

高速フェージング環境下における繰り返しチャネル推定を用いた マルチチャネル受信時のターボ復号特性

木村良平[†] ガーグ・ディープシカ[‡] 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 05

E-mail: [†]kimura@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]deep@mobile.ecei.tohoku.ac.jp,
[‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし ターボ復号には受信信号の同期検波が必要である。本論文では、ターボ復号の外側で繰り返しチャネル推定する OTCE (outer-turbo channel estimation) とターボ復号過程の内部に繰り返しチャネル推定を組み込む ITCE (inner-turbo channel estimation) とについて、周波数非選択性レイリーフェージングチャネルにおけるマルチチャネル受信時の平均ビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。緩慢フェージング環境下では OTCE と ITCE の誤り率特性は殆ど同じであるが、高速フェージング環境下では、ITCE の特性が優れることが分かった。

キーワード パイロットシンボル, 繰り返しチャネル推定, 繰り返し復号

Turbo Decoding Performance with Iterative Channel Estimation for Multi-channel Reception in Fast Rayleigh Fading

Ryohei KIMURA[†], Deepshikha GARG[‡], and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†]Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

E-mail: [†]kimura@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]deep@mobile.ecei.tohoku.ac.jp,
[‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Coherent detection of received signals is required for turbo decoding. In this paper, we combine iterative channel estimation with Turbo decoding. Two combinations are considered in this paper. One is called outer-turbo channel estimation (OTCE), in which iterative channel estimation is carried out before turbo decoding. The other is called inner-turbo channel estimation (ITCE), in which channel estimation is incorporated into turbo decoding process. The average BER performances with OTCE and ITCE over frequency nonselective Rayleigh fading channel with antenna diversity are evaluated by means of computer simulations. It is found that the ITCE is superior to the OTCE in a fast fading channel while OTCE and ITCE provides almost the same performance in a slow fading channel.

Key words pilot symbol, iterative channel estimation, iterative decoding

1. まえがき

ターボ符号[1]はシャノン限界に極めて近いビット誤り率(BER)特性を実現できる符号として知られている. 第3世代移動通信方式における高速データ伝送にはこのターボ符号が用いられている[5]. ターボ復号では, 受信信号を同期検波する必要があり, 同期検波には高精度なチャンネル推定が要求される. しかしながら, 移動無線チャンネルのようなマルチパスフェージング環境下における同期検波は一般的に難しい. そこで, 送信データシンボル系列に既知のパイロットシンボルを周期的に送信し, 受信側ではこのパイロットシンボルを用いてチャンネル推定する方法が最近用いられるようになった.

パイロットシンボルを用いたチャンネル推定法の1つが **weighted multi-slot averaging (WMSA)**チャンネル推定である[6]. パイロットシンボル数を増やせばチャンネル推定精度が向上するが, パイロットシンボル挿入による電力損が大きくなってしまふ. そこで, パイロットシンボル数を等価的に増やしチャンネル推定精度を向上させるために, 判定帰還を導入した繰り返しチャンネル推定が提案されている[7]. 繰り返しチャンネル推定では, パイロットシンボルにより得られたチャンネル推定値を用いて同期検波し, データシンボル系列を仮判定する. 次に仮判定されたデータシンボル系列を帰還し, これをパイロットシンボルと見なして再びチャンネル推定する. この過程を繰り返すことによりチャンネル推定精度を向上させるのが繰り返しチャンネル推定の特徴である.

本論文では, 繰り返しチャンネル推定に着目する. 繰り返しチャンネル推定をターボ復号と組み合わせる方法として, ターボ復号の外側で繰り返しチャンネル推定を行う **OTCE (outer-turbo channel estimation)**と, ターボ復号過程の内部に繰り返しチャンネル推定を組み込む **ITCE (inner-turbo channel estimation)**とを考える. ITCEは文献

[3]で検討されている. OTCEとITCEとの違いを示したものが図1である. ITCEが優れた特性を示すことは理解できるが, どの程度OTCEより優れるのか, まだ良く分かっていない. 本論文では, 周波数非選択性レイリーフェージングチャンネルにおけるOTCEとITCEの特性を比較することを目的としている.

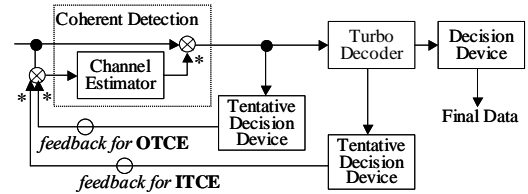


図1 OTCEとITCEの概念図

本論文の構成は以下のようになっている. 第2章で伝送系モデルを述べ, 第3章でマルチチャンネル受信時のターボ復号原理について述べる. 第4章ではOTCEとITCEについて詳述する. ITCEでは, 仮判定後にパリティビットを含む送信シンボル系列を生成して再びチャンネル推定を行うITCE(SP)と, 再符号化を行わずシステムチックビットのみからなる送信シンボル系列を用いて再びチャンネル推定を行うITCE(S)を考えている. 第5章では, 周波数非選択性レイリーフェージングチャンネルにおける平均BER特性を計算機シミュレーションにより求め, OTCEとITCEの特性比較を行う. 第6章はむすびである.

2. 伝送系モデル

等価低域表現を用いた伝送系モデルを図2に示す. OTCEとITCEのいずれの方法とも繰り返しチャンネル推定の初段にはWMSAチャンネル推定を用いている. 点線で示したのが, 繰り返しチャンネル推定のための帰還ループである.

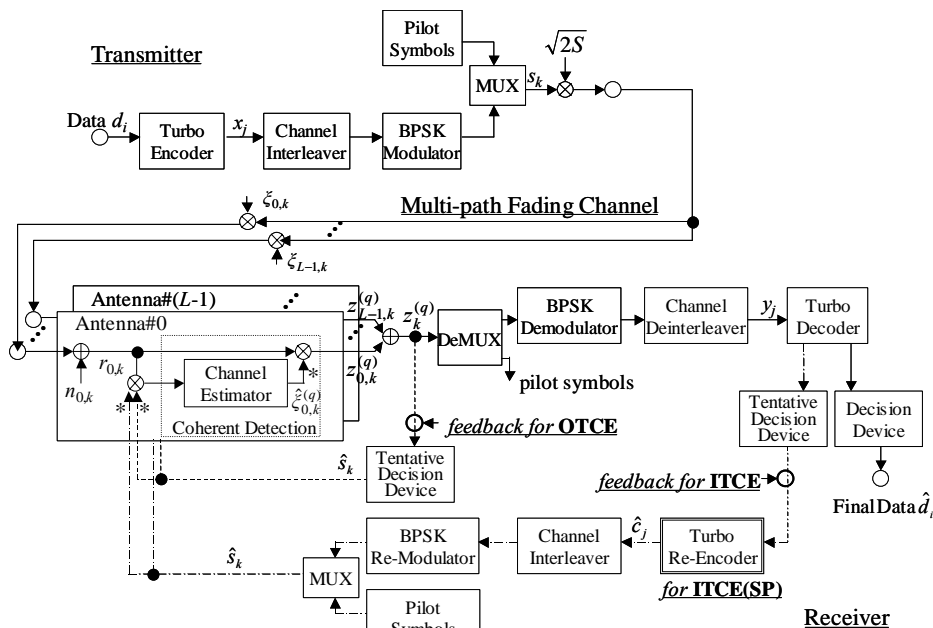


図2 伝送系モデル

2.1 送信系

N ビット(ただし, N は偶数を想定している)からなる 2 値情報ビット系列 $\{d_i\}, 0 \leq i \leq N-1$ は符号化率 R のターボ符号器によって 2 値符号化系列 $\{x_j\}, 0 \leq j \leq (N/R-1)$ に符号化され, チャネルインターリーバで順序が交錯された後, 2 値位相変調(BPSK)シンボルにマッピングされる. この後, N_d 個の BPSK シンボル毎のグループに分けられ, 図 3 のように各グループの先頭に N_p 個のパイロットシンボルが付加され, 送信シンボル系列 $\{s_k\}, 0 \leq k \leq N(N_p + N_d)/RN_d - 1$ が生成される. ここで, N_p 個のパイロットシンボルとその後に引き続く N_d 個のデータシンボルからなる系列をスロットと呼ぶ. スロット長 T_{slot} は T_s をシンボル長とすると, $T_{slot} = (N_p + N_d) T_s$ である.

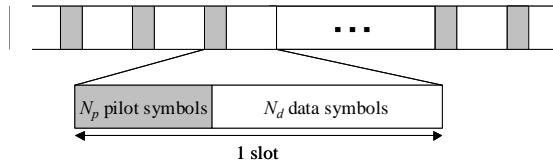


図 3 スロット構成

2.2 受信系

送信信号は周波数非選択性レイリーフェージングチャネルを伝搬し, 受信機で L 本のアンテナにより受信される. 第 l 番目のアンテナで受信された信号を整合フィルタに入力し, その出力をシンボルレートで標本化して得られる受信信号系列 $\{r_{k,l}\}$ は次式のように表現できる.

$$r_{k,l} = \sqrt{2S} s_k \xi_{k,l} + n_{k,l} \quad (1)$$

ここで, S は平均受信電力である. $\xi_{k,l}$ は第 l 番目の通信路の複素チャネル利得であり, レイリーフェージングを仮定しているため平均値 0 , 分散 $E[|\xi_{k,l}|^2] = 1$ の複素ガウス過程である. $s_k = \pm 1$ は第 k 番目の送信シンボルである. $n_{k,l}$ は第 l 番目のアンテナで受信される白色ガウス雑音成分であり, 平均値 0 , 分散 $\sigma^2 = N_0/T_s$ の複素ガウス過程である. ここで, N_0 は白色雑音の片側電力スペクトル密度である.

OTCE では, ターボ復号前で繰り返しチャネル推定を行う. 第 q 回目の繰り返しチャネル推定で得られたチャネル推定値を $\hat{\xi}_{k,l}^{(q)}$ と表す ($q=1$ は繰り返しチャネル推定なしを表す). 第 l 番目のアンテナにおける同期検波後の受信シンボル $z_{k,l}^{(q)}$ は次式のように表される.

$$z_{k,l}^{(q)} = r_{k,l} \cdot \hat{\xi}_{k,l}^{(q)*} \quad (2)$$

L 本のアンテナを用いた最大比合成(MRC)出力 $z_k^{(q)}$ は次式のように表現できる.

$$z_k^{(q)} = \sum_{l=0}^{L-1} z_{k,l}^{(q)} \quad (3)$$

そして, 得られた系列 $\{z_k^{(q)}\}$ からパイロットシンボルを除去し, チャネルデインターリーバにより順序が元に戻された軟判定系列 $\{y_j\}, 0 \leq j \leq (N/R-1)$ をターボ復号器に入力する.

ITCE では, 従来の WMSA チャネル推定により得られたチャネル利得の推定系列 $\{\hat{\xi}_{k,l}^{(1)}\}$ を用いて受信信号系列 $\{r_{k,l}\}$ を同期検波し, 得られた系列 $\{z_k^{(1)}\}$ をターボ復号器に入力する. ターボ復号器内では繰り返し復号毎に仮判定を行う. 仮判定で得られた系列を帰還して再びチャネル推定を行う. 再チャネル推定系列を用いて同期検波した系列を, 次のターボ復号器での繰り返し復号過程の入力値として用いるのが特徴である.

3. マルチチャネル受信時のターボ復号原理

ターボ復号器を図 4 に示す. L アンテナマルチチャネル受信を行う場合, 復号器 1 および 2 では情報(システムチェック)ビット系列 $\{d_i\}, 0 \leq i \leq N-1$ に関する事後確率

$\prod_{i=0}^{L-1} P(d_i | \mathbf{y}_l)$ の対数尤度比 (LLR : Log-Likelihood Ratio)

$$\begin{aligned} L(d_i | \mathbf{y}) &= \sum_{l=0}^{L-1} L(d_i | \mathbf{y}_l) \\ &= \ln \frac{\prod_{l=0}^{L-1} P(d_i = +1 | \mathbf{y}_l)}{\prod_{l=0}^{L-1} P(d_i = -1 | \mathbf{y}_l)} \end{aligned} \quad (4)$$

を MAP アルゴリズム[1][2]を用いて計算し, 出力する. ここで $\mathbf{y} = (\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_L)$ および $\mathbf{y}_l = (y_{l,0}, \dots, y_{l,N/R-1})$ であり, \mathbf{y}_l は第 l 番目のアンテナにおける受信信号系列である. 以下では, 復号器 1 おける復号原理について説明を行う.

時刻 i におけるトレリスの状態を S_i と定義する. 通信路が無記憶定常過程であるものと仮定すると, 事後確率はベイズの定理により

$$\begin{aligned} \prod_{i=0}^{L-1} p(d_i | \mathbf{y}_l) &= \prod_{i=0}^{L-1} p(S_i, S_{i+1}, \mathbf{y}_l) \\ &= \prod_{i=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,0}, \dots, \mathbf{y}_{l,i-1}, S_i) \\ &\quad \times \prod_{i=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,i} | \mathbf{x}_i) P(d_i) \\ &\quad \times \prod_{i=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,i+1}, \dots, \mathbf{y}_{l,N-1} | S_{i+1}) \\ &= \alpha(S_i) \gamma(S_i, S_{i+1}) \beta(S_{i+1}) \end{aligned} \quad (5)$$

となる. ここで

$$\begin{cases}
\alpha(S_i) = \prod_{l=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,0}, \dots, \mathbf{y}_{l,i-1}, S_i) \\
\gamma(S_i, S_{i+1}) = \left[\prod_{l=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,i} | \mathbf{x}_i) \right] P(d_i) \\
\beta(S_{i+1}) = \prod_{l=0}^{L-1} p(\mathbf{y}_{l,i+1}, \dots, \mathbf{y}_{l,N-1} | S_{i+1}) \\
\mathbf{x} = (\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_i, \dots, \mathbf{x}_{N-1}) \\
\mathbf{x}_i = (x_{3i}, x_{3i+1}, x_{3i+2}) = (d_i, x_i^{p1}, x_i^{p2}) \\
\mathbf{y}_l = (\mathbf{y}_{l,0}, \dots, \mathbf{y}_{l,i}, \dots, \mathbf{y}_{l,N-1}) \\
\mathbf{y}_{l,i} = (y_{l,3i}, y_{l,3i+1}, y_{l,3i+2}) = (y_{l,i}^s, y_{l,i}^{p1}, y_{l,i}^{p2})
\end{cases} \quad (6)$$

である。 $p(\mathbf{y}_{l,i} | \mathbf{x}_i)$ は尤度関数、 $P(d_i)$ は事前確率 (a-priori probability) [1][2] である。事前確率は復号器 2 で生成される外部情報 (extrinsic information) [1][2] から求められる。尤度関数 $p(\mathbf{y}_{l,i} | \mathbf{x}_i)$ は通信路が無記憶定常過程だと仮定すると、

$$p(\mathbf{y}_{l,i} | \mathbf{x}_i) = p(y_{l,i}^s | d_i) p(y_{l,i}^{p1} | x_i^{p1}) \quad (7)$$

であるので、 $\gamma(S_i, S_{i+1})$ は

$$\begin{aligned}
\gamma(S_i, S_{i+1}) &= \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{2L} \exp \left[-\frac{\sum_{l=0}^{L-1} |y_{l,i}^s - \sqrt{2S}\xi_{l,i}^s d_i|^2}{2\sigma^2} \right] \\
&\times \exp \left[-\frac{\sum_{l=0}^{L-1} |y_{l,i}^{p1} - \sqrt{2S}\xi_{l,i}^{p1} x_i^{p1}|^2}{2\sigma^2} \right] \cdot P(d_i)
\end{aligned} \quad (8)$$

のように計算できる。また、 $\alpha(S_i)$ および $\beta(S_{i+1})$ は再帰的に $\gamma(S_i, S_{i+1})$ を用いることにより次式により計算できる [2]。

$$\begin{aligned}
\alpha(S_i) &= \sum_{(S_i)} \gamma(S_{i-1}, S_i) \alpha(S_{i-1}) \\
\beta(S_{i+1}) &= \sum_{(S_{i+1})} \gamma(S_{i+1}, S_{i+2}) \beta(S_{i+2})
\end{aligned} \quad (9)$$

ただし、 $\alpha(S_i)$ および $\beta(S_{i+1})$ の初期および終端条件は復号以前に既知であるものとする。以上の結果より、式(4)は次式のように表現できる [2][8]。

$$\begin{aligned}
L(d_i | \mathbf{y}) &= \frac{\sqrt{2S}}{\sigma^2} \sum_{l=0}^{L-1} \text{Re}[(\xi_{l,i}^s)^* y_{l,i}^s] + \ln \frac{P(d_i = +1)}{P(d_i = -1)} \\
&+ \ln \frac{\sum_{(S_i, S_{i+1})} \alpha(S_i) \prod_{l=0}^{L-1} p(y_{l,i}^{p1} | x_i^{p1}) \beta(S_{i+1})}{\sum_{(S_i, S_{i+1})} \alpha(S_i) \prod_{l=0}^{L-1} p(y_{l,i}^{p1} | x_i^{p1}) \beta(S_{i+1})} \\
&= L_c \sum_{l=0}^{L-1} \text{Re}[(\xi_{l,i}^s)^* y_{l,i}^s] + L(d_i) + L_e(d_i)
\end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $L_c \sum_{l=0}^{L-1} \text{Re}[(\xi_{l,i}^s)^* y_{l,i}^s]$ はマルチチャンネル受信時の通信路値、 $L(d_i)$ は事前値、そして $L_e(d_i)$ は外部情報である。通信路値は L アンテナを用いた MRC 出力値と等価である。これはマルチチャンネル受信を行う場合も MRC 出力値をターボ復号器に入力させることで、シングルチャンネル受信を行う場合と同様なアルゴリズムでターボ復号が行えることを示している [8]。また、外部情報はターボ復号器より出力される LLR から通信路値および事前値を減算することにより得られ、これを復号器 2 で事前値として用いる [1][2]。

ターボ復号器では、外部情報を各復号器間で繰り返し受け渡すことにより特性改善を行い、最終的に復号器 2 から出力される LLR を用いて次式の硬判定を行う。

$$\hat{d}_i = \begin{cases} +1, & \text{if } L(d_i | \mathbf{y}) \geq 0 \\ -1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

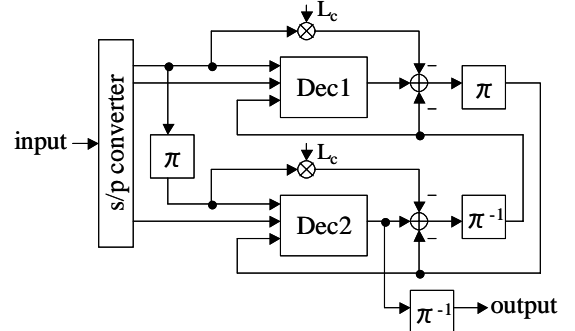


図 4 ターボ復号器

4. チャンネル推定

OTCE および ITCE とともに、繰り返し推定 1 回目 ($q=1$) では WMSA チャンネル推定であるが、2 回目以降 ($q \geq 2$) では判定帰還と移動平均フィルタによるチャンネル推定を行う。OTCE および ITCE の違いは繰り返しチャンネル推定をターボ復号の外側で行うか内側で行うかである。はじめに、WMSA チャンネル推定について述べ、次に繰り返しチャンネル推定について述べる。

4.1 WMSA チャンネル推定

図 5 は、WMSA チャンネル推定フィルタの構造を示している [6]。WMSA チャンネル推定は以下のような 2 ステップから成る。第 1 ステップでは、各スロットの先頭で受信された N_p 個のパイロットシンボルを用いて瞬時チャンネル利得を推定する。すなわち、第 m スロットの先頭における瞬時チャンネル利得の推定値 $\tilde{\xi}^{(1)}(m)$ は、

$$\tilde{\xi}^{(1)}(m) = \frac{1}{N_p} \sum_{n=0}^{N_p-1} r(m, n) \quad (12)$$

となる (一般性を失うことなく、本論文ではパイロットシンボルを $s_k = 1 + j0$ としている)。ただし、 $r(m, n)$ は第 m スロット内の第 n 標本時点における受信シンボルである。 (m, n)

と添え字 k とは次式のような関係にある。

$$k = m(N_p + N_d) + n, \quad 0 \leq n < N_p + N_d \quad (13)$$

第2ステップでは $\tilde{\xi}^{(1)}(m)$ と $\tilde{\xi}^{(1)}(m+1)$ の単純平均

$$\hat{\xi}^{(1)}(m) = \frac{\tilde{\xi}^{(1)}(m) + \tilde{\xi}^{(1)}(m+1)}{2} \quad (14)$$

を求め、これを第 m スロット内の全ての受信信号を同期検波するためのチャンネル推定値としている。

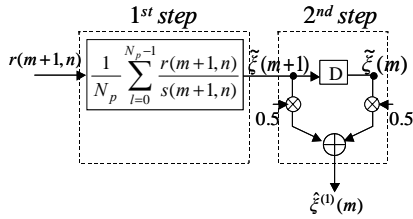


図5 WMSA チャンネル推定フィルタ

4.2 繰り返しチャンネル推定

(1) OTCE

繰り返し q 回目 ($q \geq 2$) のチャンネル推定は以下のようにして行われる。まず、 $(q-1)$ 回目の繰り返しチャンネル推定値を用いて同期検波して仮判定系列 $\{\hat{s}^{(q-1)}(m, n)\}$ を得る。そして、これをパイロットシンボル系列とみなして受信信号系列 $\{r(m, n)\}$ を逆変調することによりデータ変調成分を取り除き、瞬時チャンネル利得の標本系列 $\{\tilde{\xi}^{(q)}(m, n)\}$ を得る。仮判定値は

$$\hat{s}^{(q-1)}(m, n) = \begin{cases} +1, & \text{if } \text{Re}[z^{(q-1)}(m, n)] \geq 0 \\ -1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

であるので、瞬時チャンネル利得の標本系列 $\{\tilde{\xi}^{(q)}(m, n)\}$ は

$$\tilde{\xi}^{(q)}(m, n) = r(m, n) \hat{s}^{(q-1)}(m, n)^* \quad (16)$$

となる。これを移動平均(MA: Moving Average)フィルタに入力してチャンネル推定値 $\hat{\xi}^{(q)}(m, n)$ を得る。 $\hat{\xi}^{(q)}(m, n)$ は次式のようになる[9]。

$$\hat{\xi}^{(q)}(m, n) = \frac{1}{2M+1} \sum_{j=-M}^M \tilde{\xi}^{(q)}(m, n+j) \quad (17)$$

ここで、 $2M+1$ は平均化シンボル数である。これを用いて受信信号系列を同期検波し、得られた軟判定系列 $\{z^{(q)}(m, n)\}$ を式(15)に基づいて再び仮判定する。以上の操作を Q 回繰り返して得られた軟判定系列 $\{z^{(Q)}(m, n)\}$ をターボ復号器に入力する。

(2) ITCE

ターボ復号器内の繰り返し復号毎にチャンネル推定を

行う。第 q 回目 ($q \geq 2$) のターボ復号過程におけるチャンネル推定について述べる。繰り返し復号毎に仮判定された系列にはパリティビットが含まれていない。本論文では、再符号化によりパリティビットを含む送信シンボル系列 $\{\hat{s}^{(q-1)}(m, n)\}$ を生成し、再びチャンネル推定を行う ITCE(SP)と、再符号化を行わずシステムチックビットのみからなる送信シンボル系列 $\{\hat{s}^{(q-1)}(m, n)\}$ を用いて再びチャンネル推定を行う ITCE(S)を考える。ITCE(SP)とITCE(S)の違いを図6に示す。両者ともOTCEと同様に、逆変調によりデータ変調成分を除去し、移動平均フィルタによりチャンネル利得の推定系列 $\{\hat{\xi}^{(q)}(m, n)\}$ を求めて、同期検波を行う。そして、得られた軟判定系列 $\{z^{(q)}(m, n)\}$ をターボ復号器における第 q 回目の繰り返し復号の入力値として用いる。ただし、ITCE(S)では移動平均フィルタリングの際に、システムチックビットが等時間間隔で現れるようにチャンネルインタリーブを工夫している。

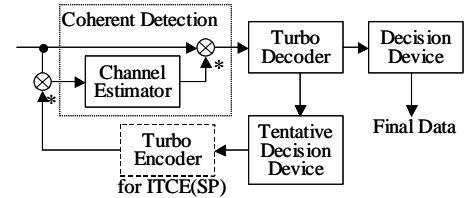


図6 ITCE(SP)とITCE(S)の違い

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション条件

表1 シミュレーション条件

Transmitter	Turbo Encoder	(7,5)RSC encoder Rate 1/2 S-random interleaver
	Channel Interleaver	Block interleaver (33x33)
	Modulation	BPSK
	Slot Structure	Pilot symbols $N_p=4$ Data symbols $N_d=32$
Channel Model	freq. Nonsselective Rayleigh Fading	
Receiver	Antenna Diversity	L branch MRC
	Channel Estimation	WMSA($q=1$) MA($q \geq 2$)
	Turbo Decoder	Log-MAP Iteration 12

表1にシミュレーション条件を示す。1スロットは36シンボルで構成され、そのうち先頭の4シンボルがパイロットシンボルである ($N_p=4$, $N_d=32$)。送信情報ビット系列長 N は512ビットであり、ターボ符号器および復号器の内部インタリーブには $S = \sqrt{N}$ とする S -random インタリーブ[4]を用いている。また、2つのパリティビット系列を交互にパンクチャすることにより符号化率 $R=1/2$ としている。チャンネルインタリーブには、ITCE(S)の再チャンネル推定の際にシステムチックビットが等時間間隔で現れるよう行および列とも奇数のブロック型インタリーブを用いている。

5.2 移動平均フィルタの最適化

図7は移動平均処理における平均化シンボル数対平均BER特性をプロットしたものである。受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$ 、アンテナ数 $L=1$ である。ここで、 E_b/N_0 は情報1ビット当たりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比を表す。OTCEの繰り返しチャンネル推定回数 Q は4回としている。スロット長 T_{slot} で正規化した正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{slot}=0.05$ は、2GHzの搬送波で符号化データレートが128kbpsのとき、約100km/hの移動速度に相当する。平均化シンボル数を多くすることにより平均BERが減少するが、多くしすぎるとチャンネル利得の変動を平均化してしまうことから平均BERが増加する。したがって、平均化シンボル数には平均BERを最小とする最適値が存在することになる。 $f_D T_{slot}=0.05$ では、符号化系列内でのチャンネル利得の変動が比較的緩やかであるために平均化シンボル数を多くすることができて、その最適値はおおよそ161シンボルとなる。一方、 $f_D T_{slot}=0.2$ では、チャンネル利得の変動が激しいので平均化シンボル数が40シンボルを超えると平均BERが急激に増加してしまう。そこで、OTCE、ITCE(SP)およびITCE(S)のいずれの場合も平均化シンボル数を41シンボルとしてシミュレーションを行っている。

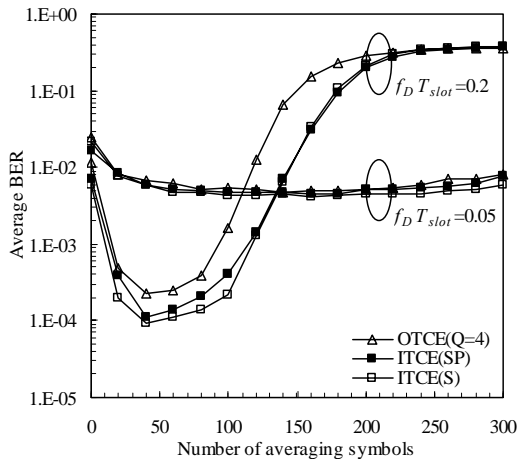


図7 MAにおける平均化シンボル数対平均BER特性、受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$ 、 $L=1$

5.3 OTCEの繰り返しチャンネル推定回数

図8はOTCEを用いたときの繰り返しチャンネル推定回数対平均BER特性をプロットしたものである。受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$ 、アンテナ数 $L=1$ とした。なお、OTCEで繰り返しチャンネル推定回数が1回($Q=1$)のときは、WMSAチャンネル推定のみを用いる場合に相当する。繰り返しチャンネル推定回数が増すに従って、平均BERが減少する。特に、繰り返し数1回目から2回目にかけての改善効果は大きく、高速フェージングでは顕著である。また、 $f_D T_{slot}$ に関係なく繰り返しチャンネル推定回数を4回とすればほぼ十分な改善効果が得られる。以下の計算機シミュレーションでは、特に断りがない限りOTCEにおける繰り返しチャンネル推定回数を4回($Q=4$)としている。

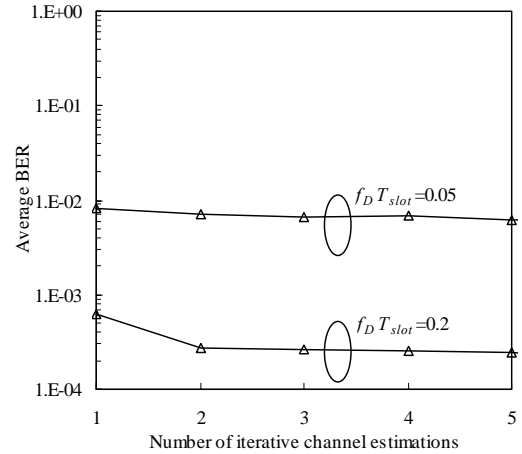


図8 OTCEを用いたときの繰り返しチャンネル推定回数対平均BER特性、受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$ 、 $L=1$

5.4 ITCE(SP)とITCE(S)の特性比較

図9はAWGNチャンネルおよび周波数非選択性レイリーフェージングチャンネル($f_D T_{slot}=0.05, 0.2, 0.4$)における受信 E_b/N_0 対平均BER特性をプロットしたものである。アンテナ数 $L=1$ とした。比較のために、理想チャンネル推定時の特性も示している。 $f_D T_{slot}$ によらず、ITCE(SP)とITCE(S)では同様なBER特性が得られている。ITCE(SP)では、ターボ復号器内の繰り返し復号毎に、仮判定したシステムチックビット系列を再符号化して送信シンボル系列 $\{\hat{s}^{(q-1)}(m, n)\}$ を生成している。ターボ符号器では再帰的畳み込み(RSC)符号化器を用いてパリティビット系列を生成するため、仮判定を誤ったシステムチックビットがこれに入力されると、誤りを含んだパリティビット系列を出力してしまう。平均BERが高い領域ではこの誤り伝播の影響が無視できず、ITCE(SP)はITCE(S)に比べて大きく平均BER特性が劣化すると考えられたが、両者の間には大きな特性差は見られない。

図10は受信 E_b/N_0 対平均BER特性を、アンテナ数 L をパラメータとしてプロットしたものである。 $f_D T_{slot}=0.2$ とした。マルチチャンネル受信を行う場合でも、ITCE(S)ではITCE(SP)と同様なBER特性が得られることが分かる。

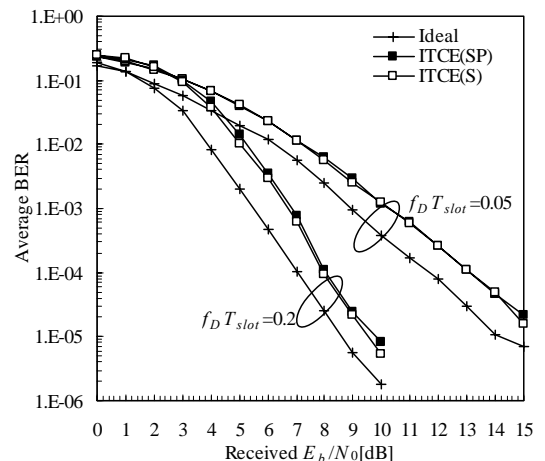


図9(a) ITCE(SP)とITCE(S)の比較
受信 E_b/N_0 対平均BER特性、 $L=1$

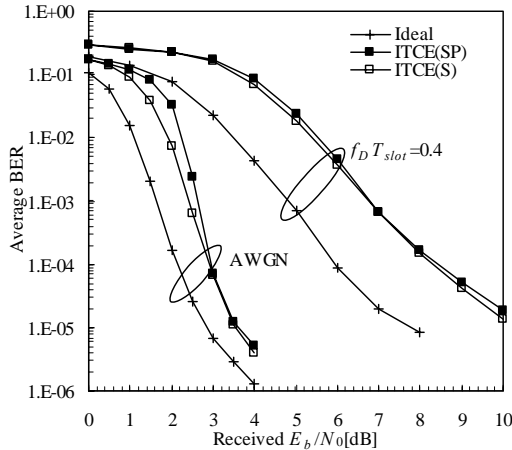


図 9(b) ITCE(SP)とITCE(S)の比較
受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性, $L=1$

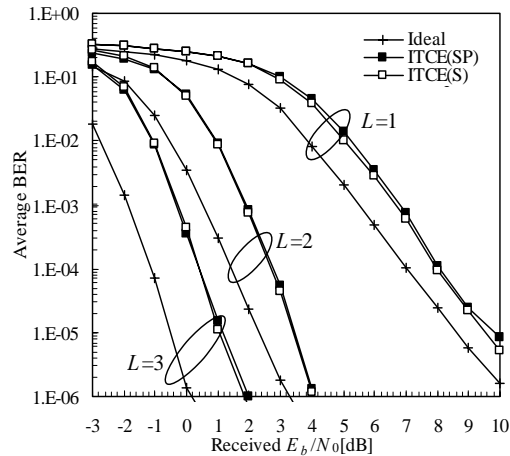


図 10 マルチチャンネル受信時の ITCE(SP)と ITCE(S)の
比較, 受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性, $f_D T_{slot}=0.2$

5.5 OTCE(Q=4)とITCE(S)の特性比較

図 11 は繰り返し復号回数対平均 BER 特性をプロットしたものである。受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$, アンテナ数 $L=1$ とした比較のため, 繰り返しチャンネル推定を行わない OTCE(Q=1)の特性も示した。 $f_D T_{slot}$ に関係なく ITCE(S)の方が OTCE(Q=4)に比べて低い平均 BER が得られる。特に, $f_D T_{slot}=0.2$ では顕著である。また, OTCE および ITCE とともに繰り返し復号 12 回目で十分な特性改善を得ている。そこで, 以下のシミュレーションでは, 繰り返し復号回数を 12 回とした。

図 12 は, AWGN チャンネルおよび周波数非選択性レイリーフェージングチャンネル($f_D T_{slot}=0.05, 0.2, 0.4$)における受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性をプロットしたものである。アンテナ数 $L=1$ とした。AWGN および $f_D T_{slot}=0.05$ では, OTCE(Q=4)および ITCE(S)ともに, 理想チャンネル推定の特性に漸近している。しかしながら, 高速フェージングになるにしたがって, 理想チャンネル推定からの特性劣化が大きくなってしまふ。AWGN チャンネルおよび $f_D T_{slot}=0.05$ では, OTCE(Q=4)および ITCE(S)とも同様な平均 BER 特性を示すが, $f_D T_{slot}=0.2, 0.4$ では両者の特性差が大きくなっており, 特に $f_D T_{slot}=0.4$ では, 所要平均 BER= 10^{-4} を得るための受信 E_b/N_0 は, ITCE(S)の方が約 7dB 小

い。

図 13 は, 受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を, アンテナ数 L をパラメータにしてプロットしたものである。 $f_D T_{slot}=0.2$ とした。マルチチャンネル受信を行う場合でも, ITCE(S)の方が優れた平均 BER 特性を示している。

図 14 は正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{slot}$ 対平均 BER 特性を示している。受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$, アンテナ数 $L=1$ とした。チャンネル推定が理想である場合は, フェージングが高速になる程, 大きなインタリーブ効果が得られるため, ターボ復号特性は改善する[2]。しかし, 実際にはフェージング変動が速くなるとチャンネル推定が困難になるためにターボ復号特性が劣化してしまう。高速フェージング環境下における平均 BER の増加はチャンネル推定精度の大幅な劣化によるものである。低速フェージング環境下では, OTCE(Q=4)および ITCE(S)ともに同様な平均 BER を示すが, 高速フェージングになるに従って, ITCE(S)が低い平均 BER を示している。高速フェージング環境下ではインタリーブ効果により大きな誤り訂正効果が得られる。そのため, 誤りが訂正された判定帰還データを用いて再チャンネル推定を行う ITCE(S)が精度の高いチャンネル推定を行えるからである。

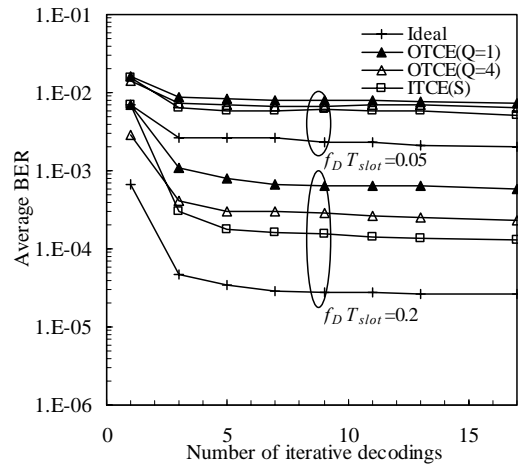


図 11 OTCE(Q=4)とITCE(S)の比較
繰り返し復号回数対平均 BER 特性, $f_D T_{slot}=0.2, L=1$

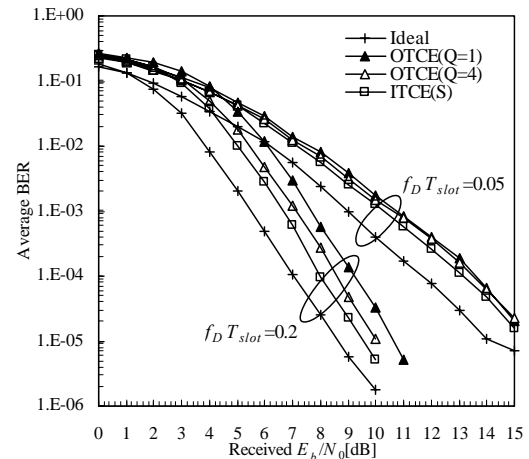


図 12(a) OTCE(Q=4)とITCE(S)の比較
受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性, $L=1$

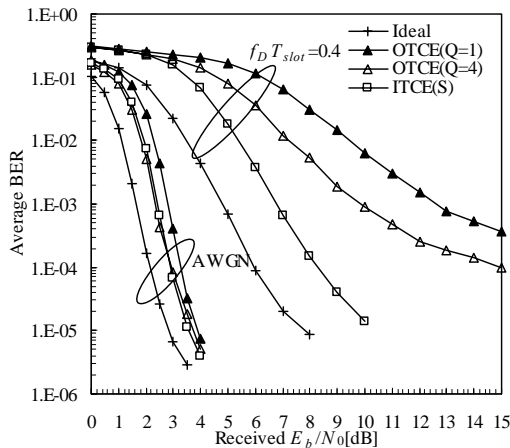


図 12(b) OTCE(Q=4)とITCE(S)の比較
受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性, $L=1$

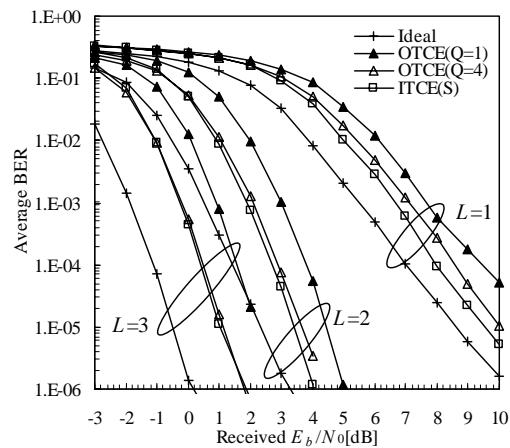


図 13 マルチチャネル受信時の OTCE(Q=4)とITCE(S)
の比較, 受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性, $f_D T_{slot}=0.2$

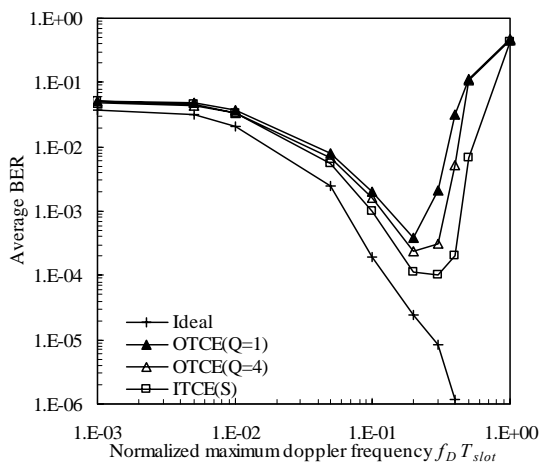


図 14 OTCE(Q=4)とITCE(S)の比較
正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{slot}$ 対平均 BER 特性,
受信 $E_b/N_0=8\text{dB}$, $L=1$

6. むすび

本論文では, ターボ復号器の外側で繰り返しチャネル推定する OTCE と, ターボ復号過程の内部に繰り返しチャネル推定を組み込む ITCE について, 計算機シミュレーションにより高速フェージング環境下における平均

BER 特性を明らかにした. 得られた結果をまとめると以下ようになる.

- OTCE を用いた時の繰り返しチャネル推定回数は, $f_D T_{slot}$ に関係なく 4 回でほぼ十分な改善効果が得られることが分かった. 特に繰り返し数 1 回目から 2 回目にかけての改善効果は大きく, 高速フェージングであるほど顕著であった.
- ITCE(SP)と ITCE(S)は同様な平均 BER 特性を示すことが分かった. したがって, 再符号化せずにシステムチックビット系列のみを判定帰還する ITCE(S)がより簡単で良い.
- OTCE(Q=4)と ITCE(S)とを比較したところ, フェージング変動が高速になるに従い ITCE(S)が優れた平均 BER 特性を示すことが分かった. 高速フェージング環境下では, インタリーブ効果が大きいので大きな誤り訂正効果が得られ, それを判定帰還することにより精度の高いチャネル推定を行うことができるからであった. 逆に低速フェージング環境下では, インタリーブ効果が十分でないために, ターボ復号による誤り訂正効果が小さく, 両者の間に大きな特性差はない.

文 献

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes (1)", Proc., IEEE Int. conf. on Communications, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [2] J. P. Woodard, and L. Hanzo, "Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview", IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 49, No. 6, pp.2208-2233, Nov. 2000.
- [3] Matthew C. Valenti, "Iterative Channel Estimation and Decoding of Pilot Symbol Assisted Turbo Codes Over Flat-Fading Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 19, No.9, pp.1694-1705, Sep. 2001.
- [4] O. F. Acikel and W. E. Ryan, "Punctured Turbo codes for BPSK/QPSK channels", IEEE Trans. on Commun., vol.47, No.9, pp.1315-1323, Sep. 1999
- [5] A. Fujiwara, H. Suda and F. Adachi, "Turbo Coded Application to DS-CDMA Mobile Radio", IEEE Trans. fundamentals. vol. E81-A. No.11, pp.2269-2273, Nov. 1998.
- [6] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent rake combining in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Communication, vol. E81-B, pp.1517-1526, July 1998.
- [7] F. Adachi, "BER Analysis of 2PSK, 4PSK, and 16QAM with Decision Feedback Channel Estimation in Frequency-Selective Slow Rayleigh Fading", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, No.5, pp.1563-1572 Sep.1999.
- [8] ガーグ・ディープシカ, 木村良平, 安達文幸, "レイリーフェージング環境下におけるターボ符号化とマルチチャネル受信の融合効果", 第 442 回伝送工学研究会, 2001 年 6 月 20 日.
- [9] 高岡辰輔, 安達文幸, "コヒーレント Rake 受信のための適応予測を用いる繰り返しチャネル推定", 第 444 回伝送工学研究会, 2001 年 9 月 25 日.
- [10] 奥村義久, 進士正明, "移動通信の基礎", 電子通信学会, 1986.