けである。電波伝搬サイドからは $f_p(r, \phi; \Delta\tau_e)$ の確率分布を求めることが、通信方式サイドでは2波モデルに対する誤り率 $P_0(r, \phi; \Delta\tau_e)$ を与えることが、式(2)で BER を求めたいとしてスタートしたモデリングの役割分担となる。

統計的推定の場合は、定常状態での多数のインパルス応答 $h(\tau)$ を電力平均して得た遅延プロファイル $p(\tau)$ から、2波モデル $h_e(\tau)$ に対応する遅延プロファイル $p_e(\tau)$ への変換がモデル化の出発点になる。この遅延プロファイルは、

$$p_e(\tau) = P_{e,1}\delta(\tau) + P_{e,2}\delta(\tau - \Delta\tau_e) \quad (11)$$

の形になる。ここで、 $P_{e,1}$ は、先行波に組み入れられる $c_{0,k} + c_{1,k}$ の平均電力、 $P_{e,2}$ は遅延波 $c_{2,k}$ の平均電力であり、平均電力はどのサブチャネルも同じであるので添字 k が外れている。 $P_{e,1}$ と $P_{e,2}$ の式表現については、遅延プロファイルを規定する諸パラメータとガードインターバル長 T_{GI} の関数として表されるが、詳細は文献[1]を見てほしい。

レイリーフェージング環境では2波の振幅 r_1, r_2 の確率分布 f_1, f_2 はともにレイリー分布をし、かつ、変動は

独立で(4.2のルール③で定めた $\Delta\tau_e$ により)、また、位相差 ϕ は $0-2\pi$ で一様分布するので、 $\Delta\tau_e$ を式(9)で与えられる場合の r と ϕ の結合確率分布 $f_p(r, \phi)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} f_p(r, \phi; \Delta\tau_e) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty f_1(z)f_2(zr)zdz \\ &= \frac{P_{e,1}P_{e,2}r}{\pi(P_{e,1}r^2 + P_{e,2})^2} \end{aligned} \quad (12)$$

遅延プロファイルが指数関数型で遅延スプレッドが σ_τ の場合、 f_p は次式となる。

$$\begin{aligned} f_p(r, \phi) &= \frac{\left\{1 - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{T_{GI}}{\sigma_\tau}\right)\right\} \exp\left(-\frac{T_{GI}}{\sigma_\tau}\right) r}{2\pi \left[\left\{1 - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{T_{GI}}{\sigma_\tau}\right)\right\} r^2 + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{T_{GI}}{\sigma_\tau}\right)\right]^2} \end{aligned} \quad (13)$$

上式から、ガードインターバルを超える非常に長い遅延スプレッドをもつ指数関数型遅延プロファイルの環境では、電波伝搬サイドからのキーパラメータ(影響パラメータ)は、ガードインターバル長と遅延スプレッドの比 (T_{GI}/σ_τ) のみであることが分かる。

4.4 平均 BER の推定：伝搬研究と通信方式研究の係プレーで

BER 推定の基本式は式(2)であるが、4.4でキーパラメータ x, y, z が明確になったので、これで書き直すと次式となる。

$$P_e(\Delta\tau_e) = \iint f_p(r, \phi; \Delta\tau_e) \cdot P_0(r, \phi; \Delta\tau_e) d\phi dr \quad (14)$$

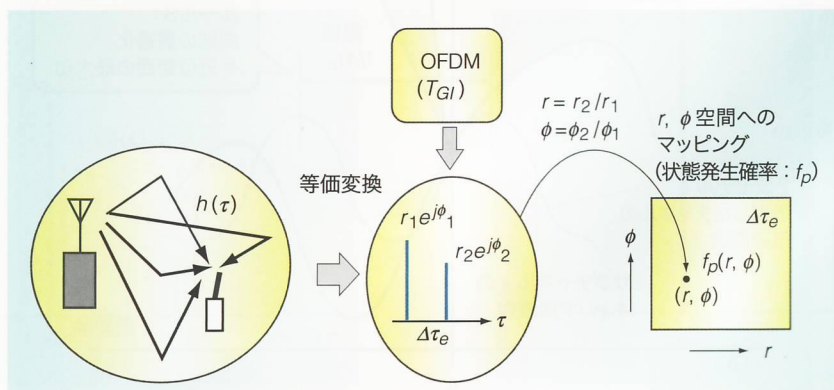
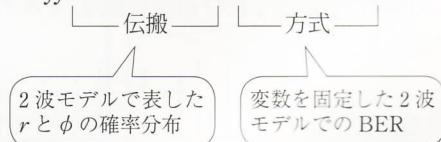


図5 マルチパス環境のインパルス応答の等価2波モデル近似(r, ϕ 空間へのマッピング)

この計算において、2波モデルの振幅比・位相差・遅延差を与えて、その状態でBERを算定する P_0 の計算式が必要であるが、そのような便利な式があることを筆者はいまだ知らない。そこで、次善の策として、 $\Delta\tau_e/T_s$ ごとに r と ϕ でのBERを事前にシミュレーションで求めてデータベース化しておき、これを計算のつど、呼び出して用いる方法をとっている。筆者らはこれをBERマップと呼んでいる。その場合でも、 $\Delta\tau_e/T_s$ の異なる値に対してそれぞれBERマップが必要なので、データベースが膨大になったり、データベース作成に長い時間が必要になり、最初からシミュレーションで求めればよい、という事態に陥るおそれがある。そこで、筆者らは、BERマップに見られる不思議な性質（一種の形状相似性）を利用して、変復調ごとに1枚だけBERマップがあれば、それ以外の $\Delta\tau_e/T_s$ の値に対するBERマップは、その1枚のBERマップからスケーリングにより求める方法を提案している[8]。しかし、このようなBERマップ利用は、計算の利便性やモデルの美しさを著しく阻害しており、通信方式サイドから P_0 のよい計算式を頂きたい、というのが筆者ら（すなわち伝搬サイドからの）希望である。

提案モデルの精度評価は文献[1]に詳しく述べているので、ここでは、その一例のみを示したい。図6は指数関数型遅延プロファイルをもつレイリーフェージング環境での16QAM伝送に対してBERフロア値を、 T_{GI}/σ_τ 、 σ_τ/T_s に対して、計算値とシミュレーション値を比較して示している。両者がよく一致していて、モデルが妥当であることが分かる。

第3ステップは「モデル作りそのもの」である。物理を損なわない前提で、可能な限りシンプルなものにこだわ

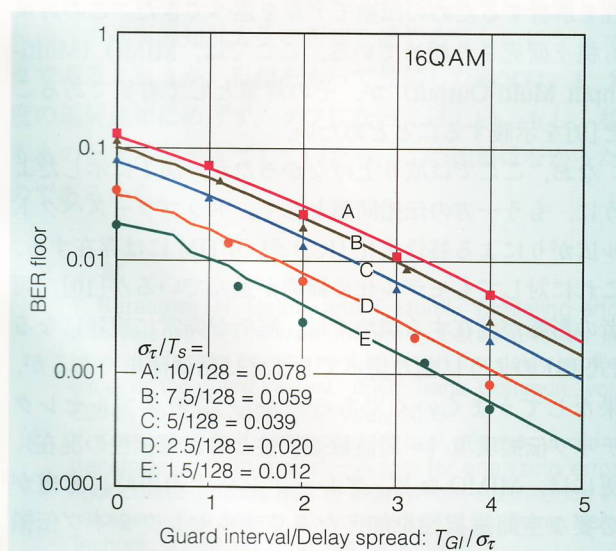


図6 BERフロア値のシミュレーション値とETP-OFDMモデルによる計算値との比較（サブキャリア変調方式：16QAM, $K = 128$, 分散型指数関数型遅延プロファイル）

ってみよう。

5. モデルから見えてくるもの—ステップ4：キーパラメータを知る—

式(14)で表されるモデルの一般形は、伝搬環境がどのようなものであってもそれを2波モデルの r 、 ϕ 結合確率分布 f_ϕ で表すことでよく、サブキャリアに対する変復調方式がどのようなものであっても2波モデルに対するBERフロア P_0 で表せばよい、ということの意味している。すなわち、伝搬環境がレイリーフェージング環境であっても、伸上・ライスフェージング環境であってもよく、変復調方式が、QPSKでもQAM変調でも同期検波でも遅延検波でもよく、すべて、伝搬サイドでは f_ϕ を定めることに、通信方式サイドでは P_0 を定めることに注力すればよいということになる。これが、3.の冒頭に述べた「〇〇と××の組合せを個別に対処するのではなく、汎用的な法則がないだろうか」という問いへの答である。これを整理してまとめたのが図7である。「電波伝搬」と「通信方式」の関係は複雑とおそれられ、伝送特性解析も手ごわいと思われる向きもあるが、式(14)のように整理してみれば、両者の役割分担は極めて明確である、といえよう。

モデル化された式(9)、式(13)、式(14)を見ると、移動通信で一般的に用いられる指数関数型遅延プロファイルをもつレイリーフェージング下での広帯域伝送特性に関しては、次のパラメータがキーパラメータであると理解できる。

① ガードインターバル長とOFDMの有効シンボル長の比： T_{GI}/T_s

② 遅延スプレッドとOFDM有効シンボル長の比： σ_τ/T_s

上記二つのパラメータのうちの一つを

③ ガードインターバルと遅延スプレッドの比： T_{GI}/σ_τ

で置き換えてもよい。上記パラメータ値が同じ環境では、同じデジタル伝送特性推定値を得る。図8にこの関係を示している。

図9は16QAM変調方式に対するBERフロア値を上記二つのキーパラメータに対して示している。この図から、次のことが読み取れる。

① 遅延スプレッドが有効シンボル長の5%以上になると、ガードインターバルを大きくとっても、その効果が顕著には現れてこない。

② 逆の意味で、遅延スプレッドが有効シンボル長の3%以下になると、ガードインターバルを大きくとることの効果が顕著に現れてくる。

第4ステップは、「得られたモデルから、結果を支配す

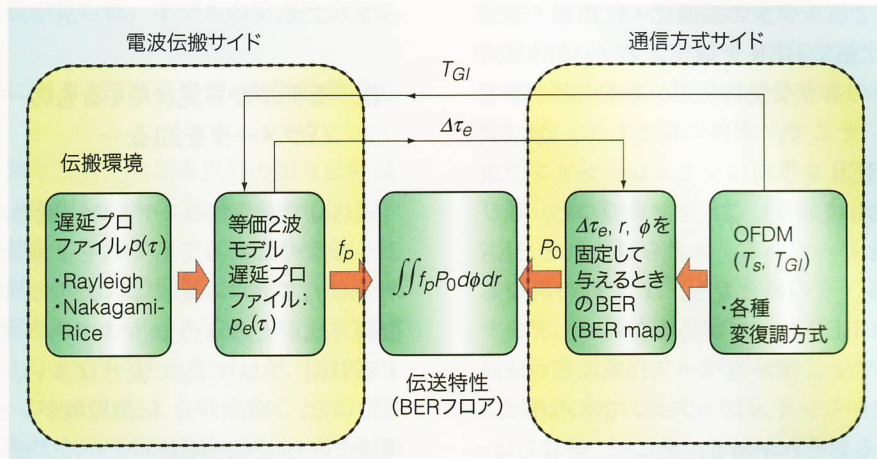


図7 遅延の広がりがあるGIを超えるマルチパス環境でのOFDMの伝送特性評価 (ETP-OFDM) における電波伝搬と通信方式の関係

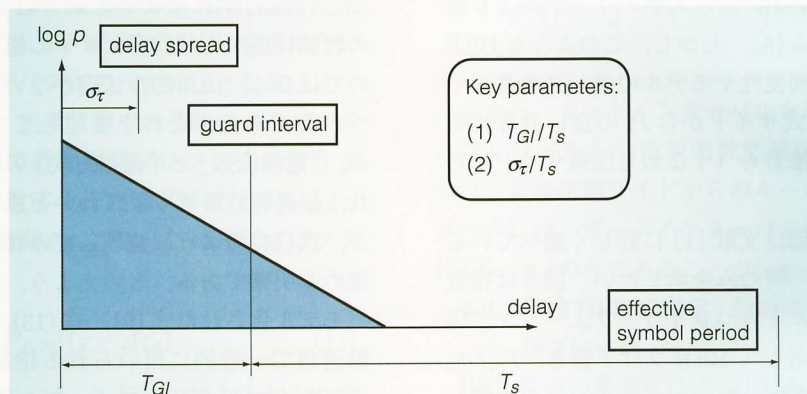


図8 OFDM 伝送特性評価のキーパラメータ (レイリーフェージング, 指数関数型遅延プロファイル)

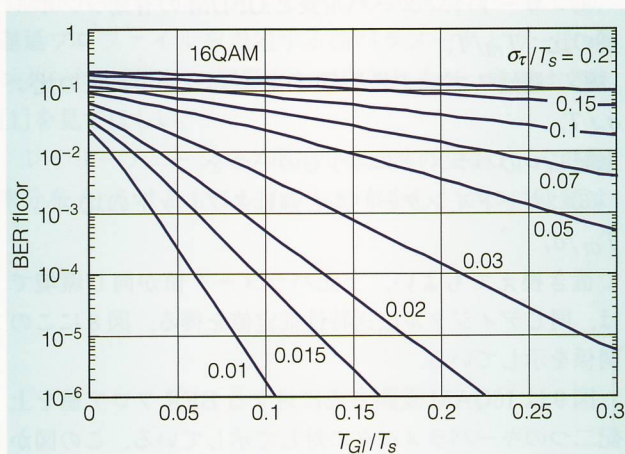


図9 二つのキーパラメータ (T_{GI}/T_s と σ_τ/T_s) に対する BER フロア値 (16QAM) (指数関数型遅延プロファイルを持つレイリーフェージング環境)

るキーパラメータを知る」である。

このことによって、改めて、伝搬測定をしたい場合の、測定指針の策定や測定の効率化に大きな寄与をもたらすであろう。

OFDM のガードインターバルを超えるような遅延の広がりが大きい苛酷な電波環境に対する OFDM 伝送特性を解析するための伝搬モデルを述べてきた。この対策も種々研究され始めている。ここでは、MIMO (Multi-Input Multi-Output) が、その対策として有望であること [9] を示唆するにとどめたい。

なお、ここでは取り上げなかったが、図 1 に示したように、もう一方の伝搬問題として、ドップラースペクトル広がりによる特性劣化 (ICI) が OFDM には存在する。これに対してもモデル化の研究が進んでいるが [10]、両者の影響が混在する環境では、解析が非常に複雑になる (式 (3) のように割り切ってしまう話は簡単であるが、果たしてうまくいくであろうか)。このダブルセレクトティブ伝搬環境 (= 周波数選択性と時間選択性の混在)、更には、MIMO など、アレーアンテナ適用時に考慮が必要な空間選択性を加えたトリプルセレクトティブ伝搬環境の解析・モデル化や伝送劣化対策技術については、ぜひ、若い人にチャレンジしてほしい。

6. む す び

筆者らが最近、力を入れて取り組んでいる「OFDM 伝送特性評価用等価伝送路モデル (ETP-OFDM)」の研究を例に、電波伝搬のモデル化の研究の一端を紹介した。

筆者が、研究者としてまだ駆出しであったころ、筆者の上司であった(故)山田松一博士から、論文の書き方について薫陶を受けた。それは、更に先人の言葉であるとして、「研究は山道を手探りで道に迷いながら行きつ戻りつ進むようなものであるが、やがてある見通しの良いところにたどり着く。それを論文にまとめるときには、到達点から出発点を振り返って、最短コースを見定め、あたかもその道を登ってきたかのように簡潔にまとめなさい」。これは一種の美学であり、本論文も、そういうまとめ方をしている。実際の歩みは、引用文献を時代を追って見て頂ければ、理解頂けることと思う。しかし、伝搬モデルの構築に際して、物理の本質を見通せるよう、可能な限りシンプルにしたい、美しいものにしたいという執念は、最初から一貫して変わっていない。池上文夫先生(京都大学名誉教授)の「(電波伝搬が物理現象であることはいままでの装置の反応もまた物理現象である [11])」の思想は、まさに、このモデリングの原点である。

今回の ETP-OFDM モデルの下敷きになっている(シングルキャリア) ETP モデルをまとめた投稿論文 [2], [3] が、なかなか採録にならず苦労したことも今となっては懐かしい。その後、このテーマでの招待論文 [12], [13] や信学会論文賞 [1] を頂くに至り、振られ続けた彼女からようやく微笑が訪れた気分で、研究者として息長くやることの喜びを禁じ得ない。若い研究者にとって投稿論文の返戻通知は人生の否定を感じるくらいにショックであると思うが、自信をもって投稿した論文は、1, 2 度の返戻通知にめげず、タフになってほしい。もし、私もあのときギブアップしていたら、この拙稿はなかったのであるから。

文 献

- [1] Y. Karasawa, N. Gejoh, and T. Izumi, "Modeling and analysis of OFDM transmission characteristics in Rayleigh fading environment in which the delay profile exceeds the guard interval," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.7, pp.3020-3027, July 2005.
- [2] Y. Karasawa, T. Kuroda, and H. Iwai, "The equivalent transmission-path model - A tool for analyzing error floor characteristics due to intersymbol interference in nakagami-rice fading environments," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.46, no.1, pp.194-202, 1997.
- [3] Y. Karasawa, T. Kuroda, and H. Iwai, "Cycle slip in clock recovery on frequency-selective fading channels," IEEE Trans. Commun., vol.45, no.3, pp.376-383, 1997.
- [4] H. Iwai and Y. Karasawa, "The theoretical foundation

and applications of equivalent transmission-path model for assessing wideband digital transmission characteristics in Nakagami-Rice fading environments," IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.9, pp.1205-1214, Sept. 1996.

- [5] Y. Karasawa and H. Iwai, "Enhancement of the ETP model: How to calculate BER due to ISI for wideband digital transmission in Nakagami-Rice fading environments," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.49, no.6, pp.2113-2120, Nov. 2000.
- [6] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [7] 下条則之, 唐沢好男, "遅延の広がりガードインターバルを超えるマルチパス環境における OFDM 伝送特性の等価伝送路モデルによる解析," 信学論 (B), vol.J85-B, no.11, pp.1904-1912, Nov. 2002.
- [8] 和泉隆亮, 下条則之, 唐沢好男, "OFDM 伝送特性評価用等価伝送路モデルに用いる BER マップの簡易作成法," 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1514-1523, Sept. 2004.
- [9] Xa Nguyen, 谷口哲樹, 唐沢好男, "遅延の広がりガードインターバルを超えるマルチパス環境における MIMO 構成 OFDM の伝送特性," 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1467-1476, Sept. 2004.
- [10] T. Wang, J. G. Proakis, E. Marsy, and J. R. Zeidler, "Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 5, no.6, pp.1422-1432, 2006.
- [11] 池上文夫, "伝搬研究の変化と進展, 究極の通信への温故知新," 信学技報, A・P92-47, 1992.
- [12] 唐沢好男, "広帯域移動通信の多重波伝搬理論とモデリング - 等価伝送路モデルによる「伝搬」と「システム」の橋渡し," 信学論(B), vol.J83-B, no.12, pp.1651-1660, Dec. 2000.
- [13] Y. Karasawa, "Multipath propagation theory and modeling in wideband mobile radio: The ETP model connecting propagation and systems," The Radio Science Bulletin, no.302, pp.5-15, p.26, Sept. 2002.

(平成 18 年 11 月 26 日受付, 12 月 26 日再受付)



唐沢 好男(正員)

▶ 1977 国際電信電話(株)(現 KDDI)入社。同社研究所, 国際電気通信基礎技術研究所(ATR)勤務を経て, 1999 電通大(UEC)教授, 2005 ~ 2007 同大先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター(AWCC)センター長。電波伝搬を軸足としたワイヤレス情報伝送技術の研究・教育に従事。1980 ~ 1990 年代に構築した「衛星回線海面反射フェージング推定法」, 「対流圏シンチレーション推定法」, 「衛星回線降雨減衰推定法」, 「陸上移動体衛星伝搬推定法」は, ITU-R (当時 CCIR) の無線回線設計勧告手法に採用され, 「降雨減衰推定法」を除く三つの計算法は, 今も現役として世界各国で無線回線設計に用いられている。電波伝搬の研究により, 1998 電波功績賞 (ARIB), 2006 国際コミュニケーション基金優秀研究賞 (ICF), 2006 本会論文賞 (2 件) 受賞。趣味将棋, 昨今のコンピュータ将棋ソフトの実力急向上を実感。