

周波数領域等化 MC DS-CDMA を対象としたパイロットチャネル推定

志摩 智之[†] 留場 宏道[†] 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 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {shima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直交周波数分割多重(OFDM)に時間領域拡散を組み合わせたのがマルチキャリア直接拡散符号分割マルチアクセス(MC DS-CDMA)である。複数の OFDM シンボルからなる受信信号ブロックに最小二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)を適用することで周波数ダイバーシチ利得を得ることができ、厳しい周波数選択性フェージング環境下において MC DS-CDMA 伝送特性を改善できる。FDE では高精度なチャネル推定が必要である。時間多重されたパイロット系列を用いて周波数領域において逆変調を行うことでチャネル利得を推定できる。本論文では、周波数領域等化 MC DS-CDMA を対象としたパイロットチャネル推定法について検討し、そのときの周波数領域等化 MC DS-CDMA の伝送特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

キーワード MC DS-CDMA, 周波数領域等化, パイロットチャネル推定

Pilot-assisted Channel Estimation for Orthogonal Multi-carrier DS-CDMA with Frequency-domain Equalization

Tomoyuki SHIMA[†] Hiromichi TOMEBA[†] 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: [†] {shima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Orthogonal multi-carrier direct sequence code division multiple access (MC DS-CDMA) is a combination of time-domain spreading and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). In orthogonal MC DS-CDMA, the frequency diversity gain can be obtained by applying frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion to a block consisting of a number of OFDM symbols and can improve the bit error rate (BER) performance in a severe frequency-selective fading channel. FDE requires an accurate estimate of the channel transfer function. The channel gain can be estimated by removing the pilot modulation in the frequency domain using the time-multiplexed pilot. In this paper, we investigate pilot-assisted channel estimation for orthogonal MC DS-CDMA with FDE and evaluate the BER performance with pilot-assisted channel estimation in a frequency-selective Rayleigh fading channel by computer simulation.

Keyword MC DS-CDMA, frequency-domain equalization, pilot-assisted channel estimation

1. まえがき

次世代移動無線通信では、高速かつ高品質な伝送が要求されている。移動無線チャネルは、遅延時間の異なる多数の伝搬路から構成される周波数選択性チャネルとなるため、シングルキャリア伝送では、符号間干渉(ISI)によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[1,2]。そこで最近では、周波数選択性チャネルに耐性があるマルチアクセス技術の一つとして、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている[3,4]。MC-CDMAでは、送信データシンボルを多数の狭帯域サブキャリアへと拡散して並列伝送する。さらに、周波数領域等化(FDE)を適用することで周波数ダイバーシチ利得を得ることができるので、優れたビット誤り率(BER)特性が得られることが知られている[5]。

もう一つのマルチキャリア・マルチアクセス技術として、直交周波数分割多重(OFDM)に時間領域拡散を組み合わせたマルチキャリア直接拡散符号分割マルチアクセス(MC DS-CDMA)がある[3]。MC DS-CDMAでは、OFDMのサブキャリア毎にDS-CDMAチップ系列を伝

送する。OFDM復調して得られる各サブキャリア成分を逆拡散するために、MC DS-CDMAでは周波数ダイバーシチ利得が得られないという問題があった[3,4,6]。筆者らはこれまで、無符号化MC DS-CDMAのBERを低減させることを目的とし、複数のOFDMシンボルからなる受信信号ブロックにFDEを適用して周波数ダイバーシチ利得を得る周波数領域等化MC DS-CDMAを提案してきた[7]。ところで、FDEでは高精度な周波数領域チャネル推定が必要である。しかし、これまでの検討ではチャネル推定を理想と仮定していた。

本論文では、まず周波数領域等化MC DS-CDMAに適したパイロットチャネル推定法について検討し、次に平均BER特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

本論文は以下のような構成になっている。第2章では、周波数領域等化MC DS-CDMA伝送系について述べている。第3章では、パイロットチャネル推定について検討している。第4章では、計算機シミュレーションにより、パイロットチャネル推定時の平均BER特性を明らかにしている。第5章はまとめである。

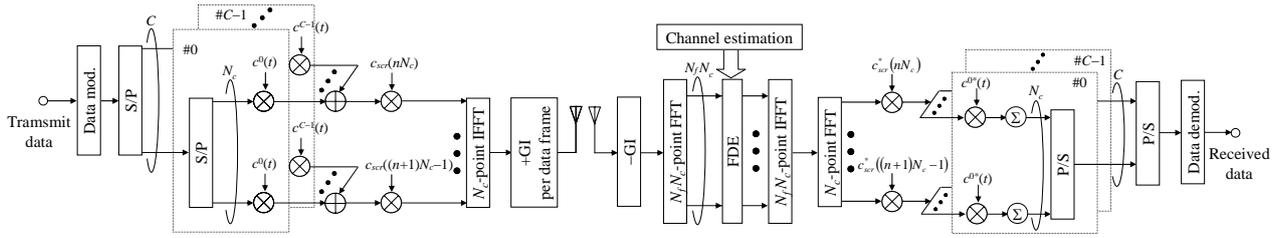


図 1 周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系

2. 周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系[7]

周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系を図 1 に示す。2 値送信データ系列をデータ変調した後、 C 個の並列データシンボル系列へと直/並列(S/P)変換する。続いて、各並列データシンボル系列を N_c 個の並列シンボル系列へと S/P 変換する。 N_c 個の並列データシンボル系列に対して同一の直交拡散符号 $c^c(t)$ を乗算することで SF 個のチップ系列をそれぞれ得る。このとき得られる N_c 個の並列チップ系列は N_c 個のサブキャリア成分にそれぞれ対応する。サブキャリア毎に得られた C 個のチップ系列を多重し、スクランブル符号 $c_{scr}(i)$ を乗算する。コード多重化された N_c 個のチップ系列に N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して OFDM シンボルを得る。得られた OFDM シンボルを N_f 個用いて $N_f N_c$ 個のサンプルからなるフレームを構成する。各フレームで末尾の N_g サンプルをコピーし、先頭にガードインターバル(GI)として付加して送信する。

受信機では、GI を取り除いた後、フレーム毎に $N_f N_c$ ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して $N_f N_c$ 個の周波数成分へと分解する。各周波数成分で FDE を行い、 $N_f N_c$ ポイント IFFT で再び時間領域信号へと変換する。続いて、 N_c サンプル毎に N_c ポイント FFT を適用し、 N_c 個のサブキャリア成分へと分解した上で、逆スクランブルおよび逆拡散を行う。 N_c 個の直列シンボル系列に並/直列(P/S)変換した後、 C 個の直列シンボル系列に P/S 変換し、データ復調して受信データを得る。

2.1. 送信信号

第 n チップ時刻の MC DS-CDMA 信号の等価低域表現は次式になる。

$$s(t, n) = \sum_{i=0}^{N_c-1} S(i, n) \exp\left(j2\pi t \frac{i}{N_c}\right), t=0 \sim N_c-1 \quad (1)$$

ここで、 $S(i, n)$ は第 i サブキャリア成分であり、次式で表される。

$$S(i, n) = \left[\sum_{c=0}^{C-1} d^c(i, \lfloor n/SF \rfloor) c^c(n \bmod SF) \right] c_{scr}(i + nN_c) \quad (2)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数であり、 $d^c(i, a)$ は第 c 直交拡散符号 $c^c(t)$ で作られるチャンネルの第 a データシンボルを表している。 N_f OFDM シンボルで 1 フレームを構成する。1 フレーム時間内の MC DS-CDMA 信号は次式で表される。

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_f N_c-1} s(t \bmod N_c, \lfloor t/N_c \rfloor) \quad (3)$$

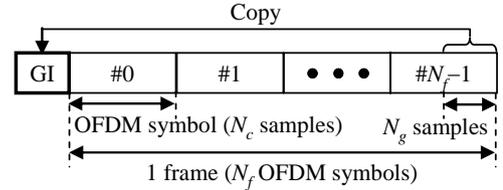


図 2 データフレーム構成

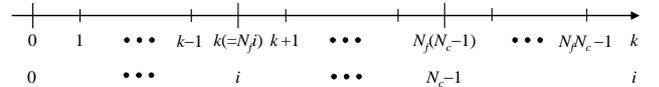


図 3 サブキャリア点 i と FDE 時の周波数点 k との関係
フレームの先頭に N_g サンプルの GI を挿入して送信する(図 2 参照)。

2.2. チャンネルモデル

送信信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信局に受信される。フェージングチャンネルは遅延時間の異なる L 個のパスから構成されるものとする。パス l の複素パス利得を h_l 、遅延時間を τ_l とする。チャンネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

なお、本論文ではフェージング変動は十分に緩慢であるととし、1 OFDM シンボルにわたってパス利得が変動しない周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを仮定している。

2.3. 受信信号

GI を除去後の受信信号 $\{r(t); t=0 \sim N_f N_c-1\}$ は次式で表される。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (5)$$

ここで、 $\eta(t)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)を表す。 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度を表す。 E_c は 1 サンプルあたりの送信エネルギー、 T_c は FFT/IFFT サンプル周期である。 $r(t)$ に $N_f N_c$ ポイント FFT を適用して、 $N_f N_c$ 個の周波数成分に分解する。第 k 周波数成分(図 3 参照)は次式で表される。

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (6)$$

ただし、 $H(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} H(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_f N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

次式のように周波数成分毎に周波数領域等化を行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= R(k)w(k) \\ &= H_{eq}(k)S(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで $H_{eq}(k)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は、それぞれ周波数領域等化後の等価チャネル利得および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H_{eq}(k) = w(k)H(k) \\ \hat{\Pi}(k) = w(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (9)$$

また、 $w(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{CN_f N_c |H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (10)$$

ここで、 σ^2 は雑音電力である。MMSE 重みを計算するためにはチャネル利得 $H(k)$ および雑音電力 σ^2 の推定値が必要となる[8]。 $H(k)$ の推定法については第3章で述べる。また、本論文では雑音電力は理想的に推定できるものと仮定している。

$\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_f N_c - 1\}$ に $N_f N_c$ ポイント IFFT を適用し、次式のような時間領域信号 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_f N_c - 1\}$ を得る。

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{N_f N_c} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_f N_c}\right) \quad (11)$$

2.4. 復調

$\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_f N_c - 1\}$ を N_f 個のブロックに分割し、ブロック毎に N_c ポイント FFT を適用し、 N_c 個のサブキャリア成分に分解する。第 n ブロックの第 i サブキャリア成分 $\tilde{R}(i, n)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \tilde{R}(i, n) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=nN_c}^{(n+1)N_c - 1} \hat{r}(t) \exp\left(-j2\pi i \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left\{ \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} H_{eq}(k) \Phi^2(i, k) \right\} S(i, n) \\ &\quad + \mu_{ISI}(i, n) + \mu_{noise}(i, n) \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、第1項は希望信号成分、 $\mu_{ISI}(i, n)$ は符号間干渉 (ISI) 成分、 $\mu_{noise}(i, n)$ は雑音成分である。ただし、 $\Phi(i, k)$

は次式で与えられる。

$$\Phi(i, k) = \begin{cases} 1, & \text{if } k = N_f i \\ \frac{\sin\left(\pi \frac{k - N_f i}{N_f}\right)}{\sin\left(\pi \frac{k - N_f i}{N_f N_c}\right)}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

$\{\tilde{R}(i, n); i=0 \sim N_c - 1\}$ を逆スクランブル、逆拡散することにより、軟判定値を得る。最後にデータ復調して受信データを得る。

3. パイロットチャネル推定

式(10)で表される周波数領域等化重みを計算するためには、 $H(k)$ を高精度に推定する必要がある。本論文では、時間多重された既知パイロット系列を用いるパイロットチャネル推定法[9,10]を用いる。4種類の既知系列をパイロットとして用いた場合のチャネル推定についてそれぞれ検討し、比較を行っている。

3.1. パイロット

(1) 周波数領域 2 値パイロット系列

第 n チップ時刻の第 i サブキャリア成分として、データチップ系列 $S(i, n)$ の代わりに既知パイロット系列 $P(i, n)$ を用いることでパイロット OFDM シンボルを得る。第 n チップ時刻のパイロット信号は次式になる。

$$p(t, n) = \sum_{i=0}^{N_c - 1} P(i, n) \exp\left(j2\pi t \frac{i}{N_c}\right) \quad (14)$$

ここで、 $t=0 \sim N_c - 1$ 、 $n=0 \sim N_f - 1$ であり、一般性を失うことなく $|P(i, n)|=1$ とする。 N_f 個のパイロット OFDM シンボルでパイロットフレームを構成する。パイロットは次式で表される。

$$p(t) = \sum_{i=0}^{N_f N_c - 1} p(t \bmod N_c, \lfloor t / N_c \rfloor), t=0 \sim N_f N_c - 1. \quad (15)$$

GI 除去後の受信パイロット信号の第 k 周波数成分は次式で表される。

$$R_p(k) = \sqrt{\frac{2CE_c}{T_c}} H(k)P(k) + \Pi(k) \quad (16)$$

ここで、 $P(k)$ は次式で与えられるパイロットの第 k 周波数成分である。

$$P(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} p(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \quad (17)$$

次式のような逆変調によりチャネル推定値 $\hat{H}(k)$ を求める。

$$\hat{H}(k) = R_p(k)X^*(k) \quad (18)$$

ここで、 $X(k)$ は次式で与えられる MMSE 規範に基づく参照信号である[8]。

$$X(k) = \frac{P(k)}{|P(k)|^2 + (CE_c / (N_0 N_f N_c))^{-1}} \quad (19)$$

$X(k)$ を得るためには受信電力および雑音電力を推定する必要があるが[8], 本論文では理想的に推定できるものと仮定している.

$\hat{H}(k)$ にIFFTを適用すると, 次式に示すように瞬時チャンネルインパルス応答 $\{\hat{h}(\tau); \tau=0 \sim N_f N_c - 1\}$ が得られる.

$$\hat{h}(\tau) = \frac{1}{N_f N_c} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{H}(k) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{N_f N_c}\right) \quad (20)$$

チャンネルインパルス応答がガードインターバル内に収まっていると仮定する. 一方, 雑音成分は全遅延時間領域に渡って一様に分布している. したがって, ガードインターバルを超えるインパルス応答を0に置き換えた後にFFTを適用すれば, 雑音を低減したチャンネル推定値 $\{\hat{H}(k); k=0 \sim N_f N_c - 1\}$ を得ることができる[11].

(2) 位相回転パイロット系列

式(17)は次式のように変形できる.

$$P(k) = \sum_{n=0}^{N_f - 1} \sum_{i=0}^{N_c - 1} p(t, n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_f}\right) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \quad (21)$$

第*i*サブキャリア($i=0 \sim N_c - 1$)に対応する第 $k=N_f i$ 周波数点($k=0 \sim N_f N_c - 1$)のパイロット成分は次式のように表せる.

$$P(k = N_f i) = \sum_{n=0}^{N_f - 1} P(i, n) \quad (22)$$

上式より, 第*i*サブキャリアに対応する第 $k(=N_f i)$ 周波数点のパイロット成分は N_f 個のパイロット成分の和であることが分かる. 第3.1節(1)では $|P(i, n)|=1$ と仮定していた. 2値系列をパイロット系列として用いることにより, このような系列が得られる[12]. 一例として, 周期127のPN系列を用いてパイロットOFDMシンボルを生成したときの $P(k)$ を図4に破線で示す. 図4より, パイロット成分が0となる周波数点が存在することが分かる. これは, 2値パイロット系列を用いたためである. このことは, 2値系列をパイロットに用いるとチャンネル推定精度が大幅に劣化してしまうことを示唆している.

そこで, パイロットOFDMシンボル毎に位相を θ_p だけ回転させる位相回転パイロットを提案する. $P(i, n)$ の代わりに $P(i, n) \exp(jn\theta_p)$ を用いると, 式(22)は次式のようになる.

$$P(k = N_f i) = \sum_{n=0}^{N_f - 1} P(i, n) \exp(jn\theta_p) \quad (23)$$

$\theta_p = \pi/2$ [rad]の位相回転を与えたときの $P(k)$ を図4に実線で示す. 図4より, パイロット成分が0となることを防げることが分かる.

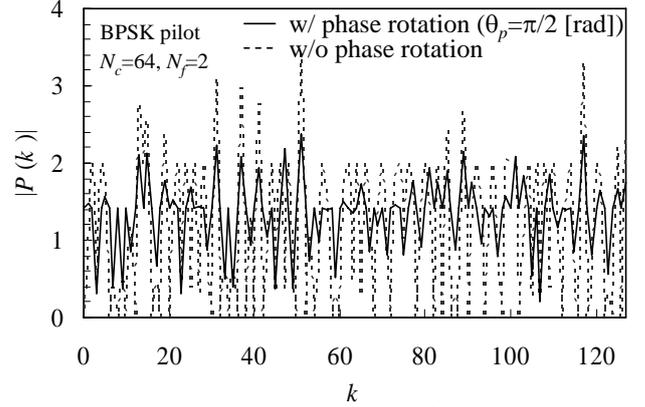


図4 パイロットの周波数応答

(3) 繰り返しパイロット系列

同一パイロットOFDMシンボルを N_f 回繰り返し送信することを考える(図5参照). 最後のパイロットOFDMシンボルの N_g サンプルをコピーしてフレームの先頭にGIとして挿入する. GIを除去後のパイロットに N_c ポイントFFTを適用して周波数分解する. 第*n*パイロットOFDMシンボルの第*i*周波数成分は $P(i, n)$ となる. チャンネル推定値 $\hat{H}(i, n)$ は次式のような逆変調(ZFチャンネル推定)により求めることができる[8].

$$\hat{H}(i, n) = R_p(i, n) P^*(i, n) \quad (24)$$

雑音の影響を低減するため, パイロットOFDMシンボル毎に得られた N_f 個のチャンネル推定値を平均する. 平均後のチャンネル推定値 $\hat{H}(i)$ は次式で表される.

$$\hat{H}(i) = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f - 1} \hat{H}(i, n) \quad (25)$$

上述したチャンネル推定では N_c 個の周波数点のチャンネル推定値しか得られないため, FDEに必要な全ての周波数点のチャンネル推定値を得るためには補間を行う必要がある. 本論文では, $\{\hat{H}(i); i=0 \sim N_c - 1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して得られる瞬時チャンネルインパルス応答 $\{\hat{h}(\tau); \tau=0 \sim N_c - 1\}$ に第3.1節(1)と同様に遅延時間領域窓関数を乗算する[11]. その後, $\tau=N_c \sim N_f N_c - 1$ に0を挿入した後に $N_f N_c$ ポイントFFTを適用すれば, 雑音を低減したチャンネル推定値 $\{\tilde{H}(k); k=0 \sim N_f N_c - 1\}$ を得ることができる.

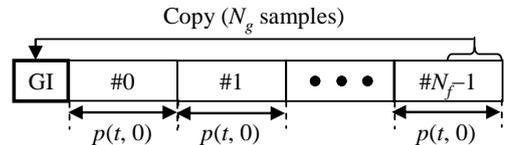


図5 繰り返しパイロット

(4) $N_f N_c$ サンプルからなる長パイロット系列

$N_f N_c$ サンプルからなるパイロット系列を用いて $N_f N_c$ 個の周波数点のチャンネル推定値を得ることを考える[12]. $N_f N_c$ ポイントIFFTを用いて $N_f N_c$ サンプルからなるパイロットOFDMシンボルを得た後, GIを付加して送信する. 各周波数点のパイロット成分の振幅が一定となるため, 受信機側ではZFチャンネル推定が可

能である。しかし、ピーク対平均電力比(PAPR)が高くなってしまいう問題がある。

3.2. フェージング追従能力の向上法

時間多重パイロットのみを用いた場合、チャンネルの時間変動への追従能力に限界がある。時間追従能力を向上させるには、判定帰還チャンネル推定[12,13]または多項式補間チャンネル推定[12]の導入が効果的である。そこで本論文では、パイロットチャンネル推定に判定帰還チャンネル推定または多項式補間チャンネル推定を組み合わせる。

(1) 判定帰還チャンネル推定

第 $(m-1)$ フレームの判定結果を帰還し、これを用いて第 m フレーム時点の瞬時チャンネル利得を推定する。ただし、 $SF > N_f$ の場合は SF がフレームサイズ N_f の整数倍となるように N_f を設定し、 SF/N_f フレームごとに判定帰還チャンネル推定を行うものとする。第 $(m-1)$ フレームの判定結果を再びMC DS-CDMA変調して送信信号レプリカ $\hat{s}_{m-1}(t)$ を得る。この第 k 周波数成分 $\hat{S}_{m-1}(k)$ は次式で表される。

$$\hat{S}_{m-1}(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} \hat{s}_{m-1}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \quad (26)$$

$\hat{S}_{m-1}(k)$ をパイロットとみなし、第 $(m-1)$ フレーム時点の瞬時チャンネル推定値 $\hat{H}_{m-1}(k)$ を次式のような逆変調により得る。

$$\hat{H}_{m-1}(k) = R_{m-1}(k) X_{m-1}^*(k) \quad (27)$$

ここで、 $R_{m-1}(k)$ は第 $(m-1)$ フレームにおける受信信号の第 k 周波数成分、 $X_{m-1}(k)$ は次式で与えられるMMSE規範に基づく参照信号である。

$$X_{m-1}(k) = \frac{\hat{S}_{m-1}(k)}{|\hat{S}_{m-1}(k)|^2 + (E_c / (N_0 N_f N_c))^{-1}} \quad (28)$$

第3.1節(1)と同様に遅延時間領域窓関数を乗算し、第 $(m-1)$ フレーム時点の雑音を低減した瞬時チャンネル推定値 $\tilde{H}_{m-1}(k)$ を得る。

誤り伝搬を軽減するために忘却係数 β の1次フィルタを用いて時間領域フィルタリングを行う。第 m フレーム時点のチャンネル推定値 $\bar{H}_m(k)$ を次式のように得る。

$$\bar{H}_m(k) = \begin{cases} (1-\beta)\bar{H}_{m-1}(k) + \beta\tilde{H}_{m-1}(k), & m \geq 2 \\ \tilde{H}_0(k), & m = 1 \end{cases} \quad (29)$$

ところで、判定結果をパイロットとして用いると、第3.1節(2)で指摘したスペクトル落ち込み問題が生じる。これを避けるため、フレーム内の N_f 個のデータOFDMシンボルに位相回転 θ_d を与える。

(2) 多項式補間チャンネル推定

本論文では、一次補間チャンネル推定を用いるものとする。また、パイロットフレームは M 個のデータフレーム毎に送信されるものとする。第 j パイロットフレームと第 $(j+1)$ パイロットフレームで囲まれた区間内

の第 m データフレーム時点のチャンネル推定値 $\tilde{H}_m^j(k)$ を次式のように得る。

$$\tilde{H}_m^j(k) = \frac{M-m}{M} \tilde{H}_0^j(k) + \frac{m}{M} \tilde{H}_0^{j+1}(k) \quad (30)$$

ここで、 $m=0$ はパイロットフレーム、 $m=1 \sim M$ はデータフレームを表す。

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表1に示す。パス数 $L=16$ で一様電力遅延プロファイルを仮定した。また、パイロットフレームは $M=64$ 個のデータフレーム毎に送信されるものとした(図6参照)。パイロット系列として周期が127のPN系列を用いた。

表1 シミュレーション条件

Modulation	Data	QPSK
	Pilot	BPSK
Transmitter	No. of subcarriers	$N_c=64$
	Frame size	$N_f=2$
	Spreading factor	$SF=4$
	Code multiplexing order	$C=4$
Channel model	No. of GI samples	$N_g=16$
	No. of paths	$L=16$
Receiver	Power delay profile	Uniform
	FDE size	$N_f N_c=128$
	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	MMSE, ZF

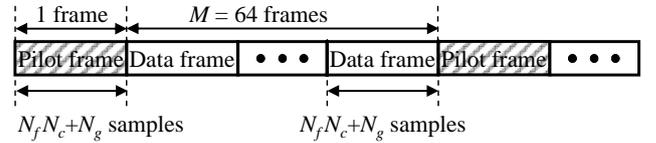


図6 送信フレーム構成

4.1. パイロット系列の比較

チャンネル推定を用いたときの平均BER特性を図7に示す。位相回転パイロットの位相回転量は $\theta_p = \pi/2$ [rad]とした。ドップラー周波数は $f_D \rightarrow 0$ とした。比較のため、理想チャンネル推定時の特性も示す。周波数領域2値パイロット系列を用いる場合のみ高いBERフロアを生じている。これは、パイロット成分が0となる周波数点が存在し、チャンネル推定精度が大幅に劣化するためである。また、理想チャンネル推定からの劣化が最も大きいのは位相回転パイロットである。これは、OFDMサブキャリア周波数点以外の点におけるパイロットの周波数応答の変動が激しいためである。また、 N_c サンプルからなるパイロットを繰り返す場合と $N_f N_c$ サンプルからなるパイロットを用いる場合とはほぼ同等の特性が得られている。理想チャンネル推定時と比較すると、 $BER=10^{-3}$ を達成する所要 E_b/N_0 の劣化は約0.6 dB程度である(ただし、このうち0.07 dBはパイロット挿入損である)。以上より、パイロットOFDMシンボルのPAPRも考慮すると、繰り返しパイロットを用いるチャンネル推定が周波数領域等化MC DS-CDMAに適していると考えられる。以降では、繰り返しパイロットを用いるものとする。

4.2. フェージング追従能力の比較

データ OFDM シンボルに位相回転を与える判定帰還チャンネル推定と一次補間チャンネル推定の平均 BER 特性を正規化ドップラー周波数 $f_D T_c N_c$ の関数として図 8 に示す。平均受信 $E_b/N_0=24$ [dB] とし、データ OFDM シンボルに与える位相回転量は $\theta_d=\pi/4$ [rad] とした。比較のため、パイロットのみを用いたチャンネル推定、データ OFDM シンボルに位相回転を与えない判定帰還チャンネル推定ならびに理想チャンネル推定の特性も示す。判定帰還チャンネル推定または一次補間チャンネル推定を用いることで、理想チャンネル推定の特性からの劣化を低減できることが分かる。さらに、データ OFDM シンボルに位相回転を与えることで、判定帰還チャンネル推定の効果が大きくなることが分かる。また、 $f_D T_c N_c=0.002$ 以下では一次補間チャンネル推定を、 $f_D T_c N_c=0.002$ 以上では位相回転を与える判定帰還チャンネル推定を用いる方が時間追従能力を向上できることが分かる。

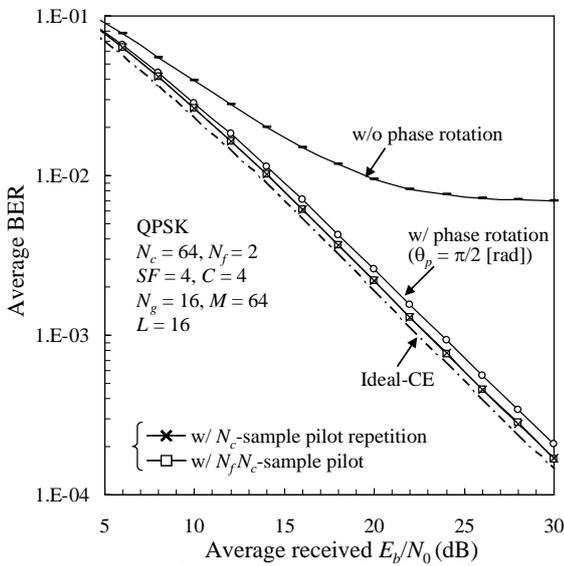


図 7 パイロット系列の比較

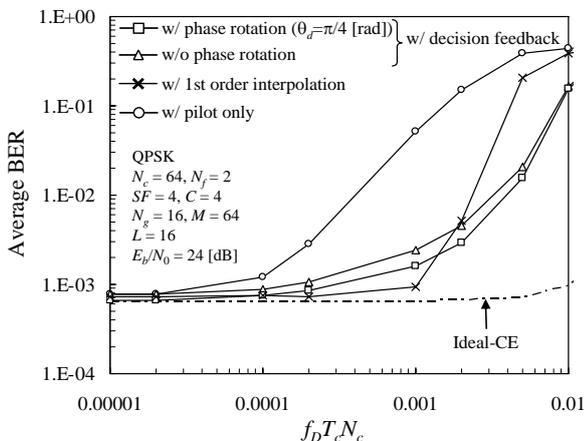


図 8 フェージング追従能力の比較

5. まとめ

本論文では、周波数領域等化 MC DS-CDMA を対象

としたパイロットチャンネル推定法について検討し、平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。

周波数領域等化 MC DS-CDMA では、周波数領域 2 値系列をパイロットとして用いると、パイロット成分が 0 となる周波数点が存在するため、チャンネル推定精度が大幅に劣化する。しかし、同じパイロット OFDM シンボルを N_f 回繰り返す繰り返パイロットを用いたチャンネル推定では、各周波数点のパイロット成分の振幅が一定となるため、高精度なチャンネル推定が可能である。時間追従能力を向上させるためには、データ OFDM シンボルに位相回転を与える判定帰還チャンネル推定または一次補間チャンネル推定が効果的であることを示した。

文 献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.35, No. 12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, No. 5, pp.1584-1595, Sep. 1999.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp.8-18, Apr. 2005.
- [6] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No.2, pp.238-246, Feb. 1996.
- [7] K. Tanaka, H. Tomeba and F. Adachi, "Multi-carrier DS-CDMA transmission with frequency-domain equalization," *IEEE WCNC 2007, Hong Kong*, 11-15 Mar. 2007.
- [8] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain MMSE channel estimation for frequency-domain equalization of DS-CDMA signals," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E90-B, No. 7, pp.1746-1753, Jul. 2007.
- [9] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-aided adaptive prediction channel estimation in a frequency-nonselctive fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E85-B, No. 8, pp.1552-1560, Aug. 2002.
- [10] Y. (G.) Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems," *IEEE Trans. Vehi. Technol.*, Vol. 49, No. 4, pp.1207-1215, Jul. 2000.
- [11] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE VTC*, pp.815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.
- [12] R. Ku, S. Takaoka and F. Adachi, "Bit error rate analysis of OFDM with pilot-assisted channel estimation," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 7, pp.1725-1733, Jul. 2007.
- [13] K. Ishihara, K. Takeda and F. Adachi, "Pilot-assisted decision feedback channel estimation for STTD in OFDM mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 2, pp.575-584, Feb. 2005.