

# 疑似ブロック符号化シングルキャリア伝送と その周波数領域等化復号に関する一検討

宮崎 寛之<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** ブロック符号を用いる広帯域シングルキャリア (SC) 伝送における復号法として最尤 (ML) 復号が広く知られているが, ML 復号の演算量は情報ビット系列長に対して指数関数的に増大してしまう. ブロック符号を用いるブロック伝送では, ブロック符号化, インタリービング, 離散フーリエ変換 (DFT) およびマッピングをすべて行列演算で表現でき, ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャネル行列の積をひとつの等価チャネルとみなすことができる. そこで本稿では, 疑似ブロック符号化 SC 伝送とその周波数領域等化復号を提案する. これを疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送と呼ぶ. 周波数領域等化復号では, 疑似ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャネル行列の積をひとつの MIMO 等価チャネルとみなし, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づき, 周波数領域等化 (FDE) とブロック復号を一括して行う. 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, FDE と硬判定ブロック復号を 2 段階に分けて行う 2 段階復号より優れた平均 BER 特性を MMSE 周波数領域等化復号が達成できることを明らかにしている.

**キーワード** 周波数領域等化, ブロック復号, シングルキャリア伝送

## Pseudo Block Coded Single-Carrier Transmission and Frequency-Domain Equalization and Decoding

Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In block coded single-carrier (SC) transmission, maximum likelihood (ML) decoding is well known as the optimal decoding scheme. However, the computational complexity of ML decoding is extremely high. In block coded SC transmission, block encoding, interleaving, discrete Fourier transform (DFT) and mapping can be expressed by matrix operation. Therefore, the concatenation of block encoding matrix, interleaving matrix, DFT matrix, mapping matrix and channel matrix can be treated as an equivalent MIMO channel.

In this paper, we propose pseudo block coded (SC) transmission and frequency-domain equalization and decoding. We call this scheme as pseudo block coded SC-FDE transmission. In the proposed scheme, treating the concatenation of block encoding matrix, interleaving matrix, DFT matrix, mapping matrix and channel matrix as an equivalent MIMO channel, frequency-domain equalization (FDE) and block decoding are jointly performed based on minimum mean square error (MMSE) criterion. We evaluate, by computer simulation, average bit error rate (BER) performance when using pseudo block coded SC-FDE transmission and show that frequency-domain equalization and decoding can achieve BER performance superior to 2 step decoding, in which FDE and hard decision block decoding are separately performed.

**Keyword** Frequency-domain equalization, block decoding, single-carrier transmission

### 1. まえがき

次世代移動無線通信では, 高速かつ大容量な広帯域データ伝送が求められている. しかしながら, 広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では, 周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉 (ISI) によって伝送特

性が大幅に劣化してしまう [1]. 周波数選択性フェージングを克服する技術として, 最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) が広く知られている [2-4]. MMSE-FDE を導入した SC-FDE 伝送では周波数ダイバーシチ利得を獲得でき, 優れた伝送品質を実現できる.

更に高品質な伝送を実現するためにはブロック符号や畳み込み符号などのチャンネル符号化の導入が必須である[1]. これらの復号法として最尤 (ML) 復号が広く知られている. しかしながら, ML 復号の演算量は情報ビット系列長に対して指数関数的に増大する. 一方, 硬判定ブロック復号法は低演算量であるが, ML 復号に比べて誤り訂正能力が低い[1].

ところで, ブロック符号を用いる SC-FDE 伝送では, ブロック符号化, インタリービング, 離散フーリエ変換 (DFT) およびマッピングをすべて行列演算で表現できる. そのため, ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャンネル行列の積をひとつの等価 MIMO チャンネルとみなすことができる. そこで本稿では, 疑似ブロック符号化 SC 伝送とその周波数領域等化復号を提案する. これを疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送と呼ぶ. 周波数領域等化復号では, 疑似ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャンネル行列の積をひとつの等価 MIMO チャンネルとみなし, MMSE 規範に基づき, FDE とブロック復号を一括して行う. 計算機シミュレーションにより, 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, FDE と硬判定ブロック復号を 2 段階に分けて行う 2 段階復号より優れた平均 BER 特性を MMSE 周波数領域等化復号が達成できることを明らかにしている.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章にて疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送における送受信機構成および信号表現について述べた後, MMSE 規範に基づく周波数領域等化復号重み行列を導出する. 第 3 章にて計算機シミュレーションを述べた後, 第 4 章にてまとめる.

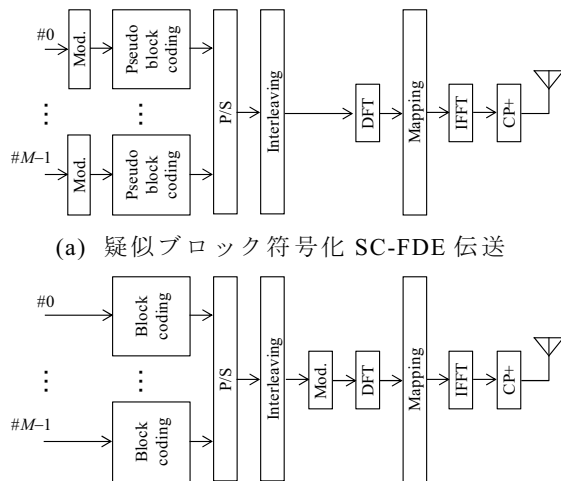
## 2. 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送

本稿では疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送を仮定している. 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送における送受信機構成を図 1,2 に示す. また比較のため, 2 段階復号を用いる従来のブロック符号化 SC-FDE 伝送における送受信機構成も同様に図 1,2 に示す. 従来のブロック符号化はガロア体演算で行われるため, 厳密にはブロック符号化行列を線形行列で表現できない. またデータ変調も非線形演算であるため, このままでは, ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャンネル行列の積をひとつの等価 MIMO チャンネルとみなすことができない.

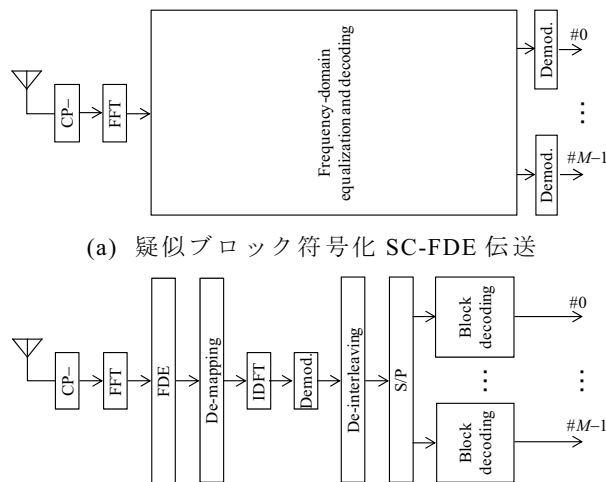
そこで疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送では, ブロック符号化およびデータ変調における非線形演算を回避するため, 以下のように送信機構成を変更している. まず始めに, データ変調を適用して  $N_{info}$  シンボルから

なる情報シンボル系列を生成した後, 線形演算で行う疑似ブロック符号化を適用する. 以上の操作を並列して行い, それぞれ  $N_{code}$  シンボルからなる疑似ブロック符号化シンボル系列を  $M$  個生成した後, 並直列 (P/S) 変換およびインタリービングを適用する. その後,  $MN_{code}$  ポイント離散フーリエ変換 (DFT) を適用して周波数領域信号に変換した後,  $N_c$  個のサブキャリアにマッピングする. 最後に, マッピング後の周波数領域信号に対して  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後, ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入して送信する.

受信機では, 受信信号から CP を除去した後,  $N_c$  ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する. そして周波数領域受信信号に対し,  $MN_{code} \times N_c$  の周波数領域等化復号重み行列を乗算して, FDE, デマッピング, IDFT, デインタリービングおよびブロック復号を一括して行う.



(a) 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送  
(b) 2 段階復号を用いたブロック符号化 SC-FDE 伝送  
図 1 送信機構成



(a) 疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送  
(b) 2 段階復号を用いたブロック符号化 SC-FDE 伝送  
図 2 受信機構成

## 2.1. 信号表現

以降、シンボル時間間隔  $T_s$  の離散時間等価低域表現を用いる。

送信機では、データ変調を適用して情報シンボル系列を生成した後、疑似ブロック符号化を適用して疑似ブロック符号化系列を生成する。第  $m$  ( $m=0, \dots, M-1$ ) 疑似ブロック符号化ベクトル  $\mathbf{c}_m = [c_m(0), \dots, c_m(N_{code}-1)]^T$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{c}_m = \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{d}_m \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{d}_m = [c_m(0), \dots, c_m(N_{info}-1)]^T$  は第  $m$  情報シンボルベクトルであり、 $\tilde{\mathbf{C}}$  は  $N_{code} \times N_{info}$  疑似ブロック符号化行列である。従来のブロック符号化行列を  $\mathbf{C} = [\mathbf{c}^T(0), \dots, \mathbf{c}^T(N_{code}-1)]^T$  とすると、疑似ブロック符号化行列  $\tilde{\mathbf{C}}$  は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}(0) / \sqrt{\|\mathbf{c}(0)\|^2} \\ \vdots \\ \mathbf{c}(N_{code}-1) / \sqrt{\|\mathbf{c}(N_{code}-1)\|^2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

基地局は、 $M$  個の疑似ブロック符号化系列に対し、P/S 変換を行って  $MN_{code}$  シンボルからなる送信信号に変換した後インタリービングを適用する。そしてインタリーピング後の送信信号に対し、 $MN_{code}$  ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換した後、 $N_c$  個のサブキャリアにマッピングする。最後にマッピング後の周波数領域信号に対し  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入して送信する。

受信機では、受信信号から CP を除去した後、 $N_c$  ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R} = [R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$  は次式で表される。

$$\mathbf{R} = \sqrt{2P} \mathbf{H} \mathbf{M} \mathbf{F} \mathbf{B} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (3)$$

ただし、 $P$  は受信信号電力である。また  $\mathbf{H} = \text{diag}\{H(0), \dots, H(N_c-1)\}$  は  $N_c \times N_c$  チャンnel行列であり、 $H(k)$  は第  $k$  サブキャリアにおけるチャンネルの伝達関数である。 $\mathbf{F}$  は  $MN_{code} \times MN_{code}$  DFT 行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{MN_{code}}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot 0}{MN_{code}}} & e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot 1}{MN_{code}}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot (MN_{code}-1)}{MN_{code}}} \\ e^{-j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{MN_{code}}} & e^{-j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{MN_{code}}} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi \cdot (MN_{code}-1) \cdot 0}{MN_{code}}} & \dots & \dots & e^{-j\frac{2\pi \cdot (MN_{code}-1) \cdot (MN_{code}-1)}{MN_{code}}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{M}$  は  $N_c \times MN_{code}$  マッピング行列であり、 $\mathbf{B}$  は  $MN_{code} \times MN_{code}$  インタリービング行列である。また  $\tilde{\mathbf{C}}$  および  $\mathbf{d}$  はそれぞれ、 $MN_{code} \times MN_{info}$  拡張疑似ブロック符号化行

列および拡張情報シンボルベクトルであり次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{C}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{M-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{N} = [N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$  は雑音ベクトルであり、 $N(k)$  は零平均分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である。ただし  $N_0$  は片側雑音電力スペクトル密度比である。

ここで、式(3)は以下のように変形できる。

$$\mathbf{R} = \sqrt{2P} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (6)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{M} \mathbf{F} \tilde{\mathbf{C}}$  は  $N_c \times MN_{info}$  等価チャンネル行列である。このことから、疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送では、チャンネル行列、マッピング行列、DFT 行列、インタリービング行列および拡張疑似ブロック符号化行列の積をひとつの等価 MIMO チャンネルとみなせる。そこで次式のように、周波数領域受信信号に対して周波数領域等化復号重み行列を乗算することによって、FDE、デマッピング、IDFT、デインタリービングおよびブロック復号を一括して行う。

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{W} \mathbf{R} \quad (7)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{d}}$  は拡張復号情報シンボルベクトルであり、 $\mathbf{W}$  は  $MN_{info} \times N_c$  周波数領域等化復号重み行列である。そして最後にデータ復調を行う。

## 2.2. 周波数領域等化復号重みの導出

本稿では、疑似ブロック符号化前の情報シンボル系列と周波数領域等化復号後の復号情報シンボル系列との MSE を最小とするように周波数領域等化復号重みを決定する。MMSE 周波数領域等化復号重みは次式を満たす。

$$\mathbf{W} = \arg \min_e e = \text{tr} \left[ E \left[ (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})(\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^H \right] \right] \quad (8)$$

上式の最適化問題を解くことにより、MMSE 周波数領域等化復号重みは次式で与えられる。

$$\mathbf{W} = \hat{\mathbf{H}}^H \left[ \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \quad (9)$$

ただし、 $\gamma$  は受信信号電力対雑音電力比 (SNR) であり、 $\mathbf{I}_N$  は  $N \times N$  の単位行列を表す。また逆行列の補助定理より、式(9)は以下のように変形できる。

$$\mathbf{W} = \left[ \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{MN_{info}} \right]^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H \quad (10)$$

上式から、MMSE 周波数領域等化復号重み行列計算に要する演算量は、おもに 1 ブロック内のブロック符号数  $M$  と情報シンボル系列長  $N_{info}$  の積によって決定されることがわかる。

### 3. 計算機シミュレーション

疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた。計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。

表 1 シミュレーション諸元

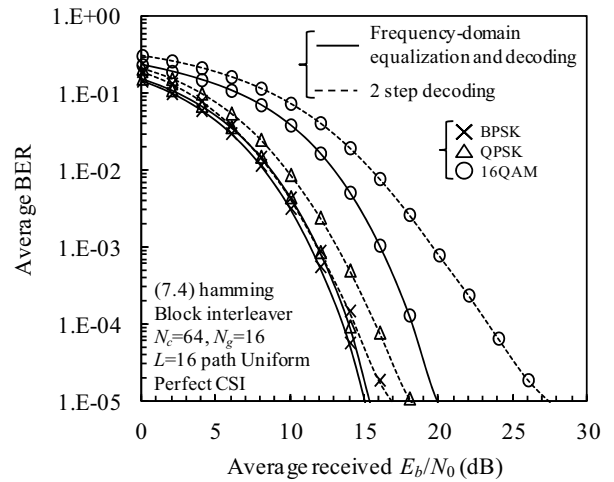
Transmitter /receiver	Channel coding	(7,4) hamming (15,7) BCH
	Data modulation	BPSK, QPSK, 16QAM
	Interleaver	Block interleaver
	FFT block size	$N_c=64$
	GI length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Delay power profile	$L=16$ path Uniform
	Delay time	Symbol spaced

本稿では、初期検討として極めて簡単な (7,4)ハミング符号および(15,7)BCH 符号を用いる。データ変調には BPSK, QPSK および 16QAM を用いるものとする。また 1 ブロック内のブロック符号語数  $M$  は 1 ブロックに含まれる情報ビット数が等しくなるよう、疑似ブロック符号化伝送の場合は  $M = \lfloor N_c / N_{code} \rfloor$ 、ブロック符号化伝送の場合は  $M = \lfloor N_c / (ZN_{code}) \rfloor$  とする。ただし  $Z$  は 1 シンボルあたりのビット数であり、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  以下の最大の整数である。インタリーバには  $N_{code} \times M$  ブロックインタリーバを用い、マッピングは連続マッピングとしている。FFT ブロックサイズ  $N_c$  および CP 長  $N_g$  はそれぞれ  $N_c=64$  および  $N_g=16$  とし、チャンネルには一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  パスブロックレイリーフェージングと仮定する。なお受信機におけるチャンネル推定は理想的に行えるものと仮定している。

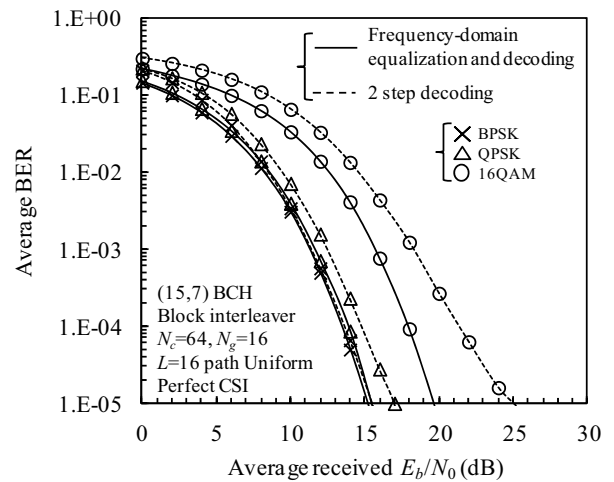
#### 3.1. 2 段階復号との比較

疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送を行った場合の平均 BER 特性を図 3 に示す。また比較のため、2 段階復号を用いるブロック符号化 SC-FDE 伝送を行った場合の特性も図 3 に示す。図 3 より、ブロック符号の種類にかかわらず、周波数領域等化復号は 2 段階復号の場合より常に優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。これは FDE とブロック復号を一括して行うことによって高い周波数ダイバーシチ利得と符号化利得を獲得できるためである。また変調多値数が大きくなるにつれて周波数領域等化復号と 2 段階復号との特性差が大きくなっている。これは、変調多値数が大きくなるにつれて信号点間距離が小さくなり、周波数ダイバーシチ利得による受信 SINR の改善効果が顕著に表れるためである。例えば(7,4)ハミング符号と 16QAM データ変調を用いる場合、周波数領域等化復号は BER=10<sup>-5</sup> を達成するための所要  $E_b/N_0$  を約 7dB 低減で

きる。



(a) (7,4)ハミング符号



(b) (15,7)BCH 符号

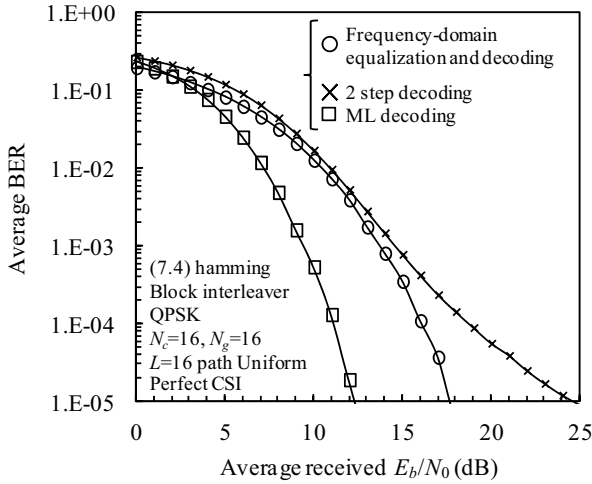
図 3 2 段階復号との比較

#### 3.2. ML 復号との比較

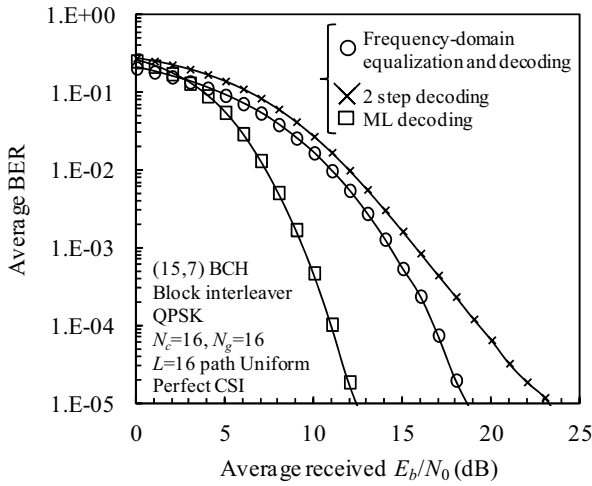
疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送および ML 復号を用いるブロック符号化 SC-FDE 伝送の平均 BER 特性を図 3 に示す。ただし QPSK データ変調を用い、演算量の都合上、FFT ブロックサイズを  $N_c=16$  としている。また比較のため、2 段階復号を用いるブロック符号化 SC-FDE 伝送を行った場合の特性も同様に図 3 に示す。図 3 より、平均受信  $E_b/N_0$  が高い場合、周波数領域等化復号は ML 復号の場合と同等のダイバーシチ利得が得られるものの、平均 BER 特性は劣化していることがわかる。たとえば(7,4)ハミング符号を用いる場合、BER=10<sup>-5</sup> を達成するための所要  $E_b/N_0$  が約 5dB 増大している。これは周波数領域等化復号後の疑似ブロック符号間の残留干渉および 1 疑似ブロック符号内の情報シンボル間の残留干渉によるものである。

表 2 各復号方式演算量比較

2 step decoding		Frequency-domain equalization and decoding		ML decoding	
FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$
FDE weight computation	$4N_c$	Frequency-domain equalization and decoding weight computation	$4MN_{\text{code}}MN_{\text{info}} + 4(MN_{\text{code}})^2 + 4(MN_{\text{code}})N_c + 4(MN_{\text{code}})^2$	Complexity per a candidate	$12M + 2MN_{\text{code}} + 4(MN_{\text{code}})^2 + 2N_c$
FDE	$4N_c$				
De-mapping	$2N_c$				
IDFT	$4(MN_{\text{code}})^2$	Frequency-domain equalization and decoding	$4N_c MN_{\text{info}}$	No. of candidates	$2^{40\text{info}}$
De-interleaving	$2MN_{\text{code}}$				
Block decoding	$12M$				
Total	$5N_c \log_2 N_c + 10N_c + 4(MN_{\text{code}})^2 + 2MN_{\text{code}} + 12M$	Total	$5N_c \log_2 N_c + 8(MN_{\text{code}})^2 + 4(MN_{\text{code}}) \times (N_c + MN_{\text{info}}) + 4(MN_{\text{code}})^2$	Total	$5N_c \log_2 N_c + \{12M + 2MN_{\text{code}} + 4(MN_{\text{code}})^2 + 2N_c\} \times 2^{40\text{info}}$



(a) (7,4)ハミング符号



(b) (15,7)BCH符号

図 4 ML復号との比較

### 3.3. 演算量比較

各復号方式を用いた場合の受信機における演算量を表 2 に示す。ただし演算量は 1 ブロックの復号あたりに要する実数乗算回数と定義している。周波数領域等化復号を行う場合、MMSE 周波数領域等化復号重み行列を生成する際に逆行列演算を必要とするため、 $MN_{\text{info}}$  の 3 乗オーダーの演算量を必要とする。しかしながら、FDE からブロック復号までを一括して行うため、2 段階復号の際に必要なデマッピング、IDFT、ダイインターリーブに要する演算量を削減できるという利点をもつ。例えば、(7,4)ハミング符号および 16QAM データ変調を用い、 $N_c=64$  のときの 2 段階復号の演算量は 19,372 回、周波数領域等化復号の演算量は 254,712 回、ML 復号の演算量は  $8,894 \times 2^{144}$  回となり、周波数領域等化復号は 2 段階復号の約 13 倍の演算量でありながら優れた平均 BER 特性を達成できる。

### 4. まとめ

本稿では、疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送およびその周波数領域等化復号を提案した。周波数領域等化復号では、ブロック符号化行列、インターリーブ行列、DFT 行列、マッピング行列およびチャネル行列の積を一つの等価 MIMO チャネルとみなし、MMSE 規範に基づき、FDE とブロック復号を一括して行う。疑似ブロック符号化 SC-FDE 伝送の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、MMSE 周波数領域等化復号は、FDE とブロック復号を 2 段階に分けて行う場合より優れた伝送特性が得られることを示した。

本稿では、初期検討として極めて簡単な (7,4)ハミング符号および(15,7)BCH 符号を用いた。(7,4)ハミング符号と 16QAM データ変調を用いる場合、 $\text{BER}=10^{-5}$  を達成するための所要  $E_b/N_0$  を約 7dB 低減できることを明らかにした。今後は、より符号化率の高いブロック符号の場合について検討を行う予定である。

### 文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, Nol. 33, No. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless cheannel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.