OFDM 受信における遅延プロファイルとドップラープロファイルの推定によるキャリア間干渉の除去

ICI Cancellation Technique based on Estimating Delay and Doppler Profile in OFDM Reception

中村 充[†], 正会員 伊丹 誠[†], 正会員 伊藤 紘二[†], Hamid Aghvami^{††}

Mitsuru Nakamura[†], Makoto Itami[†], Kohji Itoh[†] and Hamid Aghvami^{††}

Abstract During an OFDM transmission, a loss of sub-carrier orthogonality due to Doppler-spread of the channel leads to inter-carrier interference (ICI). This problem is especially bad in mobile reception environments. especially, under mobile reception environments. ICI causes significant degradation of the bit error rate characteristics and its influence becomes larger as the carrier frequency or velocity of the receiver increases. This paper proposes a method to reduce the ICI caused by the Doppler spread of the channel. The transmission channel is modeled by a combination of multiple Doppler shifted propagation paths, and their parameters such as attenuation, relative delay and Doppler-shift are estimated using scattered pilot symbols. The ICI is canceled by multiplying the inverse matrix of the estimated channel matrix with the received OFDM symbol vector. Computer simulation confirmed that the proposed method can reduce the bit error rate of a Doppler spread channel.

キーワード: OFDM, ドップラーシフト, キャリヤ間干渉, 伝送路推定

1. ま え が き

近年, 世界的に地上波テレビ放送のデジタル化が進められている. 変調方式にはマルチパス環境に強く, 限られた周波数帯域を効率良く利用できることが要求され, その方式として日本や欧州で検討されている方式が OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式である^{1)~3)}. OFDM は周波数スペクトルの形が矩形に近く周波数を有効利用できるため, 限られた帯域で非常に効率の良い伝送を行うことができる. さらに, ガードインターバルを付加することによって, マルチパスによって生じるシンボル間干渉の影響を削減することができるため, マルチパスに強い方式としても注目されている. それゆえ, 地上波テレビ放送に加え, 無線 LAN, 電力線通信, 次世代移動通信などの高速データ通信の伝送方式として研究, 開発が進められている. OFDM 変調方

式は, 現行のアナログ地上波放送や衛星放送で用いられているシングルキャリアの変調方式と異なり, 複数の直交するキャリアを異なる情報で変調して多重化する方式である.

移動受信環境下においては, ドップラーシフトによって周波数オフセットが生じ, サブキャリア間の直交性が崩れるため, キャリヤ間干渉 (Inter-Carrier Interference: ICI) が生じる. 搬送波周波数, 移動体の移動速度が大きくなるにつれ, ICI の影響は深刻なものとなり, 誤り率特性が大きく劣化する⁴⁾⁵⁾.

ドップラーシフトを補償する方法として, AFC (Automatic Frequency Control) がある. しかし, 移動受信環境下では, 送信信号が複数の伝搬経路を通じて伝搬するマルチパス伝送路となっており, マルチパス波を構成する到来波の到来角が互いに異なっているため, AFC によって周波数オフセットを除去することは困難である.

また, 直線アレーアンテナを用いて空間的な内挿処理を行うことによって, 受信信号が受けるドップラースプレッドによる, 時変動を取り除く高速時変動補償方式が提案されている⁶⁾.

本論文では, 単一のアンテナを用いて, マルチパス環境下での移動受信を想定し, ドップラーシフトによって生じた ICI を除去するシステムについて提案する. 提案システムでは, 伝送路を複数の異なるドップラーシフトを受けた

2002 年 3 月 30 日, 電子情報通信学会総合大会で発表

2002 年 5 月 2 日受付, 2002 年 9 月 12 日最終受付, 2002 年 10 月 4 日採録

[†] 東京理科大学 基礎工学部

(〒278-8510 野田市山崎 2641, TEL 04-7124-1501)

^{††} Centre for Telecommunications Research King's College London (Strand, London WC2R 2LS, UK)

[†] Department of Applied Electronics, Tokyo University of Science (2641, Yamazaki, Noda-shi, Chiba 278-8510, Japan)

^{††} Centre for Telecommunications Research King's College London (Strand, London WC2R 2LS, UK)

伝搬パスの和でモデル化する。その推定値を用いて伝送路行列を生成し、その逆行列を受信シンボルに乗ずることによって、ICIを除去する。

提案方式は、パイロットシンボルから生成した受信信号のレプリカと実際の受信信号との2乗誤差を最小にするようにパラメータの推定を行う。そこで本論文では、日本の地上波デジタルテレビ放送方式であるISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial)で規格化されている、スキッタードパイロットシンボルを用いて各パスの複素減衰量、遅延時間およびドップラーシフトを推定する。

一般に、OFDM信号では伝送路行列の次元が非常に大きいため、伝送路行列を隣接キャリアからの干渉を表わす行列に分割し、計算の簡略化を行う⁷⁾。

以上の方式について、計算機シミュレーションによってその特性を評価し、移動受信環境下において特性が改善できることを示す。

2. 提案システム

ここでは、遅延プロファイルとドップラープロファイル推定し、その推定値を用いてICIを除去するシステムを提案する。図1に提案するシステム構成を示す。

2.1 OFDM信号の受信特性

本論文では、送信機より送信されるOFDM信号は以下の式で表されるものとする。

$$s(t) = \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t - mT_s) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} d(m, n) e^{j2\pi n f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (1)$$

ただし、 $d(m, n)$ は時間 m において n 番目の搬送波で伝送される複素データシンボルである。 f_c は伝送帯域における最も周波数の低い搬送波周波数、 f_0 は周波数間隔、 N は搬送波の総数である。 T_s はシンボル長であり、ガードインターバル長を T_g とすると以下のように表される。

$$T_s = \frac{1}{f_0} + T_g \quad (2)$$

図1 提案システム
Proposed system.

また、 $g(t)$ は、

$$g(t) = \begin{cases} 1 & -T_g \leq t < 1/f_0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

によって示される矩形のシンボル窓である。この信号は、周波数系列のデータシンボルをIDFTによって時系列に変換し、アップコンバージョンすることによって得られる。

受信側では、複数の伝搬パスを経由した信号が混ざり合って受信される。ここで、パスの数を N_p 本とし、それぞれの伝搬パスの複素減衰量および遅延時間を r_i, τ_i 、受信機の移動によって生じるドップラーシフトを $\Delta f_i (i = 1, \dots, N_p)$ とする。その時の受信信号は、

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^{N_p} r_i s(t - \tau_i) e^{j2\pi \Delta f_i (t - \tau_i)} \quad (4)$$

となる。受信信号はダウンコンバージョンの後、 $t = kT_s + l/(Nf_0)$ のタイミングで標本化される。ただし、 $l = 0, \dots, N-1$ である。その結果、 k 番目のOFDM信号の l 番目の搬送波に対応するデータシンボル $\hat{d}(k, l)$ は以下の式で表される。ただし、ここでは伝送路の遅延広がりガードインターバル長を超えないものと仮定する。

$$\hat{d}(k, l) = \hat{h}(k, l, l) d(k, l) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l}}^{N-1} \hat{h}(k, l, n) d(k, n) + w(k, l) \quad (5)$$

ここで、 $w(k, l)$ は k 番目のOFDM信号の l 番目の搬送波に対応する加法性白色ガウス雑音、 $\hat{h}(k, l, n)$ はシンボル $d(k, n)$ からの l 番目の搬送波への伝達関数であり、 $l \neq n$ のときICIの影響を表している。 $\hat{h}(k, l, n)$ は

$$\begin{aligned} \hat{h}(k, l, n) = & \sum_{i=1}^{N_p} \frac{1}{N} \frac{\sin\{\pi(n-l+\alpha_i)\}}{\sin \frac{\pi(n-l+\alpha_i)}{N}} \\ & \times e^{-j \frac{\pi(N-1)(n-l+\alpha_i)}{N}} e^{j2\pi \alpha_i f_0 T_s k} \\ & \times r_i e^{-j2\pi(f_c + n f_0 + \alpha_i f_0) \tau_i} \end{aligned} \quad (6)$$

と書くことができる。ここで、 α_i ($\alpha_i = \Delta f_i / f_0$)は i 番目のパスの正規化周波数オフセットである。(5)式の2項目がICI成分を表しており、誤り率特性を劣化させる原因となる。次節でICIを除去する方式について説明する。

2.2 ICIの除去

(5)式の実受信シンボルは、伝送路行列と送信シンボルの行列演算で表すことができる。

$$\hat{\mathbf{D}} = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{D} + \mathbf{W} \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{D}} = [\hat{d}(k, 0), \dots, \hat{d}(k, N-1)]^T$, $\mathbf{D} = [d(k, 0), \dots, d(k, N-1)]^T$, $\mathbf{W} = [w(k, 0), \dots, w(k, N-1)]^T$,

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}(k, 0, 0) & \cdots & \hat{h}(k, 0, N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}(k, N-1, 0) & \cdots & \hat{h}(k, N-1, N-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

である。(7)式の行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の対角成分は希望シンボルの伝送路特性による歪みを表し、その他の成分はキャリア間干渉を表す。

(7)式の送信シンボルベクトル $\mathbf{D}$ を得るためには、伝送路行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の推定を行い、その逆行列を受信シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}$ に乗ずれば良い。しかし、ICIは全てのキャリアから生じるため、 $\hat{\mathbf{H}}$ の次元は大きく、逆行列演算に膨大な時間がかかってしまう。そこで、キャリア間干渉の特徴を利用して演算量の削減を行う。キャリア間干渉の電力の分布を調べるために100番目のキャリアで伝送されるシンボルに対するその他のキャリアで伝送されるシンボルからの干渉の平均電力を図2に示す。この図では、各キャリアからの干渉成分の平均電力を、希望シンボルの平均電力で正規化している。図2からわかるように、特定の搬送波に対する干渉成分の電力はそのキャリアに近いものほど大きく、離れるにつれて急速に減衰する。したがって、干渉の影響の主要な成分は隣接キャリアで伝送されるシンボルの干渉であり、これらの影響を除去するだけでも特性の改善が期待できる。そこで、(8)式において希望シンボル $\hat{d}(k, l)$ への干渉が小さいキャリアを無視することによって、伝達関数 $\hat{h}(k, l, n)$ を以下のように近似することができる。

$$\hat{h}(k, l, n) \simeq 0, \quad |l - n| > q/2 \quad (9)$$

ここで、 q は l 番目のシンボルに対しICIを無視することができないキャリア数である。このとき、 l 番目のキャリアに対応する入出力信号は次のように書くことができる。

$$\hat{\mathbf{D}}_l \simeq \hat{\mathcal{H}}_l \mathbf{D}_l + \mathbf{W}_l \quad (10)$$

図2 各搬送波ごとの干渉電力
Average Interference power to 100th carrier from each carrier.

ここで、 $\hat{\mathbf{D}}_l = [\hat{d}(k, l - \frac{q}{2}), \dots, \hat{d}(k, l + \frac{q}{2})]^T$, $\mathbf{D}_l = [d(k, l - \frac{q}{2}), \dots, d(k, l + \frac{q}{2})]^T$, $\mathbf{W}_l = [w(k, l - \frac{q}{2}), \dots, w(k, l + \frac{q}{2})]^T$,

$$\hat{\mathcal{H}}_l = \begin{bmatrix} \hat{h}(k, l - \frac{q}{2}, l - \frac{q}{2}) & \cdots & \hat{h}(k, l - \frac{q}{2}, l + \frac{q}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}(k, l + \frac{q}{2}, l - \frac{q}{2}) & \cdots & \hat{h}(k, l + \frac{q}{2}, l + \frac{q}{2}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

(10)式に $\hat{\mathcal{H}}_l$ の逆行列を乗ずることによって、伝送路による乗法性の歪みを補償し、ICIを除去することができる。その結果得られる信号は以下のように表すことができる。

$$\tilde{\mathbf{D}}_l = \hat{\mathcal{H}}_l^{-1} \hat{\mathbf{D}}_l \quad (12)$$

送信シンボル $d(k, l)$ は $\tilde{\mathbf{D}}_l$ の中心の要素である。実際の動作時には受信機は、伝送路特性と実際のハードウェアにあわせて現実的な q の値を設定する必要がある。伝送路行列を生成するためには、各パスの複素減衰量、遅延時間、ドップラーシフトの推定が必要である。以下の節で、推定方法について説明する。

2.3 遅延プロファイルとドップラープロファイルの推定

本論文では、スキャッタードパイロットシンボルを用いて遅延プロファイルとドップラープロファイルの推定を行う。図3は、日本のISDB-TやEUのDVB-Tなどの地上波デジタルテレビ放送で用いられるスキャッタードパイロットシンボルの配置図である⁹⁾。図中において、黒丸がパイロットシンボル、白丸がデータシンボルを示す。このように、パイロットシンボルは周波数方向に12キャリア間隔、シンボル方向に4キャリア間隔で挿入されており、1シンボルごとにパイロットシンボルが挿入されているキャリアが3キャリア間隔だけシフトする。

文献⁹⁾¹⁰⁾において、スキャッタードパイロットシンボルを用いた伝送路推定方式が提案されているが、この方式を拡張しドップラーシフトを同時に推定する方式を提案する。

提案方式では、(13)式に示す平均2乗誤差を評価関数とし、これを最小にするように各パスの複素減衰量、遅延

図3 スキャッタードパイロットシンボルの配置図
Arrangement of scattered pilot symbols.

時間、ドップラースhiftを推定する。(13)式の評価関数はパイロットシンボルに対する受信信号に対して、受信機側で生成したパイロットシンボルに伝送路モデルを適用して得られる受信パイロットシンボルのレプリカとの2乗誤差を、すべてのパイロットシンボルについて足し合せたものである。伝送路モデルが実際の伝送路に近づけば評価関数の値が小さくなると考えられる。本方式では、評価関数(13)式の値を最小にすることを目標に r_i, τ_i, α_i の推定を行う。ただし、受信されるパイロットシンボルにはキャリアや間干渉の影響も含まれているが、評価関数ではその影響は無視し、パイロットシンボルの伝送路の影響 ($\hat{h}(k, l, l)$, $\hat{h}(k-1, l, l)$) のみを考慮する。パイロットシンボルへのキャリアや間干渉の影響を無視することは、推定誤差を生じさせることになるが、パイロットシンボルと干渉シンボルとは無相関であり、複数のパイロットシンボルを用いて2乗和をとることによって、その影響は白色雑音の付加と同様とみなされ軽減可能であり、最小値への影響も小さくできると考えられる。

また、提案方式では従来方式と異なり、2つのOFDMシンボルにわたってパイロットシンボルの2乗誤差を求める。 α を推定するためには2シンボルを観測して、各シンボルが α によって受ける影響の違いを調べる必要がある。その影響の違いから α を推定することができる。

$$\begin{aligned} E(k, l) &= \sum_{\mathbf{P}_k} |x(k, l) - \hat{h}(k, l, l)d(k, l)|^2 \\ &+ \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} |x(k-1, l) - \hat{h}(k-1, l, l)d(k, l)|^2 \\ &= \sum_{\mathbf{P}_k} \left| x(k, l) - \sum_{i=1}^{N_p} f(\alpha_i) r_i e^{-j2\pi(f_c + \alpha_i f_0 + l f_0) \tau_i} d(k, l) \right|^2 \\ &+ \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} \left| x(k-1, l) - \sum_{i=1}^{N_p} f(\alpha_i) e^{-j2\pi \alpha_i f_0 T_s} \right. \\ &\quad \left. \times r_i e^{-j2\pi(f_c + \alpha_i f_0 + l f_0) \tau_i} d(k-1, l) \right|^2 \quad (13) \end{aligned}$$

(13)式で、 $\sum_{\mathbf{P}_k}$ は、 $d(k, l)$ がパイロットシンボルのときのみ加算を行うことを示している。 $x(k, l)$ は k 番目のOFDM信号の l 番目の搬送波に対応する受信信号である。ただし、 $f(\alpha_i)$ は以下のような関数である。

$$f(\alpha_i) = \frac{1}{N} \cdot \frac{\sin \pi \alpha_i}{\sin \frac{\pi \alpha_i}{N}} e^{-j \frac{N-1}{N} \pi \alpha_i} e^{2\pi \alpha_i f_0 T_s k} \quad (14)$$

上記のとおり、(13)式を最小にするような N_p 組のパラメータ r_i, τ_i, α_i を求めることによって伝送路特性の推定値が得られるが、(13)式の評価関数を最小にするパラメータを同時にすべて求めることは困難である。そこで、推定の手順を簡略化する。

(1) 第一パスの探索

簡略化を行うための仮定として、モデルの各パスのパラ

メータが(13)式の最小値に与える影響はパスごとに独立であると仮定する。まず、(15)式のパスを1つと仮定した場合の評価関数を最小にするパスを推定し、それを第1パスとする。複数のパスが存在する場合、(15)式を最小にするのは最もその電力が大きなパスとなる。

$$\begin{aligned} E_1(k, l) &= \sum_{\mathbf{P}_k} |x(k, l) - f(\alpha_1) r_1 e^{-j2\pi(f_c + \alpha_1 f_0 + l f_0) \tau_1} d(k, l)|^2 \\ &+ \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} |x(k-1, l) - f(\alpha_1) e^{-j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} \\ &\quad \times r_1 e^{-j2\pi(f_c + \alpha_1 f_0 + l f_0) \tau_1} d(k-1, l)|^2 \quad (15) \end{aligned}$$

$E_1(k, l)$ を最小にする r_1 の必要条件として、 $E_1(k, l)$ を r_1 で偏微分しそれを0とおくことによって、以下の式が得られる。

$$r_1 = \frac{S_k^* + e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} S_{k-1}^*}{f(\alpha_1) e^{-j2\pi(f_c + \alpha_1 f_0) \tau_1} \{D_k + D_{k-1}\}} \quad (16)$$

ここで、

$$\begin{aligned} S_k &= \sum_{\mathbf{P}_k} e^{-j2\pi l f_0 \tau_1} d(k, l) x^*(k, l) \\ S_{k-1} &= \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} e^{-j2\pi l f_0 \tau_1} d(k-1, l) x^*(k-1, l) \\ D_k &= \sum_{\mathbf{P}_k} |d(k, l)|^2 \\ D_{k-1} &= \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} |d(k-1, l)|^2 \quad (17) \end{aligned}$$

である。 r_1 が(16)式を満たすとき、(15)式は以下のように書き直すことができる。

$$\begin{aligned} E_1(k, l) &= \sum_{\mathbf{P}_k} |x(k, l)|^2 + \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} |x(k-1, l)|^2 \\ &\quad - |f(\alpha_1)|^2 |r_1|^2 \{D_k + D_{k-1}\} \quad (18) \end{aligned}$$

(18)式から、 $|f(\alpha_1)|^2 |r_1|^2$ が最大となるときの $E_1(k, l)$ は最小となることがわかる。 $|f(\alpha_1)|^2 |r|^2$ は以下のように表すことができる。

$$|f(\alpha_1)|^2 |r_1|^2 = |S_k^* + e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} S_{k-1}^*|^2 \quad (19)$$

$|f(\alpha_1)|^2 |r_1|^2$ は τ_1 および α_1 の関数であり、これを最大にする必要条件是、 τ_1 および α_1 で偏微分しそれを0とおくことによって得られ、次のようになる。

$$\begin{aligned} &W_k^* S_k + W_{k-1}^* S_{k-1} - W_k S_k^* - W_{k-1} S_{k-1}^* \\ &+ e^{-j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} W_k^* S_{k-1} + e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} W_{k-1}^* S_k \\ &- e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} W_k S_{k-1}^* - e^{-j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} W_{k-1} S_k^* = 0 \quad (20) \end{aligned}$$

$$e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} S_{k-1}^* S_k - e^{-j2\pi \alpha_1 f_0 T_s} S_{k-1} S_k^* = 0 \quad (21)$$

ここで、

$$\begin{aligned} W_k &= \sum_{\mathbf{P}_k} l e^{-j2\pi l f_0 \tau_1} d(k, l) x^*(k, l) \\ W_{k-1} &= \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} l e^{-j2\pi l f_0 \tau_1} d(k-1, l) x^*(k-1, l) \end{aligned} \quad (22)$$

である。(21)式から、 α_1 は τ_1 によって次のように計算される。

$$\alpha_1 = \frac{\arctan \left[-\frac{\Im[S_{k-1}^* S_k]}{\Re[S_{k-1}^* S_k]} \right]}{2\pi f_0 T_s} \quad (23)$$

$\arctan$ の周期性によって、 τ_1 が与えられたときの α_1 の推定可能な範囲は以下の範囲に限定される。

$$-\frac{1}{2f_0 T_s} < \alpha_1 < \frac{1}{2f_0 T_s} \quad (24)$$

この範囲は有効シンボル長とガードインターバル長の比によって決まり、ガードインターバル長が有効シンボル長の1/4の場合 $\alpha_1 < |0.400|$ 、1/8の場合 $\alpha_1 < |0.444|$ 、1/16の場合 $\alpha_1 < |0.471|$ 、1/32の場合 $\alpha_1 < |0.485|$ となる。

(20),(21)式より、(19)式の最大値は遅延時間 τ_1 の関数になるので、 τ_1 を変化させて(19)式を最大にする τ_1 を探索する。探索の範囲は想定される遅延時間の範囲(通常はガードインターバル長以内)で行う。処理を高速化するために、最初に τ_1 を $1/(2Nf_0)$ の間隔で変化させ、ラフな推定を行う。その後(20)式を用いてNewton法を用いて推定精度を向上させる¹¹⁾。 τ_1 が決定すると、 r_1 、 α_1 は(16)式、(23)式より、容易に計算することができる。このようにして、推定されたパスの影響を評価関数から差し引くことによって、評価関数はその他のパスの影響のみを含んだものになる。その後は同じ処理を繰り返し、前もって想定したパスの数分だけ抽出を行う。パスの抽出が終了後、各パスのパラメータを用いて伝送路特性を求める。

(2) Newton 法

τ_1 の粗い推定値は(21)式を満たしているが、(20)式は満たしているとは限らない。Newton法では、(25)式の操作を繰り返し行うことによって、より精度の高い値にする。

$$\tau_{1,n+1} = \tau_{1,n} - \frac{g(\tau_{1,n})}{g'(\tau_{1,n})} \quad (25)$$

ここで、 $g(\tau_1)$ は(20)式の左辺であり、(23)式の α_1 を(20)式に代入することによって得られる。(25)式を数回繰り返すことによって、粗い推定値をより適切な値へと収束させることができる。評価関数は τ_1 に対して変化する正弦波の組合せから構成されている。それらの正弦波の中で、最も速く変動する成分の周波数は $(N-1)f_0$ であり、評価関数の変化の早さの最大値がこれによって決まる。そこで本方式では、的確なピークを捉えるために、標本化定理を基に $1/(2Nf_0)$ の間隔で評価関数をサンプルし、最大値の粗い探索を行う。この標本化間隔で確実にピークを捉えること

ができるため、この標本化間隔で絞り込まれた範囲では、 τ_1 に関する評価関数も単調であると考えられ、Newton法が希望の値に収束することが期待できる。雑音によって、収束しない場合も考えられるが、複数のパイロットシンボルに関して2乗和を求めているので、その分改善効果がある。

(3) その他のパスの推定

上記のアルゴリズムによって評価関数 $E_1(k, l)$ を最小にするような r_1 、 τ_1 、 α_1 が得られる。したがって、このパスの影響を評価関数から差し引くことによって、残りのパスの影響のみを含んだ評価関数 $E_2(k, l)$ が得られる。

$$\begin{aligned} E_2(k, l) &= \sum_{\mathbf{P}_k} \left| x(1, k, l) - f(\alpha_2) r_2 e^{-j2\pi(f_c + \alpha_2 f_0 + l f_0) \tau_2} d(k, l) \right|^2 \\ &+ \sum_{\mathbf{P}_{k-1}} \left| x(1, k-1, l) - f(\alpha_2) e^{-j2\pi \alpha_2 f_0 T_s} \right. \\ &\quad \left. \times r_2 e^{-j2\pi(f_c + \alpha_2 f_0 + l f_0) \tau_2} d(k-1, l) \right|^2 \end{aligned} \quad (26)$$

ここで、

$$\begin{aligned} x(1, k, l) &= x(k, l) - \left\{ \hat{h}(1, k, l, l) d(k, l) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{\substack{\mathbf{P}_k \\ n \neq l}} \hat{h}(1, k, l, n) d(k, n) \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \hat{h}(1, k, l, n) &= \frac{1}{N} \frac{\sin\{\pi(n-l+\alpha_1)\}}{\sin \frac{\pi(n-l+\alpha_1)}{N}} \\ &\times e^{-j \frac{\pi(N-1)(n-l+\alpha_1)}{N}} e^{j2\pi \alpha_1 f_0 T_s k} \\ &\times r_1 e^{-j2\pi(f_c + n f_0 + \alpha_1 f_0) \tau_1} \end{aligned} \quad (28)$$

$E_2(k, l)$ に上記の推定アルゴリズムを適用することによって、 r_2 、 τ_2 、 α_2 を得ることができる。この操作を伝送路モデルのパスの数の分だけ繰り返すことによって、すべての r_{N_p} 、 τ_{N_p} および α_{N_p} を推定することができる。 N_p のパスを抽出し、それらのパスをキャリアや間干渉の除去に用いるが、その中で電力の非常に小さいものは雑音の影響をうけ、これを除去に用いるとかえって特性が劣化してしまうため、特定のスレシールドレベルを設定し、それより電力の小さなパスは除去には用いない。

3. シミュレーション結果

本章では、提案システムの性能を計算機シミュレーションによって解析する。シミュレーションで用いたパラメータを表1に示す。ただし、伝送路のパラメータはOFDM信号2シンボル間は一定とみなせるような伝送路の変動速度を仮定する。非常に速く変動する伝送路では、 r 、 τ 、 α 等もシンボル毎に変動する場合があるが、車や列車などを想定した移動通信・放送システムの場合は、これらの変化はシンボル長に比べて充分緩やかであると考えられ、この

表 1 シミュレーションパラメータ
Simulation Parameters.

Number of carrier	(N)	1024
Carrier interval	(f_0)	1.0[kHz]
Minimum frequency	(f_c)	600.0[MHz]
Length of guard interval(τ_g)		$1/32 f_0$
Maximum path	(N_p)	10
Iteration number of newton		5
Threshold level		0.001
Carrier modulation scheme		QPSK,16QAM

仮定は多くの場合、妥当であると考えられる。

表 1において、想定されるパス数を $N_p = 10$ としたが、理想的にパスの抽出が行われれば、キャンセルに用いるパスの数は伝送路のパスの数と同じで済むが、実際には抽出の誤差もあり、抽出されずに残ってしまう成分が存在する。そのため、引き続き抽出処理でそれらを抽出することを考え多めの設定とした。デジタル放送などでは、通常は5パス程度まで想定すれば主要なマルチパスに対応できると考えられ、その倍の最大 10 パス程度を受信機側で想定すれば、多くの場合対応できると考えられる。

図 4、図 5 に QPSK,16QAM 変調の直接波 1 波の平均 CNR に対するビット誤り率特性を示す。直接波の正規化周波数オフセットを 0.2 としている。

図 6、図 7 に QPSK,16QAM 変調の 2 波マルチパス環境下での平均 CNR に対するビット誤り率特性を示す。直接波 1 波と遅延波 1 波が存在し、直接波に対する遅延波の遅延時間は $5\mu s$ 、 $DUR = 5dB$ としている。直接波と遅延波の正規化周波数オフセットはそれぞれ 0, 0.15 としている。

図 8、図 9 に QPSK, 16QAM 変調の 3 波マルチパス環境下での平均 CNR に対するビット誤り率特性を示す。直接波に対する遅延波の遅延時間は、それぞれ $5\mu s, 10\mu s$ 、直接波に対する減衰量をそれぞれ 5dB, 10dB としている。直接波と遅延波 2 波の正規化周波数オフセットは、それぞれ 0, 0.1, 0.08 としている。

図において、“C” は ICI の除去を行わず従来の等化を行った場合の特性、“P(q)” は提案システムを用いて ICI を除去した場合の特性であり、(q) は ICI を除去する隣接キャリア数である。“Static” はドップラースプレッドを 0 とし、固定受信を想定した場合の特性である。“(ide)” は伝送路を既知とした場合の特性、“(est)” は提案方式を用いて伝送路を推定した場合の特性である。

図より、従来の等化器では ICI によってビット誤り率特性が劣化するが、提案方式を用いることで特性を改善することができた。提案方式では、生成する伝送路行列の次元を大きくし、ICI を除去するキャリア数を多くすることによって特性がより良くなると期待できる。隣接数キャリアからの干渉を除去することによる特性の改善が大きいのがわかる。図 4、図 6 の QPSK 変調では、20 キャリヤ程度の干渉を除去することで、固定受信に近い特性が得られてい

図 4 QPSK 変調の直接波 1 波の平均 CNR に対するビット誤り率特性

Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 1 path environment (QPSK).

図 5 16QAM 変調の直接波 1 波の平均 CNR に対するビット誤り率特性

Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 1 path environment (16QAM).

図 6 QPSK 変調の 2 波マルチパス環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性

Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 2 path environment (QPSK).

る。図 5、図 7 の 16QAM 変調では、理想的には 60 キャリヤ程度の干渉除去で、固定受信に近い特性が得られるが、

図 7 16QAM 変調の 2 波マルチパス環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性
Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 2 path environment (16QAM).

図 9 16QAM 変調の 3 波マルチパス環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性
Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 3 path environment (16QAM).

図 8 QPSK 変調の 3 波マルチパス環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性
Bit error rate characteristics against carrier to noise ratio under 3 path environment (QPSK).

図 10 QPSK 変調の正規化周波数オフセット α に対するビット誤り率特性
Bit error rate characteristics against normalized frequency offset (QPSK).

推定誤差によって特性が劣化している。1 波の場合 20 キャリヤ以上のキャリヤを用いて干渉除去を行うと、推定誤差の影響が大きくなり、かえって特性が劣化してしまう。

図 8, 図 9 の 3 波マルチパス環境下では、すべてのキャリヤを用いて理想的に干渉を除去した場合でも、固定受信の特性からの劣化が見られる。したがって、この値が本方式の理想値となり、実際の推定を行って改善できる部分は 2 波, 3 波で異なる。干渉除去に用いるキャリヤ数を 20 程度用いれば、QPSK, 16QAM とともに干渉除去を行わない場合よりも誤り率が 1 桁以上改善でき、非常に劣悪な状況を改善する効果があると考えられる。さらに、干渉除去に用いるキャリヤ数を増やせば、理想値に近い値を得ることができるが、推定誤差による劣化が生じている。本方式では、逆行列演算によるキャリヤ間干渉の除去を行っている。この方式は、ゼロフォーシング型のキャンセラであり、必ずしも雑音に対して最適な方式ではない。そのため、雑音の影響の少ない QPSK では良好に特性の改善が行えるが、よ

り雑音に対する要求の厳しい 16QAM では、その影響が表れていると考えられる。特に、伝送路の推定誤差の影響が強調されていると考えられる。

図 10 に、QPSK 変調の 2 波マルチパス環境下で遅延波の正規化周波数オフセットに対するビット誤り率特性を示す。直接波に対する遅延波の遅延時間は $5\mu s$, $DUR = 5dB$ とし、 $CNR = 20dB$ とする。従来の等化器では、正規化周波数オフセットが増加するにつれて ICI の影響が大きくなり誤り率特性が劣化するが、提案方式を用いた場合、推定可能な範囲内で特性を改善することができる。図 10 より、この伝送路では 10 キャリヤ程度の干渉除去で、ICI の影響を充分取り除くことができるため、理想的に推定ができたとすると、オフセットの増加によらず安定した特性を得ることができる。しかし、推定を行う場合、オフセットが増加するにつれて推定誤差によって特性が劣化していく。これを改善するためには、ICI の影響を考慮して推定精度を向上することが必要であると考えられる。

4. む す び

本論文では、ドップラースプレッドが生じる伝送路において、伝送路を伝搬パスの和でモデル化し、遅延プロファイルおよびドップラースプレッドを推定する方式を提案し、推定値を用いてICIを除去するシステムを提案した。計算機シミュレーションの結果、従来の等化器との比較によって、広い範囲のドップラースプレッドに対してビット誤り率特性を改善できることを示した。今後は、移動におけるドップラースプレッドの影響が非常に大きくなるであろうと考えられる、無線LANや第4世代へ向けた方式などを想定して検討を進めていく。干渉除去については、現在のゼロフォーシングではなく、最小2乗型のキャンセラを用いることで誤差の影響を少なくすることが可能であり、特性の向上が期待できる。遅延波が3波以上の場合は、特性の改善が充分であるとは言えないため、推定精度の改善を検討していく。最大パス数および使用するパスのスレシールドレベルは、QPSK, 16QAMで同じものを用いているが、必ずしも最適化されておらず、個々の変調方式で最適化することにより、推定精度の向上が期待できる。また、より多くのOFDMシンボルを推定に用いることによる精度の改善について検討していく。最終的に抽出されたパスが正確に伝送路を表わしているか、また、Newton法の収束条件に関する理論解析を行う。さらに、方式の簡略化についても検討していく計画である。

〔文 献〕

- 1) R.W.Chang and R.A.Gabby: "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme", IEEE Trans.Comm., COM-16, pp.529-540 (1968)
- 2) S.B.Weinstein and P.W.Ebert: "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans.Comm., COM-19, pp. 628-634 (1971)
- 3) B.Hirosaki: "An Analysis of Automatic Equalizer for Orthogonally Multiplexed QAM System", IEEE Trans.Comm., COM-28, pp.73-83 (1980)
- 4) 都竹 愛一朗, 太田 弘毅, 中村 玲子: "遅延波がOFDM伝送に与える影響", 映像学誌, 51, 9, pp.1493-1503 (1997)
- 5) 太田 弘毅, 伊丹 誠, 都竹 愛一朗: "OFDM移動受信における多重伝搬モデルの検討および伝搬路推定を用いた等化による干渉妨害の低減", 映像学誌, 52, 11, pp.1667-1675 (1998)
- 6) 岡田 実, 高柳 英晃, 山本 平一: "アレーアンテナを用いた伝搬路地変動による地上波デジタル放送の高速移動受信特性改善効果", 映像学誌, 56, 2, pp.237-244 (2002)
- 7) W. G. Jeon, K. H. Chang and Y. S. Cho: "An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels", IEEE Trans. Comm., 47, 1, pp.27-32, 1999
- 8) V. Mignone, A. Morello, M. Visuntin: "CD-3: A New Channel Estimation Method to Improve the Spectrum Efficiency in Digital Terrestrial Television System," IEE Conf. Publ., 413, 1, pp.122-128, 1995
- 9) M.Itami, M.Kuwabara, M.Yamashita, H.Ohta, K.Itoh: "Equalization of Orthogonal Frequency Division Multiplexed Signal by Pilot Symbol Assisted Multipath Estimation," Proc. of Globecom'98, CT-5.6, pp.368-373, 1998
- 10) 伊丹 誠, 山下 真由子, 桑原 雅弘, 伊藤 紘二: "スキッターードパイロットシンボルによるOFDM信号の等化に関する一検討", 映像学誌, 52, 11, pp.1650-1657 (1998)
- 11) 関 力, 内田 美紀, 伊丹 誠, 伊藤 紘二: "OFDMにおける伝搬パスモデルに基づいた伝送路推定方式の簡略化に関する一検討", 平13信学総全大, 通信1, pp.473 (2001)

なかむら みつる
中村 充 2002年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在, 同大学大学院修士課程に在学中。OFDMの研究に従事。

いたみ たかみ
伊丹 誠 1984年, 東京大学工学部電子工学科卒業。1989年, 同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科講師。2000年, 同大学助教授。現在に至る。通信方式, 信号処理, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。

いとう ひろふみ
伊藤 紘二 1968年, 東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年, 同大学講師。1972年, 同助教授を経て, 1989年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科教授。現在に至る。この間, 信号処理, 情報理論, 通信方式, 無線航行援助, 航空管制通信, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。

Hamid Aghvami Hamid Aghvami joined the academic staff at King's in 1984. In 1989 he was promoted to Reader and Professor in Telecommunications Engineering in 1992. He is presently the Director of the Centre for Telecommunications Research at King's. Professor Aghvami carries out consulting work on Digital Radio Communications Systems for both British and International companies. He has published over 300 technical papers and given invited talks all over the world on various aspects of Personal and Mobile Radio Communications as well as giving courses on the subject world wide. He was Visiting Professor at NTT Radio Communication Systems Laboratories in 1990 and Senior Research Fellow at BT Laboratories in 1998-1999. He is currently Executive Advisor to Wireless Facilities Inc., USA, Managing Director of WG-Com LTD, UK and Managing Director of Wireless Multimedia Communications LTD (his own consultancy company). He leads an active research team working on numerous mobile and personal communications projects for third and fourth generation systems, these projects are supported both by the government and industry. He is a distinguished lecturer of the IEEE Communications Society. He has been member, Chairman, Vice-Chairman of the technical programme and organizing committees of a large number of international conferences. He is also the founder of International Conference on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). He is a fellow member of the IEE and senior member of the IEEE.