

等価伝送路モデル (ETP model) の土台を固める

唐沢好男

本技術レポートのシリーズは、筆者等が構築してきた等価伝送路モデル (ETP モデル) の解説 [1] からスタートした。遅延の広がり問題になる周波数選択性フェージング下での符号間干渉誤りや再生クロックのサイクルスリップの推定に力を発揮している。等価伝送路モデルは、フェージング環境を表すキーパラメータを定め、このパラメータを組み込んだ確率モデル (伝送特性推定法) である。ただ、モデルの土台を成すキーパラメータを特定する根拠について理論的な意味で弱く、やや、砂上に楼閣を立てた感があった。本レポートはこの部分の理論的な根拠を述べる。なお、等価伝送路モデルを用いた具体的な伝送特性解析は文献 [1], [2] を見て欲しい。また、このシリーズの姉妹レポート [3], [4] とも重複する部分がある。(内容も若干マニアックである)

1. キーパラメータを探す

1. 1 基本思想

遅延の広がりによって生じる周波数選択性フェージングを対象とする。2. 3 節で述べる再生クロックのサイクルスリップの解析を除き、フェージングの時間的変動は考えない。このとき、以下の基本思想で臨む。

【前提】

- 1) 伝送特性 (例えば、誤りの発生現象) は、通信路の周波数特性を与える伝達関数 $T(f)$ で決まる。通信帯域 W 内において **伝達関数が同じであれば、伝送特性も同じである。**
- 2) 伝送特性の統計量 (例えば、平均 BER) は、通信路の統計的性質を与える周波数相関特性 $\rho(\Delta f)$ で決まる。通信帯域 W 内において **相関特性が同じであれば、伝送特性の統計量も同じである。**

上記前提を以下のように緩めて考える。このことは、適用可能範囲を定める上において実験やシミュレーションで確認する必要がある。しかしながら、少なくとも、周波数選択性フェージングの影響が現われ始める部分には適用できるはずである。

【前提を満たすための近似】

- 3) 「同じである」の適用範囲は、帯域内の全範囲の条件を緩め、帯域の中心から限られた一定範囲とする。
- 4) 帯域中心 ($f=0$) での値 $T(0)$ とその微係数 $T'(0)$ の二つが同じであれば、近似的な意味で同じ伝送特性になる (図 1)。
- 5) 熱雑音の影響がない場合、すなわち純粋に周波数選択性フェージングのみによる場合には、伝送特性が信号強度に依存しないため、 $T'(0)/T(0)$ が同じ環境は、近似的に同じ伝送特性になる。
- 6) 統計的性質においても、周波数相関特性の $\Delta f=0$ の周辺、すなわち、 $\rho(\Delta f)$, $\rho'(\Delta f)$ 以下いくつかの導関数の $\Delta f=0$ の値から、伝送特性を支配するキーパラメータが特定できるであろう。 キーパラメータの値がそれぞれに同じ環境は、伝送特性の統計値は同じになる。

本レポートの目的は、項目 5) の妥当性と 6) のキーパラメータを示すことである。

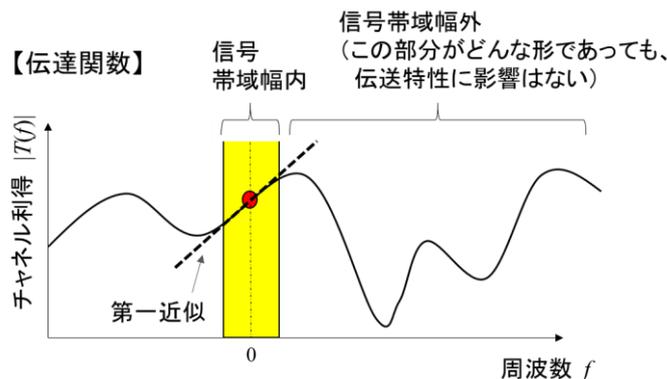


図 1 伝達関数の近似 ($T(0)$ と $T'(0)$ を合わせる)

(周波数は等価低域系 (ベースバンド系) で表しており、 $f=0$ が搬送波周波数に対応)

1. 2 項目 5) に関する 2 波モデルによる確認

2 波モデルで表される二つの環境 A と B を考える。この環境を以下のインパルス応答で表す。

環境 A

$$h_A(\tau) = a_1\delta(\tau) + a_2\delta(\tau - \tau_A) \quad (1a)$$

環境 B

$$h_B(\tau) = b_1\delta(\tau) + b_2\delta(\tau - \tau_B) \quad (1b)$$

ここで、 a_1, a_2, b_1, b_2 はそれぞれの素波の複素振幅、 τ_A, τ_B は 2 波の遅延差、 δ は Dirac のデル

タ関数である。以下の展開においては、通信信号のシンボル周期を T_s とするとき、

$$\tau_A, \tau_B \ll T_s \quad (2)$$

の条件を課すが、 T_s よりある程度小さいと言う認識でよい（0.5 以下と言うような）。

上記二つのインパルス応答に対して、2 波の振幅比と位相差を以下に定める。

$$a_2 / a_1 = r_A e^{j\phi_A} \equiv \alpha_A, \quad b_2 / b_1 = r_B e^{j\phi_B} \equiv \alpha_B \quad (3a, b)$$

環境 A において、 $\tau_A/T_s=0.2$ として、同期検波 QPSK(CQPSK) に対する符号間干渉誤りを $x (=20 \log_{10} r \text{ (dB)})$ と ϕ に対して示したのが図 2 である。（この図はシミュレーションにより求めているが詳細は[1], [4]に）。図より、誤りは $r=1$ ($x=0 \text{ dB}$)、 $\phi=\pi$ を中心とする比較的狭い範囲に集中していることが分かる。なお、誤り発生パターン（発生エリアの形状や大きさ）は変復調方式毎に異なる。

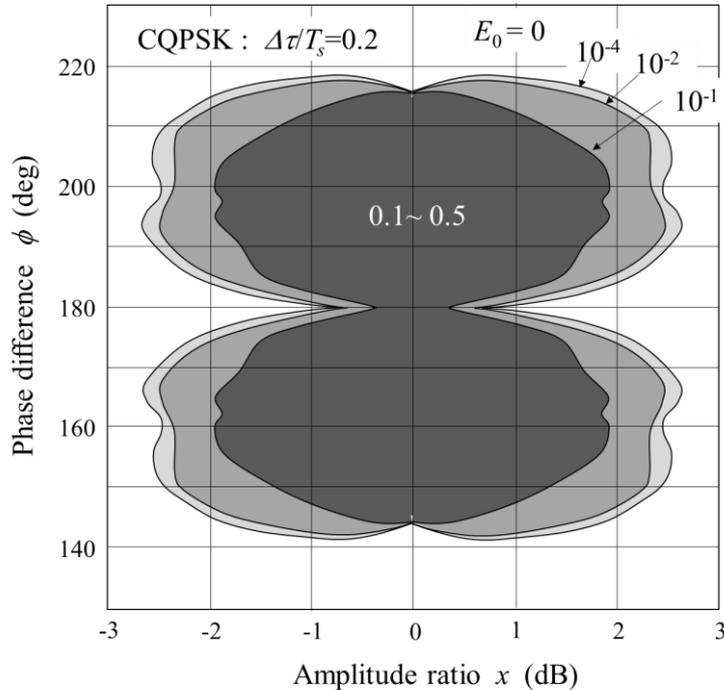


図2 CQPSK の符号間干渉誤り (E_0 : BER) の振幅比と位相差に対する発生状況 ($\tau_A/T_s=0.2$)

以下の項目 5) の確認に入る。遅延差が異なる環境 B において、環境 A と同じ誤り率になるには、 b_1, b_2 がどういう関係になるかを $T'(0)/T(0)$ が等しくなる条件から求めてみたい。

伝達関数はインパルス応答のフーリエ変換で与えられ、以下である。

$$T_A(f) = a_1 + a_2 e^{-j2\pi f \tau_A} \rightarrow T_A(0) = a_1 + a_2 \quad (4a, b)$$

$$T_B(f) = b_1 + b_2 e^{-j2\pi f \tau_B} \rightarrow T_B(0) = b_1 + b_2 \quad (4c, d)$$

その導関数は

$$T'_A(f) = -j2\pi\tau_A a_2 e^{-j2\pi f\tau_A} \rightarrow T'_A(0) = -j2\pi\tau_A a_2 \quad (5a, b)$$

$$T'_B(f) = -j2\pi\tau_B b_2 e^{-j2\pi f\tau_B} \rightarrow T'_B(0) = -j2\pi\tau_B b_2 \quad (5c, d)$$

である。 $T'_A(0)/T_A(0) = T'_B(0)/T_B(0)$ の条件より、環境 B に対する α_B ((3a)式で定義) は以下となる。

$$\alpha_B = \frac{\alpha_A}{\gamma(1+\alpha_A) - \alpha_A} \quad \left(\gamma \equiv \frac{\tau_B}{\tau_A} \right) \quad (6)$$

ここで、誤りの発生が位相差 $\phi = \pi$ を中心とする比較的狭い範囲であることを利用して、 α_A, α_B を以下のように置き、下付き文字 A, B を省略して共通に表すと、

$$\alpha \equiv e^\beta \quad (7)$$

$$\beta = \ln r + j\phi = \ln r + j(\pi + \Delta\phi) \quad (8)$$

さらに、

$$\hat{\beta} \equiv \ln r + j\Delta\phi \quad (9)$$

と定義すると $|\hat{\beta}| \ll 1$ の近似が成立するので、 α_A, α_B は以下で近似できる。

$$\alpha = -e^{\hat{\beta}} \approx -1 - \hat{\beta} \quad (10)$$

これを(6)式に代入して整理すると

$$\hat{\beta}_b \approx \frac{\gamma\hat{\beta}_a}{1 + \hat{\beta}_a - \hat{\beta}_a\gamma} \approx \gamma\hat{\beta}_a \quad \left(|\hat{\beta}_a|, |\hat{\beta}_b| \ll 1 \right) \quad (11)$$

となる。これより、振幅比 r と位相差 ϕ の関係に戻すと、

$$\ln r_b \approx \gamma \ln r_a, \quad \Delta\phi_b \approx \gamma \Delta\phi_a \quad (12)$$

となり、振幅比はその対数 (すなわち dB 値) が τ_B/τ_A に比例すること、位相差の π からのずれ $\Delta\phi$ も τ_B/τ_A に比例することが、項目 5) から導かれたことになる。 図 2 で $\tau_A/T_s = 0.2$ の場合を示しているが、 $\tau_B/T_s = 0.1$ の場合、どういう形になるであろうか。それは、図 2 の発生エリアが横軸対数スケール、縦軸リニアスケールに対してそれぞれ 1/2 ($=\tau_B/\tau_A$) になるはずである。図 3 はこの前提 5) の正しさが確認された形になっている。

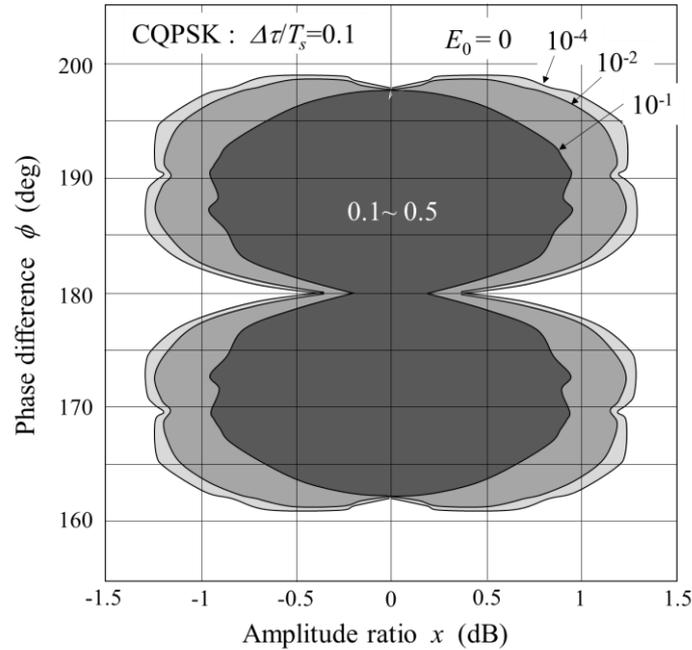


図3 CQPSK の符号間干渉誤り (P_0 : BER) の振幅比と位相差に対する発生状況 ($\tau_i/T_s=0.1$)

(図2 と形が同じで縦軸と横軸のスケールが異なる)

1. 3 項目6) に関するキーパラメータの特定

仲上・ライスフェージングの場合

ここでは、遅延の異なるマルチパス波に定常波1波が加わる仲上・ライスフェージング環境を考える。定常波の無いレイリーフェージング環境については、仲上・ライスフェージング環境に含まれるので、最後に述べる。定常波の複素振幅を a_0 とし、伝搬環境のインパルス応答とその伝達関数を以下で与える。

$$h(\tau) = a_0\delta(\tau) + \sum_{i=1} a_i\delta(\tau - \tau_i) \quad (13)$$

$$T(f) = a_0 + \sum_{i=1} a_i e^{-j2\pi f\tau_i} \quad (14)$$

周波数相関関数 $\rho(\Delta f)$ は以下の式になる。

$$\rho(\Delta f) = \langle T^*(f)T(f + \Delta f) \rangle = \left\langle \left(a_0 + \sum_{i=1} a_i e^{-j2\pi f\tau_i} \right)^* \left(a_0 + \sum_{i=1} a_i e^{-j2\pi(f+\Delta f)\tau_i} \right) \right\rangle \quad (15)$$

相関関数は平均値を含めたもので、かつ、通常のコレラ係数のように $\Delta f=0$ で1になるような正規化をしてない。上式を展開して得られる平均操作において、以下の式で表される WSSUS (広義定常不規則散乱) の仮定を採用する。それぞれの素波は散乱点異なるので、その位相変化は独立であるとする仮定であり、妥当なものとして一般的に受け入れられている。

$$\langle a_i^* a_j \rangle = \begin{cases} \langle |a_i|^2 \rangle & (i = j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (16)$$

このとき、

$$\rho(\Delta f) = |a_0|^2 + \sum_{i=1} \langle |a_i|^2 \rangle e^{-j2\pi\Delta f\tau_i} \rightarrow \rho(0) = |a_0|^2 + \sum_{i=1} \langle |a_i|^2 \rangle \equiv P_0 + P_s \quad (17a)$$

$$\rho'(\Delta f) = -j2\pi \sum_{i=1} \langle \tau_i |a_i|^2 \rangle e^{-j2\pi\Delta f\tau_i} \rightarrow \rho'(0) = -j2\pi \sum_{i=1} \langle \tau_i |a_i|^2 \rangle = -j2\pi P_s \langle \tau_i \rangle \quad (17b)$$

$$\rho''(\Delta f) = -4\pi^2 \sum_{i=1} \langle \tau_i^2 |a_i|^2 \rangle e^{-j2\pi\Delta f\tau_i} \rightarrow \rho''(0) = -4\pi^2 \sum_{i=1} \langle \tau_i^2 |a_i|^2 \rangle = -4\pi^2 P_s \langle \tau_i^2 \rangle \quad (17c)$$

である。この延長線上にさらに高次なものも求められるが、第一近似としてこの3式に留める。

ここから、キーパラメータとして、① 定常波成分の電力と不規則波成分の平均電力の和： $P_0 + P_s$ 、② 定常波成分の遅延を0とした不規則波成分の平均遅延： $\langle \tau_i \rangle$ 、③ 不規則波成分の二乗平均遅延： $\langle \tau_i^2 \rangle$ が見えてきたことになる。①で周波数選択性フェージングでは電力の大きさそのものへの依存性は無いので、パラメータとして $K = P_0/P_s$ を代表とする。このパラメータ K はライスファクタと呼ばれる。③で $\langle \tau_i^2 \rangle$ は分散 ($\sigma_{\tau,s}^2$) と $\langle \tau_i \rangle^2$ の和であるので、パラメータとしては遅延広がり標準偏差 $\sigma_{\tau,s}$ を代表とする。以上を整理すると、

【仲上・ライスフェージング環境のキーパラメータ】

- ① ライスファクタ K : $K \equiv P_0 / P_s$
- ② 不規則波成分の平均遅延 τ_m : $\tau_m \equiv \langle \tau_i \rangle$
- ③ 不規則波成分の遅延量の標準偏差 (遅延スプレッド) $\sigma_{\tau,s}$:

$$\sigma_{\tau,s} \equiv \sqrt{\langle \tau_i^2 \rangle - \tau_m^2}$$

の3つである。【注：文献[1],[2]では K を $1/s^2$ に、 $\sigma_{\tau,s}$ を $\sigma_{\tau,R}$ としているが、不規則波成分を文字 s で統一するために文字を変えている】

素波の平均電力の遅延に対する特性は遅延プロファイルと呼ばれる。ここでは、その遅延プロファイルを離散的な素波毎の電力として表したが、測定等によってその遅延プロファイルが連続的に表されている場合には、遅延プロファイル $p(\tau)$ は

$$p(\tau) = P_0\delta(\tau) + p_s(\tau) \quad (18)$$

$$P_s = \int_{-\infty}^{\infty} p_s(\tau) d\tau$$

であるので、キーパラメータ τ_m と $\sigma_{\tau,s}$ は以下により求められる。

$$\tau_m = \frac{1}{P_s} \int_{-\infty}^{\infty} \tau p_s(\tau) d\tau \quad (19)$$

$$\sigma_{\tau,s} = \sqrt{\frac{1}{P_s} \int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 p(\tau) d\tau - \tau_m^2} \quad (20)$$

図4は、仲上・ライスフェージングの遅延プロファイルの模式図で、3つのキーパラメータを書き込んでいる。

3つの値が同じセットの環境では、遅延プロファイルの形が違っていても、少なくとも、 τ_m , $\sigma_{\tau,s} \leq 0.3T_s$ で、平均 BER がよい精度で同じになることが、計算機シミュレーションで確かめられており ([1]の図18 (または[2]の図10.11))、項目6)の妥当性は確認されている。

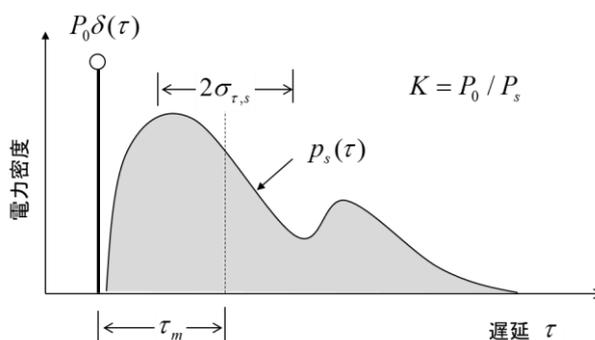


図4 仲上・ライスフェージング環境の遅延プロファイル (模式図) とキーパラメータ

レイリーフェージングの場合

レイリーフェージング環境は、仲上・ライスフェージング環境の定常波成分が無い環境すなわち $K=0$ で、これがキーパラメータから外れる。また、平均遅延はそれが0になるように受信信号の処理で調整できるのでこれも影響しない。結局、遅延スプレッドのみがキーパラメータと成り $\sigma_{\tau,s} \rightarrow \sigma_\tau$ で置き換えればよい。

【レイリーフェージング環境のキーパラメータ】

遅延スプレッド： σ_τ

2. 等価伝送路モデル

2.1 2波モデル

伝送特性の統計量は、仲上・ライスフェージング環境では、 K , τ_m , $\sigma_{\tau,s}$ の3つのキーパラメータに、レイリーフェージング環境では σ_τ により支配されることを明らかにした。ここでは、伝送特性の統計量を具体的に評価するための通信路モデルについて考える。

このときの基本的な考え方を以下に採る。

【通信路のモデル化の方針】

伝送特性解析に資する通信路モデルは、キーパラメータが反映されたモデルを用いる。無数にあるモデルの中でその構造が最も簡易なものを一つ選び、等価伝送路モデルと呼ぶ。(特性はキーパラメータに支配されており、キーパラメータが含まれていれば、どれも同じ特性を推定するはずである)

この方針に合致するモデルは図5の2波モデルである。不規則波成分を2波に分け、先行波を定常波成分と同じ基準遅延 (=0) に置く。無線通信環境においては、定常波成分は直接波、不規則成分は散乱波によるが、到達時間においては直接波成分が最初になるであろうから、この設定は妥当と考える。

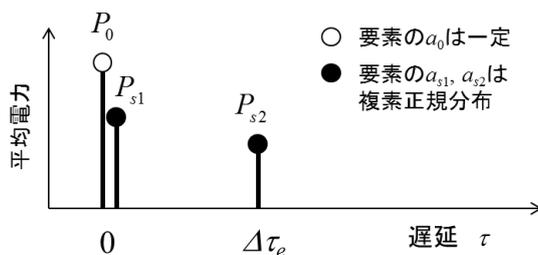


図5 仲上・ライスフェージング環境を表す2波モデル (等価伝送路モデル)

キーパラメータの値を実現するためには、電力と遅延差は以下のように設定される[1], [2]。

【仲上・ライスフェージングの2波モデル設定】

$$P_{s1} = \frac{\sigma_{\tau,s}^2}{K(\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2)} P_0 \quad (21a)$$

$$P_{s2} = \frac{\tau_m^2}{K(\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2)} P_0 \quad (21b)$$

$$\Delta\tau_e = \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2}{\tau_m} \quad (21c)$$

等価伝送路モデルの遅延プロファイル p_e と瞬時環境を表現するインパルス応答 h_e は次式である。伝送特性の解析にはこの2波モデル (等価伝送路モデル) を用いることができる。

$$p_e = (P_0 + P_{s1})\delta(\tau) + P_{s2}\delta(\tau - \Delta\tau_e) \quad (22)$$

$$h_e = (a_0 + a_{s1})\delta(\tau) + a_{s2}\delta(\tau - \Delta\tau_e) \quad (23)$$

$$|a_0|^2 = P_0, |a_{s1}|^2 = P_{s1}, |a_{s2}|^2 = P_{s2} \quad (a_{e1}, a_{e2} \text{ は独立な複素正規分布})$$

レイリーフェージングの場合には、定常波成分の拘束がなくなるので、 $P_{s1}, P_{s2}, \Delta\tau_e$ で構成される2波モデルになる。一方、キーパラメータは遅延スプレッド σ_τ のみになるので、2波モデルは一意には決定できない。ここでも、最も簡易なものを選ぶと言う方針に従って、 $P_{s1}=P_{s2}$ とするのがよい。このとき、

$$P_{s1} = P_{s2} = P_s / 2 \quad (24a)$$

$$\Delta\tau_e = 2\sigma_\tau \quad (24b)$$

となる。この設定は、等価伝送路モデルというまでも無く、一般的によく使われる2波モデル(ダブルスパイクモデル)である。

伝送特性理論式の導出に対しては以下の方針を採る。

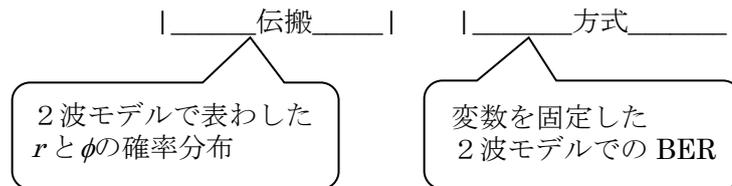
【伝送特性理論式の導出の基本方針】

- Step 1 2波モデルでの理論式を求める
 Step 2 上記で導かれた式に対して、式(21)または(24)による変数の置き換えを行い、キーパラメータで表された理論式を得る

2. 2 符号間干渉誤り

符号間干渉誤り解析への等価伝送路モデル適用については、[1], [2]で詳しく述べているので、ここでは繰り返さない。推定の基本式だけ示すと、

$$BER_{ISI}(K, \tau_m, \sigma_{\tau,s}) = \int_0^\infty \left\{ f_p(r; K, \tau_m, \sigma_{\tau,s}) \right\} \int_0^{2\pi} E_0 \left\{ r, \phi; \Delta\tau_e(\tau_m, \sigma_{\tau,s}) \right\} d\phi \, dr \quad (25)$$



仲上・ライスフェージング ($\tau_m, \sigma_{\tau,s} \leq 0.3T_s$)

$$f_p(r; K, \tau_m, \sigma_{\tau,s}) = \frac{\sigma_{\tau,s}^2 \tau_m^2 r}{\pi(\sigma_{\tau,s}^2 r^2 + \tau_m^2)^2} \left(1 + \frac{K \tau_m^2 (\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2)}{\sigma_{\tau,s}^2 (\sigma_{\tau,s}^2 r^2 + \tau_m^2)} \right) \times \exp \left\{ -\frac{K(\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2)}{\sigma_{\tau,s}^2} \right\} \left(1 - \frac{\tau_m^2}{\sigma_{\tau,s}^2 r^2 + \tau_m^2} \right) \quad (26a)$$

レイリーフェージング ($\sigma_{\tau} \leq 0.3T_s$)

$$f_p(r; \sigma_{\tau}) = \frac{\sigma_{\tau}^2 r}{\pi(r^2 + 1)^2} \quad (26b)$$

式(25)で表される計算式は電波伝搬とシステム（変復調方式）に切り分けられており、BER 推定の仕組みの理解が明確にできる構造になっている。ただし、通信方式に関しては、図2で示した BER 特性 E_0 を用いていて、かつ、その部分が数式で表されていないので、実際に計算してみようと思うとき、ここがネックになる。筆者らは、図2のように表された BER 分布を BER マップと呼んで、変復調方式毎にデータベースを用意している。BER マップの作成は計算機シミュレーションによって行うが理論値を代理するものである。BER マップを用いて具体的に計算する手法は[1]や[4]に詳しくまとめている。（なお、BER マップの数式化については、次のレポートにまとめる予定である。）

そのようにして求めた結果から、レイリーフェージングに関する符号間干渉誤り（BER フロア値） BER_{ISI} は次式で表されることを見出している。（注：理論的に導いたものではなく、(25)式による数値解析結果を当てはめて得た近似式）

$$BER_{ISI} = \alpha \left(\frac{\sigma_{\tau}}{T_s} \right)^2 \quad (\text{レイリーフェージング}) \quad (27)$$

係数 α は変復調方式毎に異なるが、BPSK (CBPSK), QPSK (CQPSK), DQPSK, 16QAM（帯域制限フィルタはレイズドコサインフィルタでロースオフファクタ 0.5）に対して、それぞれ、0.07, 0.78, 0.80, 2.0 を得ている。

スペースダイバーシチ（MRC）適用時の符号間干渉誤りも等価伝送路モデルにより解析されており、以下の式で表される[4], [5]。レイリーフェージングで、アンテナ素子数を N とすると、

$$BER_{ISI} = \alpha \beta^{N-1} \left(\frac{\sigma_{\tau}}{T_s} \right)^{2N} \quad (28)$$

である。係数 β は、BPSK (CBPSK), QPSK (CQPSK), DQPSK, 16QAM に対して、それぞれ、7.0, 6.3, 7.5, 11.6 を得ている。

等価伝送路モデルは、OFDM の伝送において、遅延の広がりがあるガードインターバルを超える際に発生する符号間干渉誤り解析にも適用でき、レイリーフェージング環境、仲上・ライスフェージング環境について、解析結果が示されている[2]。

2. 3 再生クロックのサイクルスリップ

遅延とドップラー周波数の両方に広がりを持つ二重選択性フェージング環境では、受信機で再生されるクロックがフェージングにだまされて、1周期の範囲を超えて動いてゆく現象が起き、サイクルスリップと呼ばれている。現象の詳しい解説は[2]を見て欲しいが、一例として、 $\sigma_\tau/T_s=0.05$, $f_D T_s=0.01$ (f_D : 最大ドップラー周波数) のレイリーフェージングでの再生クロックの位相 (=シンボル周期を単位とした時間ずれ) の時間変化を図6に示している。図中の赤丸点がサイクルスリップの発生を示す。サイクルスリップが発生すると信号シーケンスとクロックで同期がずれるので、バースト誤りを引き起こす。このような、サイクルスリップが単位時間で何回発生するかの把握が大事になる。

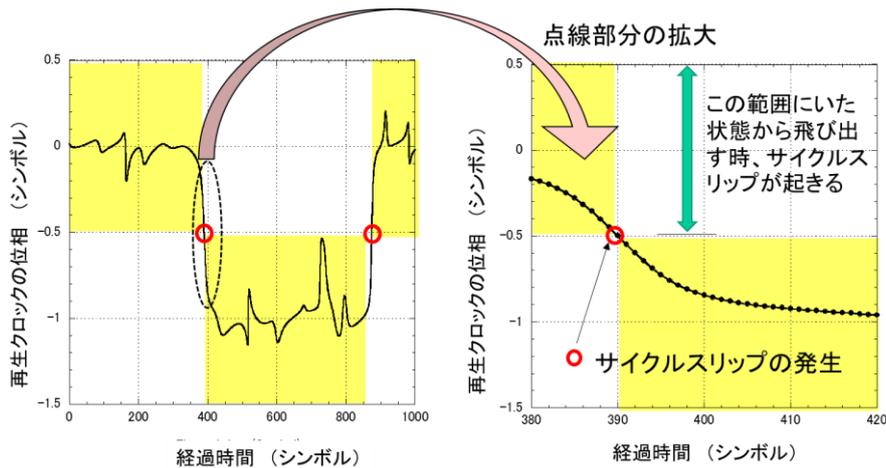


図6 二重選択性フェージング環境下での再生クロックのサイクルスリップの発生

($f_D T_s=0.01$, $\sigma_\tau/T_s=0.05$ に設定。発生頻度の理論値は 2.2 回/1000 シンボル)

2波モデルで表される等価伝送路モデルは、この現象を2波のレベル交差問題に帰着して解析できるので理論式が得られる。単位時間当たりの発生回数 N_s [回/sec] の結果式のみを以下に示す (導出の詳細は[1], [2])。

仲上・ライスフェージング ($\tau_m, \sigma_{\tau,s} \leq 0.3 T_s$)

$$N_s = \sqrt{2\pi} f_D \sigma_{\tau,s} \exp\left(-\frac{K(\tau_m^2 + \sigma_{\tau,s}^2)}{\sigma_{\tau,s}^2}\right) {}_1F_1\left(1.5; 1; \frac{K\tau_m^2}{\sigma_{\tau,s}^2}\right) \frac{1}{T_s} \quad (29)$$

| _____ (伝搬) _____ | |__| (←システム)

ここで、 ${}_1F_1(\alpha, \beta; \gamma)$ は合流型超幾何関数であり、 $\alpha=1.5, \beta=1$ の場合には、次式である。

$${}_1F_1(1.5; 1; x) = e^{x/2} \left\{ (1+x)I_0\left(\frac{x}{2}\right) + xI_1\left(\frac{x}{2}\right) \right\}$$

レイリーフェージング ($\sigma_\tau \leq 0.3 T_s$)

$$N_s = \sqrt{2\pi} f_D \frac{\sigma_\tau}{T_s} \quad (30)$$

参考文献

- [1] 唐沢好男, “等価伝送路モデル: その思想と実践,” Tech. Rep. YK-001 (私報), Aug. 2017.
<http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/ETP%20model.pdf>
- [2] 唐沢好男, 改訂 デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2016.
- [3] 唐沢好男, “二重選択性フェージングにおける BER フロア特性とシンボル長の最適設計,” Tech. Rep. YK-010 (私報), Feb. 2018. http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR-YK-010_BER_floor_Analysis.pdf
- [4] 唐沢好男, “最大比合成ダイバーシチ適用時の符号間干渉推定誤り推定,” Tech. Rep. YK-011 (私報), March 2018. http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR-YK-011_MRC-Diversity.pdf
- [5] Y. Karasawa, “BER due to intersymbol interference in maximal-ratio combining reception analyzed based on equivalent transmission-path model,” IEICE Trans. Commun., vol. E103-B, no. 3, pp. 229-230, 2020.