

OFDM のガードインターバルを超える長遅延マルチパス環境における BER フロア値の等化器を用いた改善法

高原 伸知 唐沢 好男

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

E-mail: takahara@radio3.ee.uec.ac.jp

1. はじめに

直交周波数分割多重 (OFDM) 変調方式は複数の搬送波を利用して通信を行うマルチキャリア変調方式で、周波数利用効率の高さとガードインターバル (以下 GI) によるマルチパス遅延の影響の除去能力が特徴となっている [1]。マルチパス環境では、信号を周期的に巡回させて GI を作成するサイクリックプリフィックス (CP) を導入し送信信号のシンボル間に最大遅延量よりも大きいガードインターバルを設定する事で、マルチパス遅延による符号間干渉を完全に防ぐことが出来る [2][3]。しかし、遅延の広がり GI 長を超える伝送環境においては、この GI 長を飛び越えた波は OFDM 復調する際に隣接するシンボル情報に影響を与えることとなり、前段シンボル情報の混入すなわち符号間干渉 (ISI) や各搬送波同士の直交性が崩れる事により起こるキャリア間干渉 (ICI) 等による通信品質劣化の原因となる。そのために、遅延の広がりに対して十分なガードインターバルを設けることにより遅延広がりに対する耐性は維持されるが、それは同時に GI 長を大きくすることによる冗長データの付加に繋がり、情報伝送効率が劣化するという問題が顕在化する。

そこで、受信機前段に等化器を設置する。そして伝送路と等化器の結合応答を新しい見かけ上の通信路とみなし、その結合応答を操作する事により遅延の広がり GI 長を超えるマルチパス環境での符号間干渉耐性を向上させる [4][5]。この時設置する等化器係数の決定方法として MERRY アルゴリズム [6][7] を用いることで、低演算量での所望通信路の応答特性の決定を実現させる。そして所望通信路のインパルス応答を短縮する事で GI を超える遅延の影響を抑え受信特性を向上させる事が出来ることを計算機シミュレーションにより明らかにする。

2. マルチパス伝搬路の表現

室内や市街地などのモバイル通信において、送信アンテナからの電波が、周辺の各障害物に反射して、複数の伝送路を通して受信アンテナにたどりつく。反射波は遠回りするため、直接波に比べて、遅延量が生じる。このマルチパス伝送路のイメージを図 1 に示す。ここで送信系列 $s_{[k]}$ 、受信系列 $r_{[k]}$ とすると通信路の入出力系列は行列を用いて以下の様に表すことができる。

$$s_{[k]} = \begin{pmatrix} s_k \\ s_{k-1} \\ \vdots \\ s_{k-(L+T)+1} \end{pmatrix}, r_{[k]} = \begin{pmatrix} r_k \\ r_{k-1} \\ \vdots \\ r_{k-L+1} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$r_{[k]} = H s_{[k]} + w_{[k]} \quad (2)$$

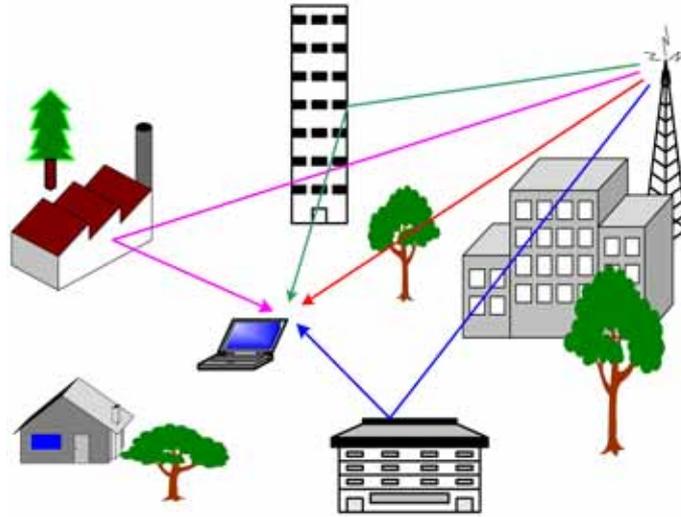


図 1: マルチパス伝送路のイメージ

$w_{[k]}$ は雑音系列、 L は受信系列データ数、 T はマルチパス本数、 H は通信路伝達関数で以下の様に表現できる。

$$H = \begin{pmatrix} h_{[0]} & h_{[1]} & \cdots & h_{[T-1]} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{[0]} & h_{[1]} & \cdots & h_{[T-1]} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{[0]} & h_{[1]} & \cdots & h_{[T-1]} \end{pmatrix} \quad (3)$$

行列 H は $L \times (L + T - 1)$ 行列となる

3. 遅延プロファイル

統計的な伝送環境の表現には、インパルス応答の電力平均である遅延プロファイルが用いられる。屋内環境や、移動通信の伝送環境の多くでは次式で与えられる指数関数型の遅延プロファイル $p(\tau)$ になる。 $p(\tau) = \frac{P_R}{\sigma_\tau} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right)$ ここで、 σ_τ は遅延スプレッド、 P_R はマルチパス波の平均電力である。

マルチパスの数が十分多く、かつ、遅延スプレッド σ_τ が入力信号のシンボル長 T_0 ($T_0 = T_s/K$ 、 T_s : OFDM の有効シンボル長、 K : サブチャネル数) に比べてある程度大きい場合には、遅延間隔 T_0 ごとに離散化し、 $p(\tau) = P_0 \sum_{i=0}^{L-1} \exp\left(-\frac{iT_0}{\sigma_\tau}\right) \delta(\tau - iT_0)$ と近似できる。ここで、 T_0 間隔で離散化した波の数を L として、以下、マルチパス数と呼ぶ。 P_0 は全電力が P_R となるよう調整するための量である。遅延波ごとの振幅は離散化された各マルチパス波 i に対して独立なレイリー分布となる。図 2 はチャンネルのインパルス応答の一例である。

このような長い遅延が生じる環境例としては反射係数の大きい金属性壁面に囲まれたオフィス環境があり室内無線通信を行う際、非常に長い遅延を持つ波が発生し GI を越える部分のマルチパス素波でも高い電力を有する事となる。

4. BER フロア値

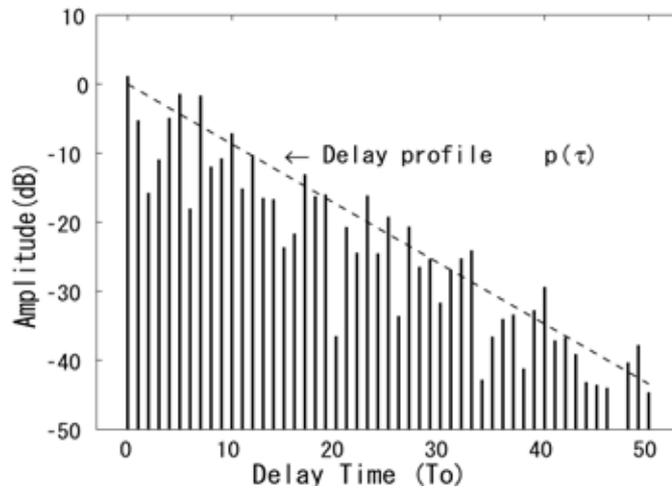


図 2: 遅延プロファイルの例 ($\sigma_\tau = 5T_0$)

遅延の広がりが GI 長を超えると、超えた波が符号間干渉、サブキャリア間干渉を引き起こすため E_b/N_0 を無限大にしても BER の値は小さくなることなくフロア値を持つ。図 3 は $T_s=0,5,10,20,128$ 時の BER フロア値である。BER フロア値は GI 長 τ_{GI} 、遅延スプレッド σ_τ 、及び OFDM シンボル長 T_s により決定される事となる。

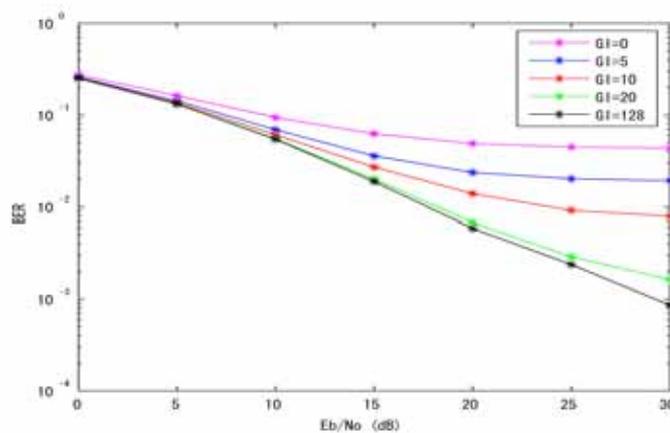


図 3: SISO の BER 特性

5. 等化器係数決定方法

マルチパス環境において通信路のインパルス応答長(マルチパス遅延幅)がGIを超える長さとなるとBERフロア値を持つことは前章にて述べた。これを改善する方法として受信機前段に時間領域等化器を設置し、通信路と等化器の結合応答を新しい見かけ上の伝送路として定義し、その結合応答のインパルス応答長がGIの幅に収まるようにする方法がある。この通信路と等化器の所望結合応答の事を Desired truncated Impulse Response (以下 DIR) と呼び、係数列 $c = (c_1, c_2 \dots c_{LL})$ で表現する。DIR の長さはビタビアルゴリズムにおいての計算量に直結するのでその選定の際に特に重要なパラメータとなる。この DIR を用いて設計される等化器の構成は図 4 のようになる。図 4 より等化器設計の際必要となるパラメータは DIR 係数 c とプレフィルタ係数 g であり以下のように表現出来る。

$$c = \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{k-(L+T)+1} \end{pmatrix}, g = \begin{pmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{L-1} \end{pmatrix} \quad (4)$$

6. MERRY アルゴリズム

MERRY アルゴリズムとは”Multicarrer Equalization by Restoration of RedundancY” の略で GI を超えるマルチパス遅延の影響の解析に用いられる手法である。以下にその評価方法を載せる。式 (1),(2) の受信系列 $r_{[k]}$ を図 4 の Prefilter に通した出力 y_k は

$$y_k = g^H r_{[k]} = g^H (H s_{[k]} + w_{[k]}) \quad (5)$$

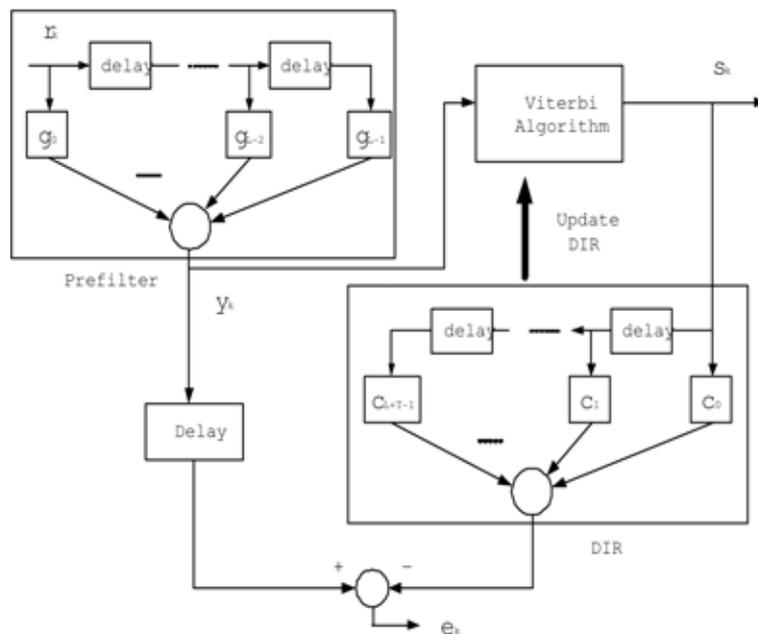


図 4: 所望通信路を用いた等化器構成

となる。ここで図5のGIを超えてきた前シンボルとその影響により失われた OFDM シンボルの差 y_k を以下のように表す。

$$J_\delta = E \left[\left| y_{\tau_{GI}-1+\delta} - y_{(L+T)-1+\delta} \right|^2 \right] \quad (6)$$

τ_{GI} は GI 長、 δ は GI を超えた遅延波成分の長さである。この評価関数 J_δ はこの場合 prefilter の係数 g と通信路の応答行列 H (式(1)) の相関行列 R を用いると

$$J_{0g} = g^H R g = g^H \left(2\sigma_s^2 H \begin{bmatrix} 0_{L+\tau_{GI}} & 0 \\ 0 & I_{T-\tau_{GI}-1} \end{bmatrix} H^H + 2\sigma_w^2 I \right) g \quad (7)$$

となる。 I は単位行列、 σ_s は信号電力、 σ_w は雑音電力、 L は受信データ系列数、 T はマルチパス本数である。ここで通信路のインパルス応答行列 H を GI の幅に納まっている部分 H_1 と GI を超えて ISI の原因となる部分を以下のように表現する。

$$H = [H_1 H_2] \quad (8)$$

尚 H_1 は $(L + \tau_{GI}) \times L$ 行列、 H_2 は $(T + \tau_{GI} - 1) \times L$ 行列、 L は受信データ系列 $r_{[k]}$ の長さ、 τ_{GI} は GI 長、 T はマルチパスの本数である。この様に H を分割すると H_1 は GI に収まっている信号成分に対する通信路応答行列、 H_2 は GI を超えるマルチパスに対する通信路応答行列とみなせる。この様に分割を行うと、ISI、ICI の主要原因たる通信路応答行列 H_2 に対する相関行列 R_2 は

$$R_2 = 2\sigma_s^2 H_2 H_2^H + 2\sigma_w^2 I_L \quad (9)$$

MERRY アルゴリズム評価関数は

$$J_{0g} = g^H \left(2\sigma_s^2 H_2 H_2^H + 2\sigma_w^2 I \right) g = 2\sigma_s^2 g^H H_2 H_2^H g + 2\sigma_w^2 \quad (10)$$

この時、式(10)に示される評価関数の第一項は GI を越える部分のインパルス応答の持つ電力、第二項は雑音電力となっている。よってこれを最少化することによって ISI の原因となるインパルス応答と雑音の影響を最小化することが出来る。

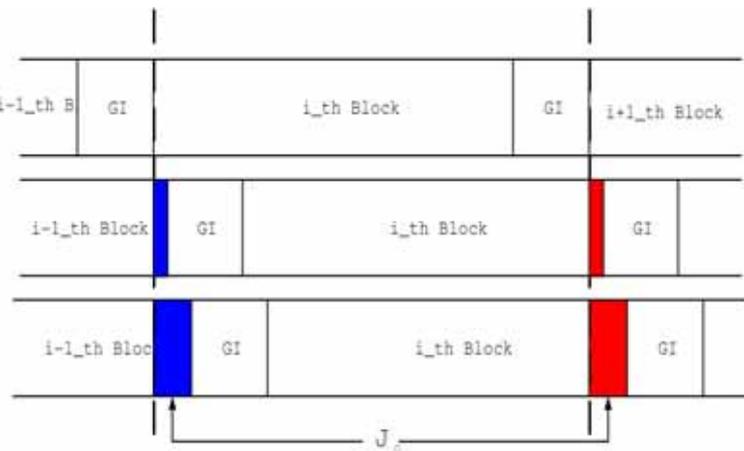


図 5: ISI の原因となるシンボル部位

式 (10) より DIR のインパルス応答行列 c を $c = H^H g$ と取ると $c_1 = H_1^H g$, $c_2 = H_2^H g$ と表現できる。また式 (10) を最小化するには g に行列 R_2 の最小固有値に対応する固有ベクトルを当てることにより最小化を達成できる事となる。

この様にして決定した DIR のインパルス応答行列 c , prefilter 係数 g を図 4 の等化器に当てはめる事により GI を超える信号成分を最小化した等化器を作成する事が出来る。

7. シミュレーション

表 1: シミュレーション条件

OFDM シンボル数	20000 (= 100 × 200)
サブキャリア数 K	128
サブキャリア変復調方式	DQPSK
遅延スプレッド σ_τ	$3T_0$
マルチパス数 L	50
マルチパス素波の利得	独立なレイリー分布

シミュレーション条件を表 1 に示す。統計的性質を持たせるため、100 シンボルの伝送毎に伝搬環境を乱数で変え、これを 200 回行っている。

等化器設置による特性解析を行う際の OFDM システムの送受信側の構成を図 6 に示す。

送信側では、入力データに対してシリアル・パラレル変換 (S/P) を行い、より低速な複数のシンボル列とする。これらのシンボルを各サブキャリアに対応するデータに分割する。分割されたデータの系列ごとに変調を行う。本論文では DQPSK を採っている。このようにして一次変調された信号は、逆フーリエ変換 (IFFT) が行われ各サブキャリア毎の OFDM 信号へと生成される。この IFFT 変換は、信号の時間領域から周波数領域への変換とみなすことができる。送信信号の符号間干渉をなくすためガードインターバル (GI) を組み込んで、パラレル・シリアル変換 (P/S) により OFDM 信号が生成された後、搬送波を付加されアンテナ素子から送信される。これはベースバンド時系列であり、周波数領域に並んだ信号データをそのまま時間領域に並べ替えて送信するとみなすことができる。

受信側では、マルチパス伝送路を通り到来した信号を受信アンテナで受信した後、等化器 (TEQ) を使用する場合は受信信号を等化器に通す。その後通信路出力、または等化器出力をシリアル・パラレル変換し、同時にガードインターバルを取除く処理を行う。そしてフーリエ変換 (FFT) を行って OFDM 復調を行い、各キャリアの受信信号を得る。それぞれのキャリアの受信信号を合成した後、遅延検波で復調する。これがパラレル・シリアル変換されて、受信データとなる。

このような OFDM 変復調方式は、周波数選択性フェージングに強く、誤り訂正符号化を行うことで周波数ダイバーシチ効果が得られる。また、シンボル間にガードインターバルを設けることで符号間干渉による影響が低減できる。更に GI を超えるマルチパスの影響も受信側等化器により影響を低減する事が容易に出来る。

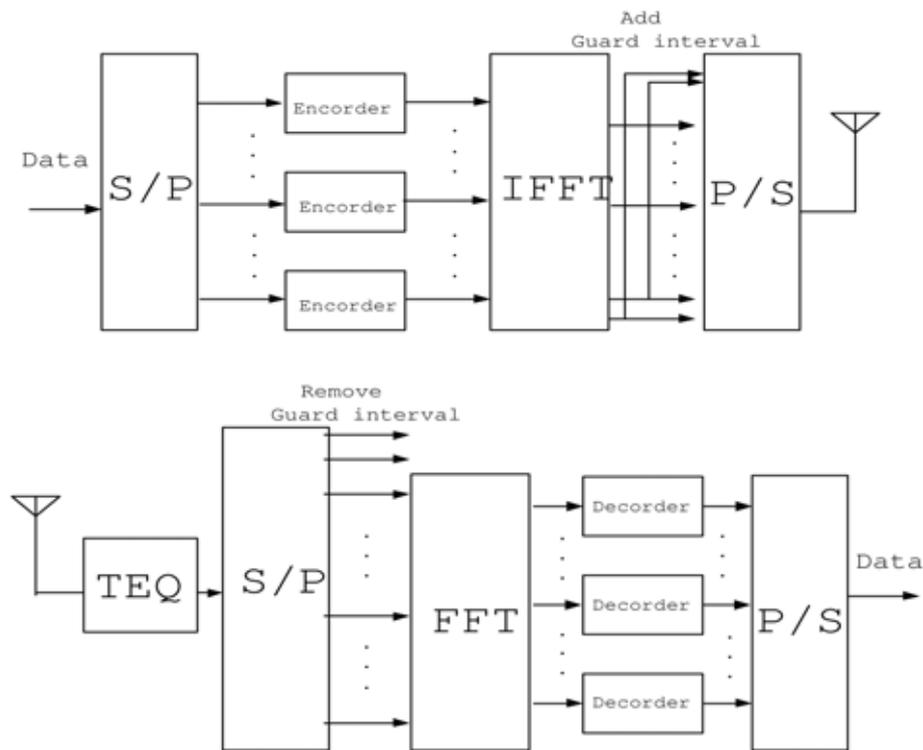


図 6: OFDM の送受信機構成と等化器

8. 等化器利用時の特性

図 7 は $\tau_{GI} = 5, 10, 20$ と変動して等化器を使用した際 (実線) と使用しなかった際 (破線) の BER 特性の比較である。どの場合においても等化器を設置した場合良好な特性を得られた。特性の比較

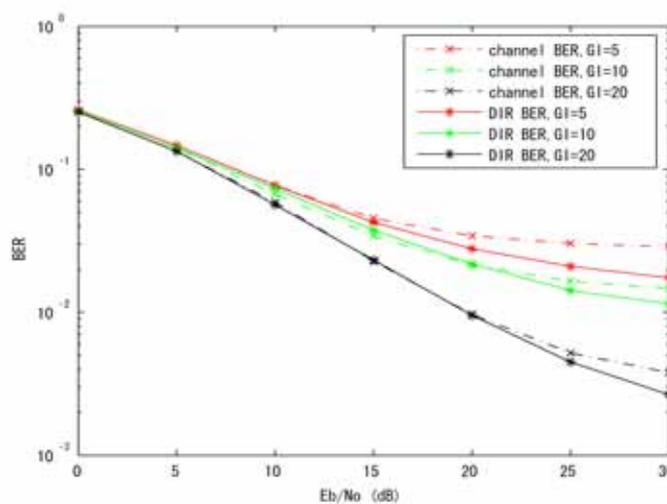


図 7: 等化器を利用した時の BER 比較 (GI=5,10,20)

として BER フロア値は SNR が高い部分においてその特性が顕著になるという事もあり、低 SNR においては等化器を設置してもあまり性能向上が見込まれず情報の高速伝送の観点からすると等化器設置における BER 特性向上のメリットよりも等化器係数決定のための演算量増大による伝送効率の低下の影響が上回ると思われる。逆に高 SNR 帯においては BER フロア値が顕著に現れる事もあり等化器設置による BER 性能改善が大きく見られた。また GI 長と BER 特性の関係では $\tau_{GI} = 5$ の際での性能向上が最も高く、逆に $\tau_{GI} = 20$ では高 SNR 帯での僅かな特性向上が見られたに過ぎない。これは OFDM の特性として GI 長が増大するにつれ ISI の影響が小さくなる為、等化器による ISI の低減する割合が相対的に小さくなる事が原因と思われる。

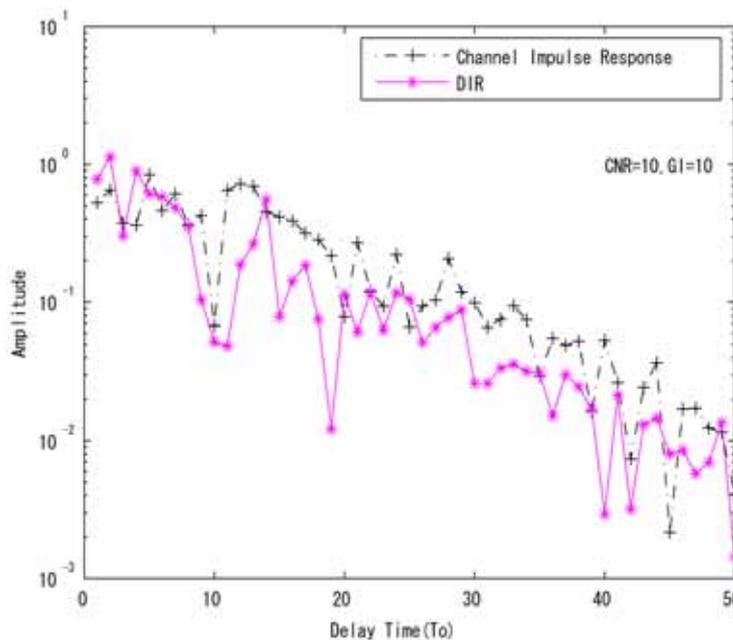


図 8: マルチパス応答と DIR(CNR=10.GI=10 時)

図 8 は $SNR = 10, \tau_{GI} = 10$ における通信路応答(破線)と DIR(実線)との比較を行ったものである。これを見ると ISI を引き起こす要因となっている GI を越えた部分のマルチパスの中で $T = 10$ 以降の伝送路においてマルチパス伝送路のインパルス応答の振幅が小さくなっていることが見て取れる。これにより MERRY アルゴリズムにより GI を越える部分での ISI の影響が改善されていることが実証できる。特に $T = 10$ から $T = 20$ では特に振幅応答が小さくなっている。

9. 結論

本論文では、遅延の広がりガードインターバル長を超えるマルチパス環境における OFDM システムの等化器による性能改善について計算機シミュレーションにより検討を行った。まず OFDM では、遅延の広がり大きい環境においての BER フロア特性を示し、ガード区間を大きく取る事により通信路等化を行わなくても、良好な伝送特性が得られることを実証した。

また、遅延の広がりガードインターバルを超える環境においても通信路等化を行う事によってガードインターバルの長さを大きくする事無く BER フロアの影響を低減させることで誤りの少

ない伝送が実現可能であることを明らかにした。更に MERRY アルゴリズムを用いた等化器を実現させ、これを利用した際の BER 特性の改善状態について比較、検討を行った。

これによりこの等化器の特徴としてガードインターバル長が短い程その有用性は高く、また高 SNR 程 BER 特性改善が良く、逆に低 SNR においては BER フロア特性の影響が少なく、演算量の観点から有効で無いことも確認できた。

以上の結果により、OFDM において、等化器を利用する事により短いガードインターバル長でも誤りの少ない情報伝送が可能であり、より情報伝送効率の良い通信システムの実現が期待できる。

参考文献

- [1] J. J. van de Beek, P. Odling, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM)," in The Review of Radio Science 1996-1999, W. R. Stone, Ed., Oxford University Press, pp.177-206, 1999
- [2] Satoshi Suyama, Masafumi Ito, Hiroshi Suzuki, Kazuhiko Fukawa, "A Scattered Pilot OFDM Receiver with Equalization for Multipath Environments with Delay Difference Greater than Guard Interval," IEICE Trans. on Communi., vol. E86-B, no. 1, pp. 275-281, Jan. 2003
- [3] 唐沢 好男, Xa Guyen, "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" 電子情報通信学会論文誌, Vol.J-87-B,No9, pp. 1467-1476, Sep. 2004
- [4] D.D.FALCONER and F.R.MAGEE,Jr."Adaptive Channel Memory Truncation for Maximum-Likelihood Sequence Estimation." IEEE Transactions on Information Theory,vol.18,no.3,pp.363-378,May.1972
- [5] Behrouz Farhang-Boroujeny and Ming Ding."Design Method for Time-domain Equalization in DMT Transceivers." IEEE Transactions on Communication,vol.49,no.3,pp.554-562,March.2001
- [6] Richard K.Martin,Jaiganesh Balakrishnan,William A.Sethares, "A Blind Adaptive TEQ for Multicarrier Systems," IEEE Signal Processing Letters, vol. 9, no. 11, pp. 341-343, Nov. 2002
- [7] 亀山博和, 宮嶋 照行,Zhi Ding"マルチキャリア方式における完全ブラインド通信路短縮" 信学技報, WBS-P2004-47, pp. 11-16, Dec. 2004