

各パスが分数間隔の遅延を有する場合のチャネル推定法の提案

具 利哲[†] 高岡 辰輔[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05
E-mail: †{ku,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直交周波数分割多重(OFDM)同期検波では、サブキャリアごとの高精度なチャネル推定が必要である。遅延時間領域窓関数を用いるチャネル推定では、IFFTを用いてチャネルのインパルス応答を求めた後に窓関数を乗算することにより雑音を低減している。実際のチャネルでは各パスがサンプル長の分数間隔の遅延を有しているのが殆どであり、IFFTにより得られたインパルス応答推定値に遅延時間領域全体に広がった歪が発生してしまうので、窓関数を乗算すると大幅なチャネル推定精度の劣化を引き起こしてしまう。本論文では各パスが分数間隔の遅延を有する場合のチャネル推定法を提案している。本提案法ではパス利得と遅延時間を推定し、そのパスの遅延時間領域応答レプリカを生成して、IFFTにより得られた歪みのあるインパルス応答から減算する操作を繰り返すことにより、チャネルインパルス応答を推定する。提案法を用いることにより従来法に比べ大幅にチャネル推定精度が向上し、ビット誤り率(BER)特性が改善されることを計算機シミュレーションにより確認している。

キーワード OFDM, チャネル推定, インパルス応答

Channel Estimation Using Successive Cancellation In a Channel Having Fractionally Spaced Time Delay Paths

Richol KU[†] Shinsuke TAKAOKA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: † {ku, takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Accurate channel estimation is necessary for coherent detection of the OFDM signals. In the channel estimation using the delay-time domain windowing, the pilot modulation is removed from each subcarrier component to estimate the channel gain and then using the IFFT, the channel impulse response is estimated. Assuming the finite channel impulse response with sample time spaced time delays, the noise can be reduced by truncating the estimated channel impulse response. But in a real propagation channel, there are always fractionally spaced time delayed paths. In this case, the estimated channel impulse response obtained by IFFT is spread over the whole delay time domain. Therefore, if the delay-time domain windowing is applied, the estimation accuracy degrades. In this paper, we propose a new channel estimation using successive cancellation and the achievable BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword OFDM, Channel estimation, Impulse response

1. まえがき

次世代移動通信ではより高速、高品質な伝送が望まれている。移動体通信では送受信間の障害物によって、送信信号が反射、回折されて多数の遅延時間の異なる遅延パスとして受信されるため、チャネルの伝達関数が周波数の複雑な関数になる周波数選択性フェージングが発生する[1][2]。このような周波数選択性フェージングにより厳しい符号間干渉が発生する。また、移動局の移動に伴ってチャネル伝達関数が時間変動する。次世代の有力な伝送方式の一つとして注目されているのは、多数のサブキャリアを用いて並列に伝送することで符号間干渉を抑圧しつつ優れた周波数利用効率を得ることができる直交周波数分割多重(OFDM)[3][4][5]である。

OFDM 同期検波には各サブキャリアにおけるチャネル利得の高精度な推定が必要である。よく知られているチャネル推定として、既知のパイロットシンボルを周期的に送信し、受信側で逆変調を行うことにより各サブキャリアにおけるチャネル利得を推定するパイロット補助チャネル推定がある[6][7][8]。しかし、逆変調だけを用いて得たチャネル推定値は雑音の影響を強く受けている。そこで、チャネルのインパルス応答が有限時間内にしか存在しないという仮定のもとで、逆変調により得られたチャネルの伝達関数を逆高速フーリエ変換(IFFT)によりチャネルのインパルス応答を得て、遅延時間領域にて窓関数を乗算することにより雑音を低減した上で、高速フーリエ変換(FFT)することで伝達関数を得

る, 遅延時間領域窓関数を用いるチャネル推定法が提案されている[9]. しかし, 各パスがサンプル長の分数間隔で到来する環境では, IFFT によって推定したインパルス応答に遅延時間領域全体に広がった歪が発生してしまう[9]. この時, 遅延時間領域窓関数乗算を行ってしまうと大幅な推定精度の劣化を引き起こす.

そこで本論文では遅延パスが分数間隔の遅延を有して到来する環境におけるチャネル推定法を提案する. N_c サブキャリアを用いる OFDM 伝送を考える. 本提案法は N_c ポイント FFT サンプリグタイミングでサンプリグした後, $N_c N_{over}$ ポイントの IFFT を用い内挿補間してインパルス応答を求める(遅延時間推定のための分解能力は N_{over} 倍になる). 分数間隔の遅延を有して遅延パスが到来する場合, インパルス応答は遅延時間領域全体に広がった歪を受けてしまう. 得られたインパルス応答から各パスの遅延時間とパス利得を推定し, そのパスの遅延時間領域応答レプリカを求め, IFFT により得られたインパルス応答から減算する操作を繰り返すことによって, 各パスの遅延時間と利得を逐次的に推定する.

本論文は以下のような構成になっている. まず第 2 章で OFDM 伝送系について述べたあと, 第 3 章で提案チャネル推定法の原理について述べる. 第 4 章では計算機シミュレーション結果を述べている. 第 5 章はむすびである.

2. パイロット伝送系

N_c サブキャリアを用いる OFDM 伝送を考える. OFDM 送受信機構成を図 1 に示す. 送信機では, まず 2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換した後, N_c シンボル毎のブロックに分割し, ブロック毎に N_c ポイント IFFT を用いて OFDM 信号を生成する. 伝搬路の遅延広がりによるサブキャリア間の直交性の崩れを防ぐために, ガードインターバル(GI)を挿入する. 図 2 に構成を示す. M 個の OFDM シンボルの先頭に 1 個の OFDM パイロットシンボルを時間多重して送信する.

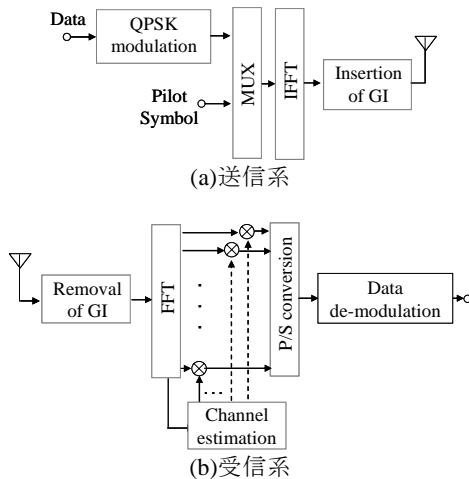


図 1 OFDM 送受信系

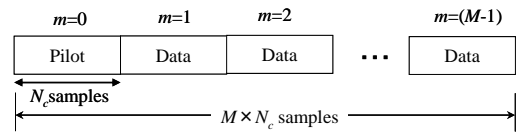


図 2 OFDM フレーム構成

2.1 送信パイロット

送信シンボル速度を $1/T$ とすると, FFT サンプリグ間隔 $T_c = T/N_c$ となる. パイロット OFDM 信号を等価低域表現を用いて表すと次式のようにになる.

$$p(t) = \sqrt{2S} \sum_{k=0}^{N_c-1} P_k \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c T_c}\right) \quad (1)$$

ここで, S は 1 サブキャリア当たりの送信電力, P_k は k 番目のサブキャリアにおけるパイロット変調シンボルである.

2.2 チャネルモデル

送信信号は, L 個の離散パスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信されるものとする. 1OFDM 信号区間ではチャネルインパルス応答は変動しないものと仮定する. チャネルインパルス応答 $h(t)$ は次式で表わすことができる[11].

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで, $\delta(\tau)$ はデルタ関数, h_l および τ_l は, それぞれ l 番目のパスの複素パス利得および遅延時間を表す. $\{h_l; l=0 \sim L-1\}$ は各々独立な零平均複素ガウス変数で, $\sum_{l=0}^{L-1} E[h_{m,l}^2] = 1$ である ($E[\cdot]$ は集合平均を表す). なお, 以下では一般性を失うことなく, $E[h_0^2] \geq E[h_1^2] \geq \dots \geq E[h_{L-1}^2]$ であるものとする.

2.3 受信信号表現

受信パイロット信号 $r(t)$ の等価低域表現は次式のようにになる.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l p(t - \tau_l) + n(t) \quad (3)$$

ここで, $n(t)$ は片側電力スペクトル密度 N_0 の相溶性白色ガウス雑音(AWGN)である. 受信機では, 受信信号を T_c 毎に標本化する. その後, GI を除去し, N_c ポイント FFT により $r(t)$ を N_c 個のサブキャリア成分に分離する. k 番目のサブキャリア成分は次式のように表せる.

$$\begin{aligned} R_k &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(nT_c) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{2S} P_k H_k + N_k \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 H_k は k 番目のサブキャリアにおけるチャネル利得であり、 N_k は平均 0 で分散 $2N_0/(T_c N_c)$ の複素ガウス変数である。 H_k および N_k は次式で表せる。

$$\begin{cases} H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_l}{N_c T_c}\right) \\ N_k = \sum_{n=0}^{N_c-1} n(n T_c) \exp\left(-j \frac{2\pi k n}{N_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

3. 提案チャネル推定法

3.1 遅延時間領域窓関数を用いるチャネル推定の問題点

逆変調により R_k からパイロット変調を取り除く。一般性を失うことなく $P_k=1+j0$ とすると、逆変調によって得られたチャネル利得の推定値 \hat{H}_k は次式のようにになる。

$$\hat{H}_k = R_k \cdot P_k^* = \sqrt{2S} H_k + N_k \quad (6)$$

次に、 $\{\hat{H}_k; k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して、 T_c 間隔のチャネルインパルス応答の推定値 $\hat{h}(\tau)$ を求めると次式のようにになる。ただし、 τ は T_c で正規化した遅延時間である。

$$\begin{aligned} \hat{h}(\tau) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left(\sqrt{2S} H_k + N_k \right) \exp\left(j 2\pi k \frac{\tau}{N_c T_c} \right) \\ &= \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \frac{1}{N_c} \frac{\sin\left(\pi \left(\frac{\tau_l}{T_c} - \tau\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{N_c} \left(\frac{\tau_l}{T_c} - \tau\right)\right)} \exp\left(-j \frac{\pi(N_c-1)}{N_c} \left(\frac{\tau_l}{T_c} - \tau\right)\right) \\ &\quad + n(\tau T_c) \end{aligned} \quad (7)$$

各パスの遅延時間 $\{\tau_l\}$ が FFT サンプルング間隔 T_c の整数倍のとき、 $(1/N_c) \sin(\pi(\tau_l/T_c - \tau)) / \sin(\pi(\tau_l/T_c - \tau)/N_c)$ はデルタ関数になるが、遅延時間が分数間隔の環境ではインパルス応答推定値が遅延時間領域全体に広がってしまう。その様子を図3に示す。インパルス応答推定値に遅延時間領域窓関数を乗算すると、雑音と共に応答推定値も除去することになり、大幅にチャネル推定精度が劣化する。

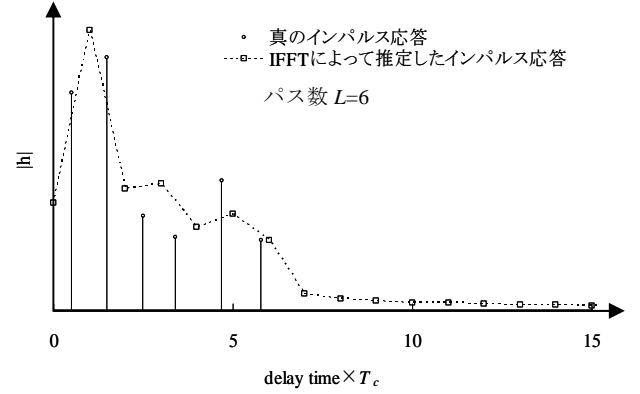


図3 N_c ポイント IFFT によって推定したインパルス応答と真のインパルス応答の比較

3.2 提案チャネル推定の原理

提案チャネル推定のフローチャートを図4に示す。提案チャネル推定では、オーバーサンプリング係数が N_{over} の $N_c N_{over}$ ポイント IFFT によって得られたインパルス応答の推定値から最大振幅を与える遅延時間位置を探索する。そして、その遅延時間位置にパスが存在するものとし、そのパスの遅延時間領域応答レプリカを生成し、 $N_c N_{over}$ ポイント IFFT により得られたインパルス応答推定値から減算する。次に、減算後のインパルス応答推定値から最大振幅を与える遅延時間位置を探索する。そして、その遅延時間位置にパスが存在するものとし、そのパスの遅延時間領域応答レプリカを生成し、1回目の減算後のインパルス応答推定値から減算する。この操作を繰り返すことによりパス利得と遅延時間を推定する。ここでは、推定するパス数を推定パス数と呼び、 Q で表わす。レプリカの生成と減算操作を Q 回繰り返したあと、 Q 個のパスの遅延時間領域応答レプリカを合成し、 N_c ポイント FFT を適用することによりチャネル利得 $\{\bar{H}_k; k=0 \sim N_c-1\}$ を求める。以下で、数式を用いて説明する。

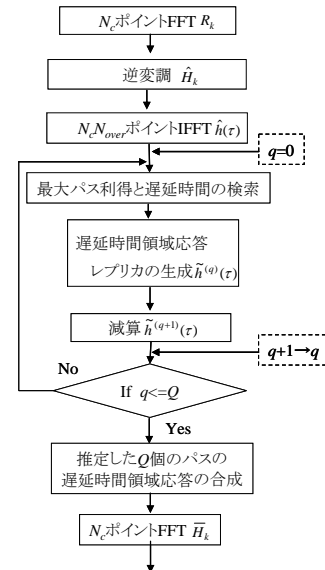


図4 提案チャネル推定のフローチャート

$\{\hat{H}_k; k=0 \sim N_c-1\}$ に $N_c N_{over}$ ポイント IFFT を適用して、 T_c/N_{over} 間隔のチャネルインパルス応答の推定値 $\hat{h}(\tau)$, $\tau=0 \sim N_c N_{over}-1$, は次式で表わせる。

$$\begin{aligned}\hat{h}(\tau) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left(\sqrt{2S} H_k + N_k \right) \exp \left(j 2\pi k \frac{\tau}{N_c N_{over}} \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \sqrt{2S} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp \left(-j \frac{2\pi k}{N_c N_{over}} \left(\frac{\tau_l}{T_c/N_{over}} - \tau \right) \right) \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} n(nT_c) \exp \left(-j \frac{2\pi k}{N_c N_{over}} (n \cdot N_{over} - \tau) \right)\end{aligned}\quad (8)$$

ただし、 τ は T_c/N_{over} で正規化した遅延時間である。式(8)の第 1 項が実際のインパルス応答成分である。式(8)は次式のように表わせる。

$$\begin{aligned}\hat{h}(\tau) &= \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_l X(\tau_l, \tau) \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} n(nT_c) \exp \left(-j \frac{2\pi k}{N_c N_{over}} (n \cdot N_{over} - \tau) \right)\end{aligned}\quad (9)$$

ここで

$$X(\tau_l, \tau) = \frac{1}{N_c} \frac{\sin \left(\frac{\pi \left(\frac{\tau_l}{T_c/N_{over}} - \tau \right)}{N_{over}} \right)}{\sin \left(\frac{\pi \left(\frac{\tau_l}{T_c/N_{over}} - \tau \right)}{N_c N_{over}} \right)} \exp \left(-j \frac{\pi (N_c - 1) \left(\frac{\tau_l}{T_c/N_{over}} - \tau \right)}{N_c N_{over}} \right)\quad (10)$$

そして、 $\{\hat{h}(\tau); \tau=0 \sim N_c N_{over}-1\}$ を用いて、 Q 個のパスの利得と遅延時間を推定する。まず最大利得のパス $0(l=0)$ を探索する。探索した遅延時間 $\hat{\tau}_0$ とパス利得 $\hat{h}(\hat{\tau}_0)$ を用いて、遅延時間領域応答レプリカ $\tilde{h}_0(\tau)$ を次式のように生成する。

$$\begin{aligned}\tilde{h}_0(\tau) &= \hat{h}_0(\hat{\tau}_0) X(\hat{\tau}_0, \tau) \\ &= \hat{h}_0(\hat{\tau}_0) \frac{1}{N_c} \frac{\sin \left(\frac{\pi (\hat{\tau}_0 - \tau)}{N_{over}} \right)}{\sin \left(\frac{\pi (\hat{\tau}_0 - \tau)}{N_c N_{over}} \right)} \exp \left(-j \frac{\pi (N_c - 1) (\hat{\tau}_0 - \tau)}{N_c N_{over}} \right)\end{aligned}\quad (11)$$

次に、式(8)から式(11)を減算することにより、最大パスの影響を取り除いた後のインパルス応答 $\hat{h}^{(1)}(\tau)$ を次式のように得る。

$$\hat{h}^{(1)}(\tau) = \hat{h}(\tau) - \tilde{h}_0(\tau)\quad (12)$$

以上を Q 回繰り返した後、次式のように Q 個のパスの応答レプリカを合成することによりインパルス応答の推定値 $\bar{h}(\tau)$ を得る。

$$\bar{h}(\tau) = \sum_{l=0}^{Q-1} \tilde{h}_l(\tau)\quad (13)$$

最後に、次式のように $\bar{h}(\tau)$ に N_c ポイント FFT を適用しチャネル利得の推定値 \bar{H}_k を得る。

$$\bar{H}_k = \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \bar{h}(\tau) \exp \left(-j \frac{2\pi k \tau}{N_c} \right)\quad (14)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション条件

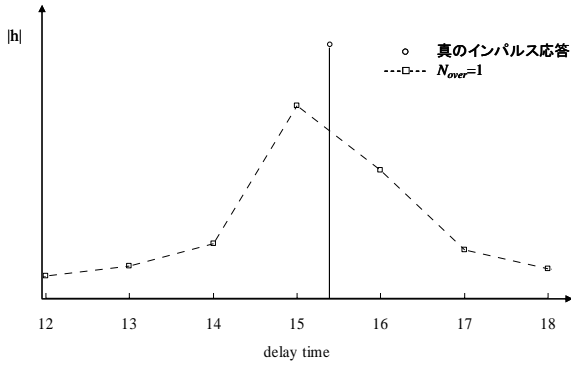
シミュレーション条件を表 1 に示す。1 フレームは 1 パイロット OFDM シンボルと 63 データ OFDM シンボルで構成されている ($M=63$)。データ変調には QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) を用いた。伝搬路は等電力の $L(=4, 16)$ パスレイリーフェージングチャネルとした。各パスは OFDM 信号サンプル長 T_c の 0.1 の整数倍の遅延を有するものと仮定している。遅延時間モデル 1 は周波数選択性が強いチャネル、モデル 2 は周波数選択性が弱いチャネルである。

表 1 シミュレーション条件

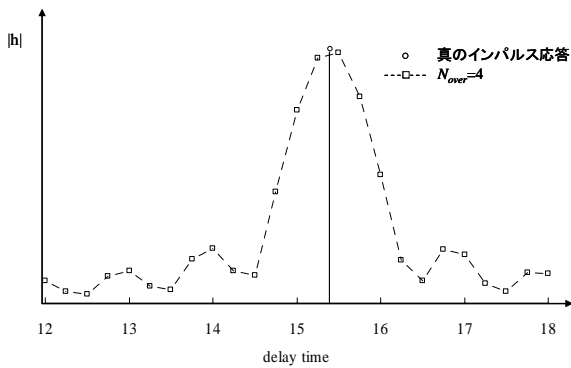
データ変調		QPSK
サブキャリア数		$N_c=256$
ガードインターバル長		$N_g=32$
チャネルモデル		L パスレイリーフェージング 一様電力遅延プロファイル
パス l の遅延時間 ($l=0 \sim L-1$)	モデル1	$10l+0.1 \cdot \Delta\tau; L=4$ $2l+0.1 \cdot \Delta\tau; L=16$
	モデル2	$1l+0.1 \cdot \Delta\tau; L=4$ $1l+0.1 \cdot \Delta\tau; L=16$
	$\Delta\tau$ は $[0 \sim 9]$ で一様分布	
推定パス数		$Q=1, 2, 4, 8, 16, 64, 128, 256$
チャネル推定のための IFFT オーバーサンプリング係数		$N_{over}=1, 2, 4, 8, 16, 32$
パイロット挿入間隔		64 シンボル

4.2 遅延時間推定精度

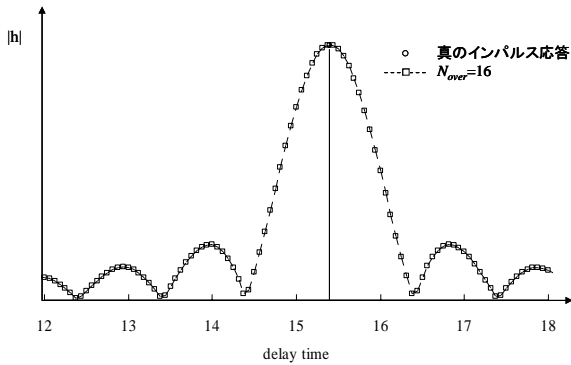
遅延時間領域応答レプリカ生成(式(11))のためには、各パスの遅延時間推定が必要である。IFFT のオーバーサンプリング係数 N_{over} と推定インパルス応答ピークとの関係を図 5 に示す。15.4 サンプルの遅延を有するパスを例として示している。図より、 N_{over} を大きくしていくほど遅延時間の分解能が高くなるので、より正確な遅延時間を推定できることが分かる。本シミュレーションでは 0.0625 サンプル間隔の分解能が得られる $N_{over}=16$ を用いることにする。



(a) $N_{over}=1$



(b) $N_{over}=4$



(c) $N_{over}=16$

図5 N_{over} とインパルス応答の関係

4.3 推定パス数 Q の影響

図6は遅延モデル1のときについて、推定パス数 Q の関数としてプロットしたBERである。平均受信 $E_b/N_0=30(\text{dB})$, $N_{over}=16(4096$ ポイント IFFT)とした。図より推定パス数は到来パス数より多く設定する必要がある、図6の結果より、本論文では推定パス数 Q を64とした。

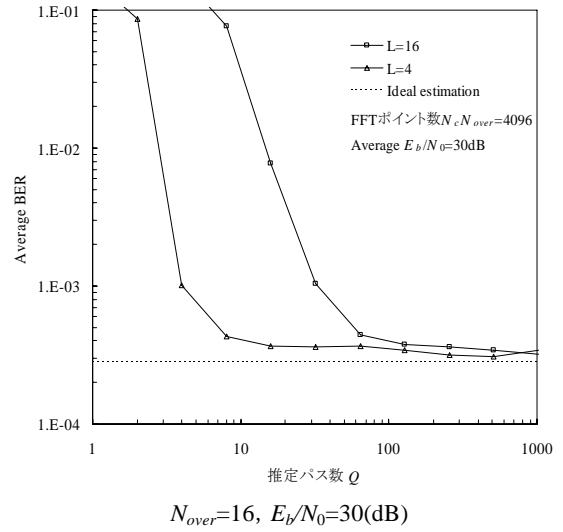
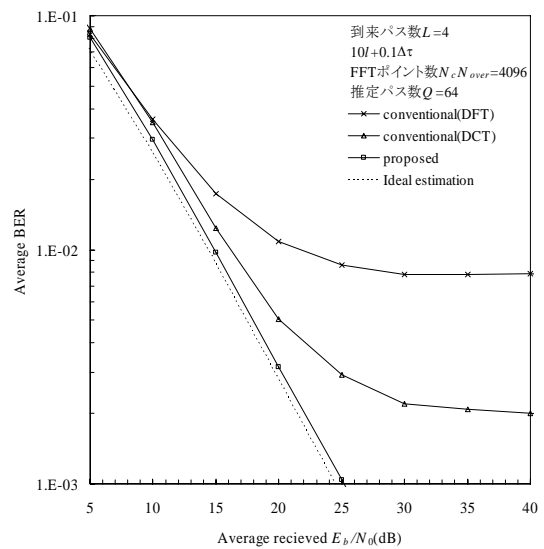


図6 推定パス数がチャンネル推定に与える影響

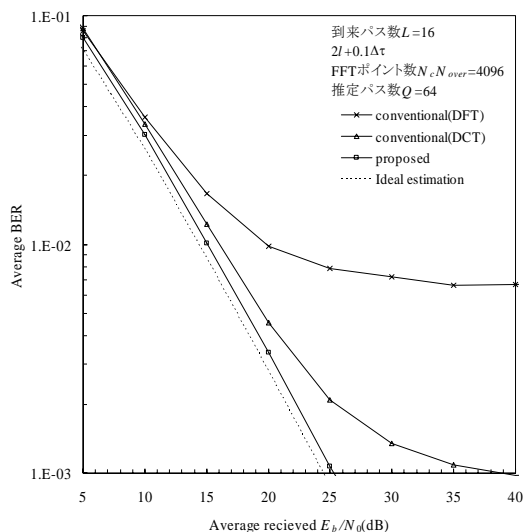
4.4 誤り率特性

図7は遅延モデル1のときについて、提案法を用いたときのBER特性である。比較として、離散コサイン変換(DCT)を用いるチャンネル推定[12]および N_c サンプル IFFT(オーバーサンプリング係数 $N_{over}=1$)の遅延時間領域窓関数を用いるチャンネル推定のBER特性も示した。提案法を用いることにより、4パスおよび16パス環境のどちらにおいても従来方式より優れたBER特性が得られることが分かる。誤り率 10^{-3} を得るための所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定からの劣化量は、4パスおよび16パス環境においておよそ1dBである。

図8は周波数選択性が弱い遅延モデル2のときについて、提案法を用いたときのBER特性である。モデル2の環境ではパス間の遅延時間差が小さいから遅延時間推定の精度が劣化してしまうものの、従来のチャンネル推定法より優れたBER特性が得られている。

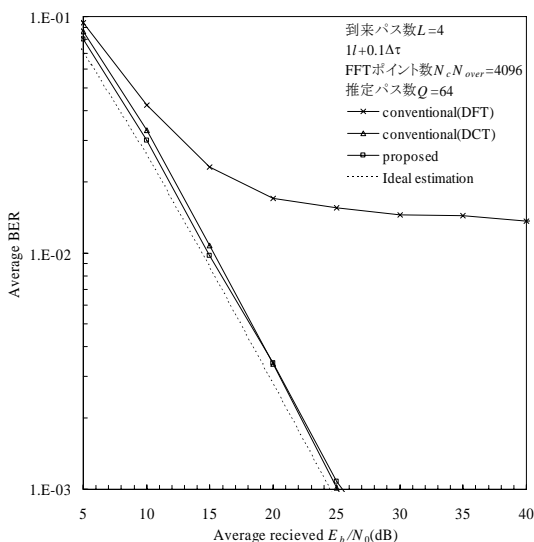


(a) 4パス

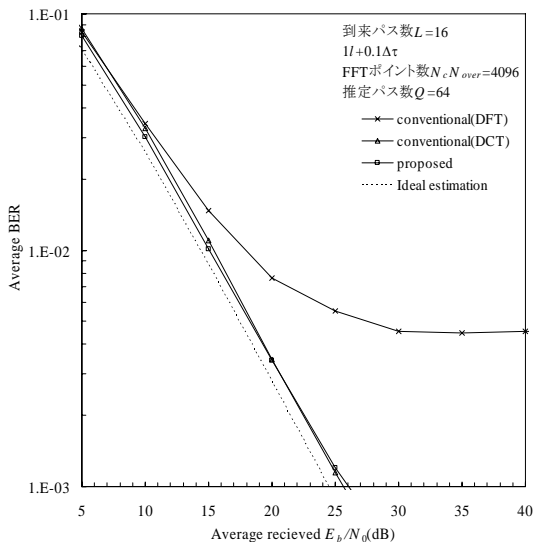


(b)16 パス

図 7 遅延モデル 1 のときの BER 特性



(a)4 パス



(b)16 パス

図 8 遅延モデル 2 のときの BER 特性

5. むすび

各パスが OFDM 信号のサンプル長の分数間隔の遅延を有して到来する場合のチャンネル推定法について提案した. 本提案法を用いることにより, 各パスが OFDM 信号の 0.1 サンプルの整数倍の遅延を有する場合でも, 周波数選択性の強さに関係なく高精度なチャンネル推定が可能であることを示した. 到来パス数が 4 パスおよび 16 パスのとき, 誤り率 10^{-3} を得るための所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定からの劣化量は高々約 1dB である.

参考文献

- [1] W.C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G Proakis ,*Digital communications*, 3rd ed.,McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, "Wireless past and future -evolving mobile communications systems-," IEICE Trans. Fundamentals., Vol. E84-A, pp.55-60, Jan. 2001
- [4] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system," IEICE Trans. Commun., Vol. E76-B, No. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., vol. 35, pp. 126-144, Dec. 1997.
- [6] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp. 1845-1848, April 1997.
- [7] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency" in Proc. of Global Telecomm. Conf. The Mini-Conf., pp. 90-96, Nov. 1997.
- [8] Y. (G.) Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol. 49, No. 4, pp. 1207-1215, July 2000.
- [9] J.J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems" IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 2, pp 815 – 819, July 1995
- [10] 伊丹誠, 山下真由子, 桑原雅宏, 伊藤紘二, "スキッタ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", 映像情報メディア学会誌, Vol52, No.11, 1998.
- [11] S.Hara and R.Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*,. Artech House, 2003.
- [12] 小林英雄, 森香津夫, "離散コサイン変換を用いた OFDM 伝送路推定方式の提案", 電子情報通信学会論文誌, Vol.J88-B, No1 pp.256-268, Jan.2005.