

Title	ターボ等化の基礎, 及び情報理論的考察
Author(s)	松本, 正; 衣斐, 信介
Citation	電子情報通信学会論文誌 B, J90-B(1): 1-16
Issue Date	2007-01-01
Type	Journal Article
Text version	publisher
URL	http://hdl.handle.net/10119/7834
Rights	Copyright (C)2007 IEICE. 松本 正、衣斐 信介, 電子情報通信学会論文誌 B, J90-B(1), 2007, 1-16. http://www.ieice.org/jpn/trans_online/
Description	

ターボ等化の基礎，及び情報理論的考察

松本 正^{†a)} 衣斐 信介^{††b)}

Turbo Equalization: Fundamentals and Information Theoretic Considerations

Tadashi MATSUMOTO^{†a)} and Shinsuke IBI^{††b)}

あらまし 本論文の目的は、「ターボ概念」に関する理解を読者に提供することである。そのために、ターボ概念に基づくアルゴリズムの動作を理解する上で不可欠な相互情報量の伝達特性を評価するために便利なツールである、EXtrinsic Information Transfer (EXIT) チャートの概念を解説する。そのための題材としてターボ等化を取り上げ、現実性と柔軟性に富む Soft Cancellor followed by Minimum Mean Squared Error filter (SC-MMSE) 型ターボ等化アルゴリズムについて概説する。また、その特性を漸近特性と収束特性の両面から解析する。更に、合理的な拡張としてターボ等化の空間多重を行う MIMO システムに適用する場合には、収束特性は多次元 EXIT チャートを用いて評価されなければならないことを示す。最後に、今後の課題や研究動向についても述べる。

キーワード ターボ等化, EXIT チャート, 相互情報量, 漸近特性, 収束特性

1. ま え が き

ターボ符号の発見は、一般に「ターボ概念」と呼ばれる新しい信号処理の流れを生み出した。最近、このアプローチはシングルキャリア広帯域移動通信における符号間干渉等化 (Inter-Symbol Interference : ISI) 等化のための信号処理研究の流れに大きな変化を及ぼしつつある。シングルキャリア方式による広帯域移動通信は ISI 等化のための演算処理量が膨大となるために実現不可能と考えられてきた。そのために、ISI の問題を容易に回避できる Code Division Multiple Access (CDMA) 方式 [1] や Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 方式との組合せ [2] ~ [4] が広帯域移動通信に向くと考えられてきた。そのことを「ターボ概念」は覆しつつある。

本論文の目的は、「ターボ概念」に関する理解を読者に提供することである。そのために、ターボ概念に基づくアルゴリズムの動作を理解する上で不可欠な相互情報量の伝達特性を評価するための便利なツールである、EXtrinsic Information Transfer (EXIT) チャート [5] の概念を解説する。また、EXIT チャートを用いて「ターボ概念」に基づくターボ等化器の動作を解析する。

最初に、ISI チャネルなどの記憶のあるチャネルを介した符号化伝送システムは、内符号はチャネルそのもの、外符号はチャネル符号とするような直列接続型ターボ符号とみなすことができる [6] ことを説明する。したがって、ターボ等化とは、そのような直列接続型ターボ符号に対するターボ復号のためのアルゴリズムの拡張であるとみなすことができる。次に本論文では、ターボ等化器の一つである、Soft Cancellor followed by Minimum Mean Squared Error filter (SC-MMSE) 型時間領域ターボ等化器 [7], [8] について説明する。そして、時間領域 SC-MMSE ターボ等化器の演算量は等化器がカバーするチャネルメモリ長の 3 乗のオーダーであるにもかかわらず、その特性は最ゆう系列推定型等化器のそれに漸近的に一致する [9] ことを示す。

最適受信である最ゆう系列推定 (Maximum Likelihood Sequence Estimation : MLSE) 等化に必要と

[†] オウル大学無線通信研究所, フィンランド

イルメナウ工科大学, ドイツ

Centre for Wireless Communications, P.O. Box 4500, FIN-90014, University of Oulu, Finland (On-Leave), Electronic Measurement Research Laboratory, P.O. Box 100565, Ilmenau University of Technology, Germany

^{††} 大阪大学大学院工学研究科, 吹田市

Graduate School of Engineering, Osaka University, 2-1 Yamada-oka, Suita-shi, 565-0871 Japan

a) E-mail: tadashi.matsumoto@ee.oulu.fi

b) E-mail: ibi@wireless.comm.eng.osaka-u.ac.jp

される演算処理量は、等化器がカバーするチャネルメモリ長に対して指数関数的に増大する [10]。このために、シングルキャリア方式による広帯域移動通信では、最適受信は実現不可能と長い間考えられてきた [2], [3], [11]。SC-MMSE の出現によってこの考えは覆りつつある。時間領域で動作する SC-MMSE ターボ等化器では、MMSE フィルタ係数を計算するための逆行列演算が、必要な演算量を主に占めている [7]。しかも、この演算をシンボルごとに行わなければならない。したがって、チャネルメモリ長に対して演算量が指数関数的に増大するという問題は回避できたととしても、シングルキャリア広帯域伝送への適用を目的にする場合、依然として非現実的な演算量であることに変わりない。このことに対して、SC-MMSE アルゴリズムをフレーム単位に周波数領域で実現することで、演算処理量は処理単位であるフレーム長の対数に比例する程度にまで低減でき、シンボルごとのフィルタ更新を行う必要はない [12], [13]。この演算量のオーダは、もはや OFDM 受信機の演算量 [14] と同等である。

本論文では、SC-MMSE アルゴリズムの動作について概説した後、その特性を漸近特性と収束特性の両面から解析する。収束特性の解析では相互情報量の伝達特性を評価するために EXIT チャートを導入し、その解釈方法について説明する。更に本論文では、SC-MMSE をその合理的な拡張として、空間多重を行う Multiple Input Multiple Output (MIMO) システムに適用する方法 [15] ~ [17] について言及する。そしてその場合には、収束特性は多次元 EXIT チャートを用いて評価されなければならないことを示す [13]。最後に、今後の課題と展望についても言及する。

本論文の主目的は、アルゴリズムの詳細を述べることではないので、式の展開はすべて時間領域 SC-MMSE とし、周波数領域処理のための SC-MMSE ターボ等化アルゴリズム [13] は付録に示した。更に、説明を容易にするため、Binary Phase Shift Keying (BPSK) のみを対象とするが、多値 PSK や Quadrature Amplitude Modulation (QAM) への拡張も容易にできる [18]。

本論文の構成は以下に示すとおりである。次章では、ターボ等化の基本原則からスタートし、SC-MMSE ターボ等化のアルゴリズムと動作について説明する。3. では、SC-MMSE ターボ等化器の特性を漸近特性と収束特性の両面から評価する。4. では、今後の展望について述べる。

2. ターボ等化

この章では、まずシステムモデルを定義した後、ターボ等化の原理について解説する。その後 [7] による時間領域 SC-MMSE シングルユーザターボ等化器の動作を説明する。

2.1 システムモデル

マルチパスチャネルを介した送受信チェーンのモデルを図 1 に示す。情報源は、バイナリー系列 $c(j)$ を送信機に渡す。ただし、 j は情報ビットのインデックスである。送信機ではまず、使用するチャネル符号の復号器により情報系列を符号化した後、フレーム長 B の符号化系列 $b(i)$ を得る。ただし、 i は符号化後のビット系列のインデックスである。符号化系列 $b(i)$ はインタリーバを介して、BPSK 変調器に入力され、BPSK シンボル系列 $b(k)$ が送信機より送信される。ただし、 k はインタリーピング後のシンボルインデックスである。

送信された BPSK シンボル系列 $b(k)$ は、マルチパスチャネルを介して受信アンテナに到来する。マルチパスチャネルは、MLSE 型等化器を用いるには非現実的な程度の、数十シンボルに及ぶメモリ長をもつと仮定する。受信機は複数 (= M) アンテナをもつと仮定し、各アンテナで受信された信号は、アンテナ間で独立な加法性白色雑音 (Additive White Gaussian Noise : AWGN) によって乱されている。

マルチパスの影響によって、受信信号には ISI が生じている。受信アンテナのインデックスを m とすると、受信信号の離散時間表現 $r_m(k)$ は、以下のようになる。

$$r_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,k}(l)b(k-l) + v_m(k) \quad (1)$$

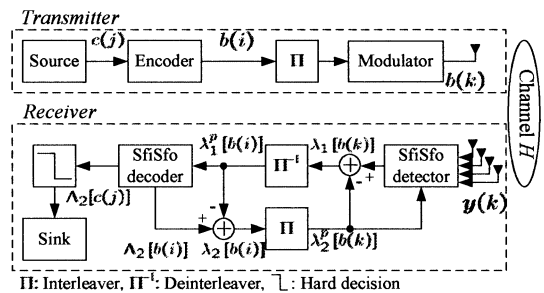


図 1 シングルユーザシングルキャリアターボ等化のためのシステムブロックダイアグラム

Fig. 1 System block diagram for single-user single carrier turbo equalization.

ただし, 受信機ではシンボルごとサンプリングを行い, 送受信機間でシンボルインデックス k の認識に相違はないものとする. L は, チャンネルのメモリ長であり, 一般性を失うことなく, すべての送信アンテナと受信アンテナのペアで同一とする. $h_{m,k}(l)$ は, 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の第 l パスの複素ゲインである. $v_m(k)$ は電力 σ^2 をもつ AWGN のサンプル値である.

シングルキャリア伝送を仮定しているため, 各フレームはフェージングによるチャンネル変動に比較して十分短いと仮定することに合理性がある. したがって, 1 フレーム内でチャンネルは変動しないものとする. 更に, ターボ等化のための処理は, 着目するフレームからのサンプル値だけを用いて行われるので, チャンネルの複素ゲインにシンボルインデックス k を付加することは何ら意味をもたない. したがって, 以下ではチャンネルの複素ゲインから k を除去した表記 $h_m(l)$ ($0 \leq l \leq L-1$) で統一する.

各アンテナにおける受信信号をサンプルし, ベクトルに並べる過程を空間サンプリングという. 空間サンプル値ベクトルは,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k) &= [r_1(k), r_2(k), \dots, r_M(k)]^T \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}(l)b(k-l) + \mathbf{v}(k) \end{aligned} \quad (2)$$

で与えられる. ただし,

$$\mathbf{h}(l) = [h_1(l), h_2(l), \dots, h_M(l)]^T \quad (3)$$

であり,

$$\mathbf{v} = [v_1(k), v_2(k), \dots, v_M(k)]^T \quad (4)$$

はノイズベクトルである.

空間サンプリングを更にチャンネルのメモリ長 L 回繰り返して, その結果をベクトルに並べる過程を時間空間サンプリングという. 時間空間サンプル値ベクトルは,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k) &= [\mathbf{r}^T(k+L-1), \mathbf{r}^T(k+L-2), \dots, \mathbf{r}^T(k)]^T \\ &= \mathbf{H}\mathbf{b}(k) + \mathbf{V}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

で与えられる. ここで,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) & \mathbf{h}(1) & \dots & \mathbf{h}(L-1) \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L-2) \\ \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{h}(0) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{h}(L-1) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{h}(1) & \mathbf{h}(2) & \dots & \mathbf{h}(L-1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

であり,

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(k) &= [b(k+(L-1)), \dots, b(k+1), b(k), \\ & b(k-1), \dots, b(k-(L-1))]^T \end{aligned} \quad (7)$$

また,

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(k) &= [\mathbf{v}^T(k+L-1), \mathbf{v}^T(k+L-2), \\ & \dots, \mathbf{v}^T(k)]^T \end{aligned} \quad (8)$$

は, 各ノイズベクトルを並べたベクトルである. 式 (6) で与えられる行列 \mathbf{H} は, 時間空間チャンネルマトリックス [19] と呼ばれ, これによってチャンネルの時間空間的構造がすべて表現されている. なお, 付録に記した周波数領域 SC-MMSE アルゴリズムでは, 離散時間フーリエ変換を可能とするためにフレームの最後部分のコピーを先頭部に付加して送信する (サイクリックプリフィックス [14] と呼ばれる) 必要がある. この場合, 時間空間チャンネルマトリックスはブロック巡回行列になる [13]. 周波数領域 SC-MMSE では, ブロック巡回行列の周波数領域表現が対角ブロック行列になることを巧みに用いている. 詳しくは, 付録を参照されたい.

2.2 ターボ等化の原理

ターボ等化は, ターボ符号の復号過程の拡張と考えることができる. ターボ符号は, 複数の部分符号とインタリーブから構成され, その結合の仕方によって, 直列接続型と並列接続型に分けられる. 式 (1) から分かるように, チャンネルで行われることは複素体上での畳込み演算にほかならないことから, チャンネルそのものを複素数体上での符号化率 1 の畳込み符号とみなすことができる. その視点から見ると, 図 1 のシステムモデルはチャンネルを内符号, チャンネル符号を外符号と

して、その間にインタリーバを配置した直列接続ターボ符号と見ることができる。したがって、直列接続型ターボ符号の復号アルゴリズムを用いれば、チャンネルで生じる符号間干渉の等化が実現できる。このことが、ターボ等化の基本原理である。

図 1 のシステムモデルにおける受信機には、二つの軟入力軟出力 (Soft Input Soft Output : Sfsfo) ブロック、信号ディテクタと復号器があり、それらがディインタリーバとインタリーバを解して接続されている。ディインタリーバ後の時間インデックスは送信側のそれに合わせて、 i を用いる。最初の Sfsfo 信号ディテクタは、受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ が与えられたときの、各符号化ビットが 1 であることと -1 であることの確率の比の対数 (事後 LLR という)、

$$\Lambda_1 [b(k)] = \ln \frac{\Pr [b(k) = +1 | \mathbf{y}(k)]}{\Pr [b(k) = -1 | \mathbf{y}(k)]} \quad (9)$$

を計算して出力する。事後 LLR $\Lambda_1 [b(k)]$ は、ベイズの定理によって、

$$\begin{aligned} \Lambda_1 [b(k)] &= \ln \frac{\Pr [\mathbf{y}(k) | b(k) = +1]}{\Pr [\mathbf{y}(k) | b(k) = -1]} + \ln \frac{\Pr [b(k) = +1]}{\Pr [b(k) = -1]} \\ &= \underbrace{\ln \frac{\Pr [\mathbf{y}(k) | b(k) = +1]}{\Pr [\mathbf{y}(k) | b(k) = -1]}}_{\lambda_1 [b(k)]} + \underbrace{\ln \frac{\Pr [b(k) = +1]}{\Pr [b(k) = -1]}}_{\lambda_2^p [b(k)]} \end{aligned} \quad (10)$$

と書ける。ここで、 $\lambda_2^p [b(k)]$ は $b(k)$ に対する事前 LLR と呼ばれ、チャンネル復号器からのフィードバックにより提供される (添字 p は、previous という意味で用いている)。また、 $\lambda_1 [b(k)]$ は受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ と事前 LLR $\lambda_2^p [b(k')]$ (ただし $k' \neq k$) を知ったときの外部情報 (以下、外部 LLR と略記する) と呼ばれ、この値がディインタリーバを経て Sfsfo チャンネル復号器に渡される。

Sfsfo チャンネル復号器では、チャンネル符号のメモリ構造に関する知識と Sfsfo 信号ディテクタから出力される外部 LLR $\lambda_1 [b(i)]$ 、すなわち Sfsfo チャンネル復号器へ入力される事前 LLR $\lambda_1^p [b(i)]$ (再び添字 p が付けられていることに注意されたい) を用いて、事後 LLR

$$\Lambda_2 [b(i)] = \ln \frac{\Pr [b(i) = +1 | \lambda_1^p [b(i')]_{i'=0}^{B-1}]}{\Pr [b(i) = -1 | \lambda_1^p [b(i')]_{i'=0}^{B-1}]} \quad (11)$$

を計算する。ここで B はフレーム長を表す。ベイズの定理により、

$$\Lambda_2 [b(i)] = \lambda_2 [b(i)] + \lambda_1^p [b(i)] \quad (12)$$

となるはずだから、計算された事後 LLR から入力された事前 LLR $\lambda_1^p [b(i)]$ を差し引いて、外部 LLR $\lambda_2 [b(i)]$ を求め、これをインタリーバの後、事前 LLR $\lambda_2^p [b(k)]$ として再び Sfsfo 信号ディテクタに渡される。以上の処理が繰り返される。適当な回数の繰返しが行われた後に^(注1)、情報ビットに関する事後 LLR $\Lambda_2 [c(j)]$ の正負の判定によって最終的な判定が行われる (図 1 参照)。この原理はターボ符号の復号過程からのアナロジーとして極めて自然な形であり [20] によって最初にこの原理が提案された。しかし、この方法を忠実にシングルキャリア広帯域移動通信に適用しようとすると、すぐに限界に到達する。つまり、Sfsfo 信号ディテクタが事後 LLR $\Lambda_1 [b(k)]$ を求める過程で、チャンネルのメモリ構造を表現するためのトレリスを用いた演算を必要とし、その状態数がメモリ長に対して指数関数的に増えてしまう。このため、比較的短い遅延による ISI の等化にしか適用できない。したがって、トレリスを用いない Sfsfo 信号ディテクタが必要となっていた。

2.3 SC-MMSE ターボ等化器の登場

SC-MMSE ターボ等化アルゴリズムの原型は、シングルユーザ、シングルキャリアシステムにおける等化アルゴリズム [7] に見られるが、更にその原型は、CDMA システムにおけるマルチユーザ検出アルゴリズムの提案 [21] にさかのぼる。それらに共通する構造は、チャンネル復号器出力である外部 LLR (= 信号ディテクタの事前 LLR) から干渉成分のソフトレプリカを作成して、これを受信信号から差し引き、更に残りの干渉成分を MMSE フィルタで除去する、というものである。MMSE フィルタ出力を、ガウスチャンネル出力とみなすという近似を行うことで各ビットに対する外部 LLR を導出し、これを、ディインタリーバを介して事前 LLR として Sfsfo チャンネル復号器に渡す。Sfsfo チャンネル復号器出力として得られる各符号化ビットに対する外部 LLR は、インタリーバを介して再びソフトシンボル作成のために用いられる。

このように、この方法ではチャンネルメモリ構造を表記するためのトレリスを用いていないので、演算量がチャンネルのメモリ長に対して指数関数的に増大するという問題は発生しない。SC-MMSE ターボ等化器の

(注1): 適当な繰返し回数については、収束特性に絡む問題であり、3.2 を参照されたい。

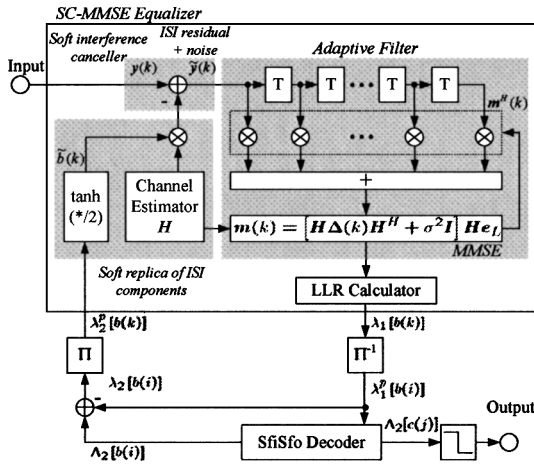


図 2 SC-MMSE のための信号処理ブロックダイアグラム
Fig. 2 Block diagram of SC-MMSE signal processing.

ブロックダイアグラムを図 2 に示す. SfsSfo チャンネル復号器から提供される事前 LLR $\lambda_2^p[b(k)]$ は, ソフトシンボルを作成することに用いられる. 記述の簡単のために, シンボルインデックス k と previous を意味する p を除去して説明する. 事前 LLR λ_2 は着目するビットが 1 か -1 かの比の対数を表しているから,

$$\lambda_2 = \ln \frac{\Pr[+1]}{\Pr[-1]} \quad (13)$$

が成り立つ. このことと, 確率の和は 1 ということから,

$$\Pr[-1] = \frac{1}{1 + e^{\lambda_2}} \quad (14)$$

が導かれる. もし, 事前 LLR λ_2 が, ソフトシンボルが少なくとも MMSE フィルタに保持される区間に現れる前後のシンボルの間で独立であれば, ソフトシンボルは単にその期待値を求めることで得ることができ,

$$\begin{aligned} \tilde{b} &= (-1) \cdot \Pr[-1] + 1 \cdot \Pr[+1] \\ &= -\Pr[-1] + \Pr[-1]e^{\lambda_2} \\ &= \Pr[-1] (e^{\lambda_2} - 1) \end{aligned} \quad (15)$$

となる. 式 (14) の $\Pr[-1]$ を式 (15) に代入して,

$$\tilde{b} = \frac{e^{\lambda_2} - 1}{e^{\lambda_2} + 1} = \tanh\left(\frac{\lambda_2}{2}\right) \quad (16)$$

が得られる. ここで注意したいのは, 式 (16) によってソフトシンボルが得られる根拠は, 前後のシンボル間

で LLR λ_2 が独立であることである. このことを可能としているのは, 「十分長くてランダムなインタリーブ」というターボ概念の原理原則である. MMSE フィルタ出力から単に $\tanh(* / 2)$ を計算して, これをインタリーブを介さずにフィードバックすること [22], [23] は, ターボ概念という意味では物理的根拠をもたない.

さて, 一般性を失うことなく, 今 $b(k)$ を検出したいものとしよう. $b(k)$ に影響を与えている周辺ビットのソフトシンボルを並べたベクトルを

$$\tilde{\mathbf{b}}(k) = [\tilde{b}(k + (L - 1)), \dots, \tilde{b}(k + 1), \dots, 0, \dots, \tilde{b}(k - 1), \dots, \tilde{b}(k - (L - 1))]^T \quad (17)$$

とする. このベクトルから作られる ISI の予測値を実際の受信サンプルベクトルから除去するが, 中央の 0 は着目する $b(k)$ そのもののソフト値なので, これは残す必要があるから 0 にしてある. ISI のソフトキャンセレーションに対応する式は,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}(k) &= \mathbf{y}(k) - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{b}}(k) \\ &= \mathbf{H}(b(k) - \tilde{b}(k)) + \mathbf{V}(k) \end{aligned} \quad (18)$$

となる.

ソフトキャンセレーションの次に SC-MMSE が行うべきことは, 残留干渉成分の MMSE フィルタによる除去であり, このための処理は

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{m}^H(k)\tilde{\mathbf{y}}(k) \quad (19)$$

のように表記できる. ここで, $m(k)$ はシンボルごとの重み係数, $z(k)$ はフィルタ出力である. $m(k)$ を求める上での評価基準は, MMSE 規範

$$m(k) = \arg \min_m \mathbb{E} \{ \|b(k) - m^H \tilde{\mathbf{y}}(k)\|^2 \} \quad (20)$$

である. ここに,

$$\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{y}}(k)\tilde{\mathbf{y}}^H(k) \} = \mathbf{H}\Delta(k)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (21)$$

及び,

$$\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{y}}(k)b(k) \} = \mathbf{H}\mathbf{e}_L \quad (22)$$

また,

$$\begin{aligned} \Delta(k) &= \text{cov} \{ \mathbf{b}(k) - \tilde{\mathbf{b}}(k) \} \\ &= \text{diag} \{ 1 - \tilde{b}(k+L-1)^2, \dots, 1 - \tilde{b}(k+1)^2, \\ &\quad 1, 1 - \tilde{b}(k+1)^2, \dots, 1 - \tilde{b}(k+L-1)^2 \} \end{aligned} \quad (23)$$

などの関係を導入すると、平均二乗誤差 (MSE) は、

$$\text{MSE} = \mathbf{m}^H [\mathbf{H}\Delta\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}] \mathbf{m} - \mathbf{m}^H \mathbf{H} \mathbf{e}_L - \mathbf{e}_L^T \mathbf{H}^H \mathbf{m} + 1 \quad (24)$$

となる。ただし、 \mathbf{e}_L は、その第 L 要素が 1 であることを除いて他の要素はすべてゼロの長さ $2L - 1$ の列ベクトルであり、 cov は共分散、 $\text{diag}\{\mathbf{x}\}$ はベクトル \mathbf{x} を対角要素とする対角行列を意味している。MSE を \mathbf{m} で偏微分し、結果を 0 とおくと、

$$[\mathbf{H}\Delta(k)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}] \mathbf{m} - \mathbf{H} \mathbf{e}_L = 0 \quad (25)$$

が得られ、その解を $\mathbf{m}(k)$ と書くと

$$\mathbf{m}(k) = [\mathbf{H}\Delta(k)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H} \mathbf{e}_L \quad (26)$$

となる。したがって、MMSE フィルタ出力 $z(k)$ は、

$$z(k) = \mathbf{e}_L^T \mathbf{H}^H [\mathbf{H}\Delta(k)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \cdot [\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{b}}(k)] \quad (27)$$

のように求まる。

以前に述べたように、Sfsfo 信号ディテクタは、各符号化ビットの事後 LLR を求めて外部情報を Sfsfo チャネル復号器に提供する必要がありますので、そのために近似を行う。つまり、MMSE フィルタ出力をガウスチャネル出力であるとみなす [24]。今、MMSE フィルタ出力 $z(k)$ は、

$$z(k) = \mu(k)b(k) + \eta(k) \quad (28)$$

のように書けるとする。ただし、 $\eta(k)$ は等価雑音サンプルであり、等価利得 $\mu(k)$ は、

$$\mu(k) = \mathbb{E}\{z(k)b(k)\} = \mathbf{e}_L^T \mathbf{H}^H \mathbf{m}(k) \quad (29)$$

また、等価雑音分散 $\nu^2(k)$ は

$$\begin{aligned} \nu^2(k) &= \mathbb{E}\{|z(k)|^2\} - \mu^2(k) \\ &= \mathbf{e}_L^T \mathbf{H}^H \mathbf{m}(k) - \mu^2(k) \\ &= \mu(k) - \mu^2(k) \end{aligned} \quad (30)$$

となる。この場合、 $b(k) = b \in \{\pm 1\}$ に条件づけられたガウスチャネル出力 $z(k)$ の確率密度関数^(注2)は

$$\begin{aligned} p[z(k)|b(k) = b] &= \frac{1}{\pi\nu^2(k)} \exp\left(-\frac{|z(k) - \mu(k)b|^2}{\nu^2(k)}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

で与えられる。したがって、この近似により MMSE フィルタ出力から得られる外部 LLR は、

$$\begin{aligned} \lambda_1[b(k)] &= \ln \frac{\Pr[z(k)|b(k) = +1]}{\Pr[z(k)|b(k) = -1]} \\ &= \ln \frac{p[z(k)|b(k) = +1]}{p[z(k)|b(k) = -1]} \\ &= -\frac{|z(k) - \mu(k)|^2}{\nu^2(k)} - \frac{|z(k) + \mu(k)|^2}{\nu^2(k)} \\ &= \frac{4\Re[z(k)]}{1 - \mu(k)} \end{aligned} \quad (32)$$

のように求まる。ただし、 \Re は実数を意味する。

この近似を正しいものに行っているのは中心極限定理であって、MMSE フィルタが十分に長く、かつ、着目するビット $b(k)$ にはフレーム内の非常に多くのビットが関連している、という事実である。このことを可能にしているのも、十分ランダムで十分長いインタリーブ、というターボ原理の基本に立ち返る原理がここでも生かされている。

3. 特性解析

ターボ等化器の特性は二つの視点から評価しなければならない。一つは漸近特性であり、他は収束特性である。前章で述べたように、ターボ等化では、二つの Sfsfo ブロック (信号ディテクタと復号器) の間で外部情報を受け渡しすることで収束が進んでいく。漸近特性とは、「もし、復号器からフィードバックされる外部情報が完全に周辺の干渉成分の情報を表しているとしたら、どのような特性になるか」を表し、収束特性とは、いかに効率的に外部情報のやり取りが行われたか (あるいは、非効率的なため漸近特性に及ばないか、及ばないとしたらどのような特性で収束するか) を表す。収束特性の評価には EXIT チャートを用いる。以下に、それらについて述べる。

3.1 漸近特性

ターボ等化器の漸近的特性は、干渉成分に関する復号器からのフィードバックが完全であると仮定することで求めることができる。今、ソフトシンボル $\tanh\{\lambda_2^p[b(k)]/2\}$ の値が実際のビット値に十分漸近したとすると、式 (23) で与えられるソフトキャンセル後の残留成分の共分散 $\Delta(k)$ は、行列

(注2): $\Pr[X]$ は事象 X が生じる「確率」、 $p[x]$ は変数 x の「確率密度関数」として定義している。これらの意味を混同されないよう注意されたい。

$\tilde{\Delta} = \text{diag}[0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$ に漸近する. もし, 完全に $\Delta(k) = \tilde{\Delta}$ となったとすると, 式 (21) における項 $H\tilde{\Delta}H^H$ はランク 1 の行列になり, その場合の MMSE フィルタ係数は,

$$m(k) \rightarrow m = [hh^H + \sigma^2 I]^{-1} h, \Delta(k) \rightarrow \tilde{\Delta} \quad (33)$$

となる. ただし, $h = He_L$ であって, これは行列 H の第 L 列ベクトルに等しい. 逆行列の補助定理,

$$\begin{aligned} A^{-1} &= [CD^{-1}C^H + B]^{-1} \\ &= B^{-1} - B^{-1}C [D + C^H B^{-1}C]^{-1} C^H B^{-1} \end{aligned} \quad (34)$$

を用いることで, MMSE フィルタの重み係数は,

$$\begin{aligned} m &= \left[\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{\sigma^2} h \left(\frac{1}{1 + h^H h / \sigma^2} \right) h^H \frac{1}{\sigma^2} \right] h \\ &= \left[\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{\sigma^2} \frac{h^H h}{\sigma^2 + h^H h} \right] h \\ &= \alpha h \end{aligned} \quad (35)$$

のように求まる. ただし, $\alpha = 1/(hh^H + \sigma^2)$ である. このことは, MMSE フィルタは, もし復号器からのフィードバックが完全であれば, チャンネルに整合した整合フィルタ h^H に収束することを表している [9]. チャンネルの整合フィルタはすべてのパス成分のエネルギーを合成するから, 特性は最大比合成バスターバシチに一致するはずである. つまり, SC-MMSE ターボ等化器は, もし, チャンネル符号が十分パワフルで, 十分ランダムで長いインタリーバを用い, かつ十分な繰返しが行われれば, 最大比合成バスターバシチと同一の特性を実現し, これはまた, 最ゆう系列推定型等化器の特性とも一致するはずである.

このことは, 漸近的には正しいが, それでは, すべての場合でそのような特性が実現できるかということ, そうではない. そのことは, 収束特性に関連する. なお, SC-MMSE 等化器の特性に関しては, 多々報告例 [15], [25], [26] があるので, それらを参照されたい. 本論文では, より本質的な収束特性に焦点を当てる.

3.2 収束特性

3.2.1 外部 LLR と相互情報量の関係

EXIT チャートとは, ターボ符号や Low Density Parity Check (LDPC) 符号の収束特性を評価するために考案された手法だが, 最近では, 様々なターボ原理に基づくアルゴリズムの特性評価に用いられている.

SfSfo ブロック間での外部情報のやり取りは, 信号処理や復号処理の結果, 送信情報に関する知識がどの程度増えたか, つまり, 送信情報に関するあいまいさがどの程度減少したかで評価できる. このことは, ターボ処理の繰返しによって相互情報量がどのように変化したかを評価しなければならないことを意味している.

今, 簡単のために送信シンボル $X = x$, 受信サンプル値 y とする BPSK ガウス通信路

$$y = x + n \quad (36)$$

を考えよう. BPSK を仮定しているので, x は 2 値 $\{+1, -1\}$ をとる. また, n は電力が σ_n^2 の (実数) ガウス雑音である. このとき, 送信シンボル $X = x$ を条件づけたときの y の確率密度関数は

$$p(y|X = x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (37)$$

であり, このことから, 式 (10) の第 1 項で与えられる外部 LLR は,

$$\begin{aligned} L = \lambda_1[x] &= \ln \frac{p[y|x=+1]}{p[y|x=-1]} \\ &= -\frac{(y-1)^2}{2\sigma_n^2} + \frac{(y+1)^2}{2\sigma_n^2} \\ &= \frac{2y}{\sigma_n^2} = \frac{2}{\sigma_n^2}(x+n) \end{aligned} \quad (38)$$

となるのが分かる. $L = \mu x + \nu$ とおくと, $\mu = 2/\sigma_n^2$, $\nu = 2n/\sigma_n^2$ であり, ν の電力 σ_ν^2 は $\text{var}\{2n/\sigma_n^2\} = 4/\sigma_n^2$ となる. ただし, var は分散を意味する. これによって $\mu = 2/\sigma_n^2 = \sigma_\nu^2/2$ となる. つまり, 外部 LLR もまたガウス分布に従い, もとのチャンネルの信号電力対雑音電力比によらず, その平均と分散の関係は 1 対 2 の関係になる. 後で述べるが, SC-MMSE 等化器からチャンネル復号器に渡される外部 LLR についてもこのことが成り立つ.

次に, 式 (36) のガウスチャンネルにおいて受信値 y から送信情報ビット $X = x$ に関する外部 LLR $\lambda_1[x] = L$ を知ったときの, X と L の間の相互情報量 $I = I(L; X)$ を求めよう. $I(L; X)$ は,

$$\begin{aligned} I &= I(L; X) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{x=\pm 1} \int_{-\infty}^{\infty} p_L(\xi|X=x) \\ &\quad \cdot \log_2 \left[\frac{2p_L(\xi|X=x)}{p_L(\xi|X=-1) + p_L(\xi|X=+1)} \right] d\xi \end{aligned} \quad (39)$$

で求められる．この式で， $p_L(\xi|X = x)$ （ただし， $x = \pm 1$ ）は，送信情報 X が x であるときの外部 LLR の確率密度関数である．ここで注意したいのは，この式で与えられる相互情報量は，外部 LLR の分布に何らの仮定を用いていないことである．この事実は，後で述べる SfsSfo チャネル復号器出力における送信シンボル x に関する相互情報量を求める場合に用いる．

さて，式 (36) のガウスチャネルに戻ると，上述したように外部 LLR L は平均 $\mu = \sigma_v^2/2$ ，分散 σ_v^2 のガウス分布に従うから，その確率密度関数

$$p_L(\xi|X = x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{\left(\xi - \frac{\sigma_v^2}{2}x\right)^2}{2\sigma_v^2}\right) \quad (40)$$

を式 (39) に代入し，かつ，確率密度関数が一貫性条件を満たす対称分布であるという条件を用いると相互情報量 $I(L; X)$ は，

$$I = I(L; X) = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{\left(\xi - \frac{\sigma_v^2}{2}x\right)^2}{2\sigma_v^2}\right) \cdot \log_2[1 + \exp(-\xi)] d\xi, \quad (0 \leq I \leq 1) \quad (41)$$

のように求まる [27]．この式を，外部 LLR の分散 σ_v^2 と相互情報量 $I(L; X)$ の関係を規定する関数として見て，

$$I = J(\sigma_v) \quad (42)$$

と書くことが多い．この関数は J-Function と通常呼ばれている．J-Function の計算には，式 (41) の計算を数値的に行う必要があるが，良い近似として，

$$I = J(\sigma_v) \approx \left(1 - 2^{-H_1\sigma_v^{2H_2}}\right)^{H_3} \quad (43)$$

が用いられることが多い．係数は， $H_1 = 0.3073$ ， $H_2 = 0.8935$ ， $H_3 = 1.1064$ で与えられる [28]．図 3 に， σ_v と $I(L; X)$ の関係を示す．図から分かるように，外部 LLR の分散 σ_v^2 （あるいは平均 $\mu = \sigma_v^2/2$ ）が大きくなると，相互情報量も増大する．このことは，送信情報ビット $X = x$ に関する外部知識（すなわち LLR $\lambda_1[x] = L$ ）を知った分だけ， X に関するあいまいさが減少すると考えれば理解しやすい．さて，

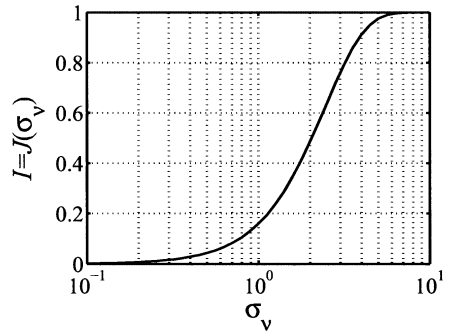


図 3 J 関数
Fig. 3 J-Function.

J-Function は一価関数なので，その逆関数も一意に存在し，上記の近似式を用いると，

$$\sigma_v = J^{-1}(I[L; X]) \approx \left(-\frac{1}{H_1} \log_2\left(1 - I^{\frac{1}{H_3}}\right)\right)^{\frac{1}{2H_2}} \quad (44)$$

となる．一般的な変調方式に対する J-Function を求めることや，その近似関数を求めることも既に行われている [13], [28]．

3.2.2 EXIT 解析

次に，式 (39) に戻って，外部 LLR の分布が分からない場合を考える．この場合には，SfsSfo ブロックで具体的にどのような処理が行われたかを無視し，その結果得られる外部 LLR のヒストグラムを測定して，確率密度関数 $p_L(\xi|X = x)$ を実験的に求めることが最も直接的な方法である．この場合，確率の条件に相当する送信情報 $X = x$ を知る必要があるため，オンライン処理には向かない．

1. で述べたように EXIT 解析は，ターボループを構成する複数の SfsSfo ブロックの間での相互情報量の伝達特性を評価するための手法である．このためには，(1) SfsSfo ブロックでの伝達特性を独立に評価しておいて，これを組み合わせることで，ターボループ全体における相互情報量伝達特性を調べる手法と，(2) ターボループ全体の動きをシミュレーションすることで各 SfsSfo ブロックごとに相互情報量の入出力関係を外部 LLR のヒストグラム測定をし，実際にどのように相互情報量が増大して行ったかを評価する，2通りの評価方法がある．(1) は符号器や信号処理ブロックを設計する際の動作予測に有効であり，(2) はアルゴリズムが実際にどのように動作したかの評価（トラジェクトリ評価という）に有効である．以下に，その

手法について述べる.

3.2.3 EXIT チャートによる相互情報量伝達特性の予測

この手法では, Sfsfo ブロックでの相互情報量の伝達特性を独立に評価する. 実際の入力である事前 LLR の分布は, 前段の Sfsfo ブロックでの処理に依存するが, ここでは次の仮定をする: 「外部 LLR の分布によらず, その分散が同一であれば相互情報量も同一となる」^(注3). この仮定を用いれば, 各 Sfsfo ブロックの入力の事前相互情報量 I_a を固定すればそれに対応する事前 LLR の分散 σ_v^2 が J-Function の逆関数を用いることで求まる.

ある Sfsfo ブロックの入出力特性を求めたいものとして, そのための手法を表すブロック図を図 4 に示す. 評価したい Sfsfo ブロックに対する入力の系列 $x(k)$ (チャンネル復号器であれば, その符号化系列) と分散が σ_v^2 となるガウス雑音系列 $\nu(k)$ を発生させて, $L(k) = \mu x(k) + \nu(k)$ (ただし, $\mu = \sigma_v^2/2$) なる, 事前 LLR の系列 $L(k)$ を作る. この $L(k)$ を実際に Sfsfo ブロックに入力して, その演算を行わせ, 結果として事後 LLR を得る. 外部 LLR (= 事後 LLR から事前 LLR を引いた結果) のヒストグラムを評価し, その確率密度関数 $p_L(\xi|X=x)$ (ただし $x = \pm 1$) を実験的に求める. その結果を式 (39) に代入することで, Sfsfo ブロックの出力相互情報量 I_e が求まる. このような処理を $0 \leq I_a \leq 1$ のいくつかの I_a の値に対して行い, 求めた I_e の値をつなげれば, この Sfsfo ブロックの相互情報量伝達特性が求まったことになる.

求めた Sfsfo ブロックの相互情報量はインタリーブを介して次の Sfsfo ブロックに伝達されるが, それ

に対応する外部 LLR はガウス分布に従う保証は全くない. しかし, 再び前述の仮定を用いれば, 次の Sfsfo ブロックに入力される事前 LLR はガウス分布すると仮定しても, その入力の相互情報量は変わらないことになる. かくして, 各ブロックの相互情報量伝達特性を独立に評価し, それらの結果を前述の仮定を用いて組み合わせていけば, 結果的にターボループ全体における相互情報量伝達特性を調べることができる.

3.2.4 トラジェクトリ評価

トラジェクトリ評価では, 実際にターボループ全体の動作をシミュレートする. 各 Sfsfo ブロックの事前及び事後 LLR に関する分布の仮定を一切行わず, シミュレーション結果から各 Sfsfo ブロックの外部 LLR の確率密度関数 $p_L(\xi|X=x)$ (ただし $x = \pm 1$) を実験的に求め, その結果を式 (39) に代入することで, 出力相互情報量 I_e を求める. この処理を, 各繰返しごとに行うことで, 相互情報量が各 Sfsfo ブロックで実際にどのように増大していったかを調べることができる. しかし, この方法では実際にターボループ全体の動作をシミュレートした結果から外部 LLR の分布を調べる必要があるため, 十分な数の符号化ビットを送信して, それに対するターボループの動作を実際にシミュレートしなければならない.

3.3 SC-MMSE への適用

3.3.1 時間領域 SC-MMSE

さて, これで準備は整ったので, 相互情報量の伝達特性を用いたターボ等化の収束特性解析を行う. SC-MMSE に入力される事前 LLR (=Sfsfo チャンネル復号器の外部 LLR) と送信された符号化系列との間の相互情報量は (3.2.1 に述べた方法により) 既に求まっているので, J-Function の逆関数に代入することで, 事前 LLR の分散 σ_ε^2 と平均 $= \sigma_\varepsilon^2/2$ が求まる.

SC-MMSE に対する入力の系列 $x(k)$ と分散が σ_ε^2 となるガウス雑音系列 $\varepsilon(k)$ を発生させて, $L_\varepsilon(k) = \mu_\varepsilon x(k) + \varepsilon(k)$ (ただし, $\mu_\varepsilon = \sigma_\varepsilon^2/2$) なる, 事前 LLR の系列 $L_\varepsilon(k)$ を作る. この $L_\varepsilon(k)$ を実際に SC-MMSE ブロックに入力して実際にその演算を行えば結果として外部 LLR の系列を得ることができる.

Sfsfo チャンネル復号器の入力は SC-MMSE の外部 LLR $\lambda_1[b(k)]$ の系列 (チャンネル復号器から見たら, インタリーブ後の事前 LLR $\lambda_1^p[b(i)]$ の系列) なの

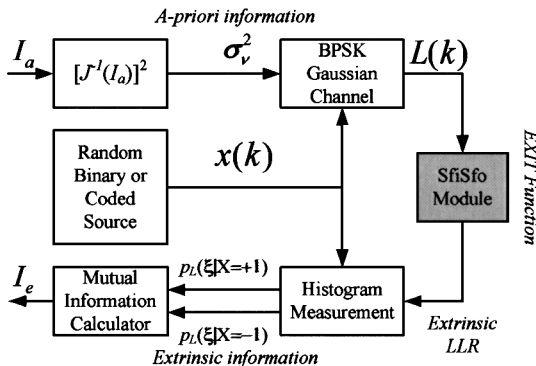


図 4 EXIT チャートを求める方法

Fig. 4 Block diagram for calculating EXIT chart.

(注3): この仮定は一見乱暴なようだが, 現在のところ広く受け入れられているようである. 筆者らも明確な論拠を与えるに至っていない.

で、2. で述べたように MMSE フィルタ出力をガウスチャネル出力であるとみなせば、外部 LLR $\lambda_1[b(k)]$ は式 (32) のように求まっている。したがって、式 (32) に式 (28) を代入して、

$$\lambda_1[b(k)] = \frac{4}{1 - \mu(k)} [\mu(k)b(k) + \Re\{\eta(k)\}] \quad (45)$$

となる。雑音に相当する項 $4\Re\{\eta(k)\}/\{1 - \mu(k)\}$ の分散 σ_{MMSE}^2 は $\sigma_{MMSE}^2 = 8\mu(k)/\{1 - \mu(k)\}$ となり、また平均は $4\mu(k)/\{1 - \mu(k)\}$ だから、平均と分散が 1 対 2 という関係がここでも成り立っている。

送信ビット $b(k)$ に関する外部 LLR の分散 $\sigma_{MMSE}^2 = 8\mu(k)/\{1 - \mu(k)\}$ の値を J-Function に代入すれば、送信ビット $b(k)$ と MMSE フィルタ出力から求まる外部 LLR の間の相互情報量（今後 $I_{E,EQ}$ と記述する）の関係が求まる。上述の過程を様々な事前相互情報量 $I_{A,EQ}$ の値 ($0 \leq I_{A,EQ} \leq 1$) に対して計算し、結果をつなげれば SC-MMSE ブロックにおける相互情報量の入出力特性を求めることができる。

3.3.2 周波数領域 SC-MMSE

3.3.1 で述べた方法では、SC-MMSE が基本的に時変フィルタであるために、外部 LLR の分散 $\sigma_{MMSE}^2 = 8\mu(k)/\{1 - \mu(k)\}$ もシンボルごとに異なる値をとることになる（右辺がシンボルインデックス k を伴っていることに注意）。したがって、厳密には、求まった $I_{E,EQ}$ も本来はシンボルごとに異なる値をとる。このことは、外部 LLR の分散 σ_{MMSE}^2 をフレーム全体の時間平均で置き換えるなどの方法で回避できる。

これに対して、付録に詳細を示した周波数領域 SC-MMSE では、受信した 1 フレームに対して 1 回の演算を行う構造になっているので、求まる外部 LLR の分散 σ_{MMSE}^2 もフレーム内の各ビットに対して固定値になる。したがって、上述の問題は起こらない [13], [29]。

3.4 解析例

図 5 に、周波数領域信号処理の SC-MMSE ターボ等化器の EXIT カーブ（上のカーブ）とレート 1/2 拘束長 4 の畳込み符号の EXIT カーブ（下のカーブ）を示す。ただし、BPSK を仮定し、チャンネルは送信アンテナ数 1 本、受信アンテナ数 2 本を仮定している。等平均電力 5 パスのレイリーフェージング環境における、ある 1 スナップショットを利用して評価している（チャンネルの複素ゲインは図中に示した。ただし、位相は省略）。各アンテナにおける瞬時 SNR は 0dB であり、20480 個の LLR サンプル値を用いて、相互情

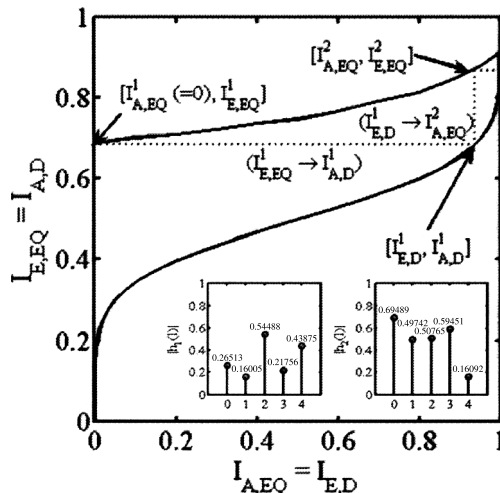


図 5 等化器とデコーダの EXIT 関数
Fig. 5 Equalizer and decoder EXIT functions.

報量を算出している。

SC-MMSE 等化器に対しては、横軸が入力の前相互情報量 $I_{A,EQ}$ 、縦軸が出力の外部相互情報量 $I_{E,EQ}$ である。復号器に対しては、入力の縦軸が事前相互情報量 $I_{A,D}$ 、横軸が出力の外部相互情報量 $I_{E,D}$ である。前章で述べた過程を経て、等化器とチャンネル復号器の EXIT カーブは既知なので、それらを EXIT 関数として定義し、

$$I_{E,EQ} = f_{EQ}\{I_{A,EQ}\}, \quad I_{A,EQ} = I_{E,D} \quad (46)$$

$$I_{E,D} = f_D\{I_{A,D}\}, \quad I_{A,D} = I_{E,EQ} \quad (47)$$

のように表す。

等化器にはチャンネルからの信号が直接入力されるので、1 回目の繰返し処理では事前相互情報量 $I_{A,EQ}^1 = 0$ でも、非ゼロの外部相互情報量 $I_{E,EQ}^1$ (EXIT カーブの左端の縦軸の値 $I_{E,EQ}^1 = f_{EQ}\{I_{A,EQ}^1\} = f_{EQ}\{0\}$) が出力される。繰返し演算を行わない従来型の線形適応等化器はチャンネルのインパルス応答や信号電力対雑音電力比によってその特性が変化することに対応して（つまり、事前 LLR がなければ SC-MMSE は線形適応等化器に等しい）、出力の外部相互情報量 $I_{E,EQ}^1$ は変化する。この外部相互情報量 $I_{E,EQ}^1$ が SfsSfo チャンネル復号器に対する入力の前相互情報量 $I_{A,D}^1$ になる。

一方、SfsSfo チャンネル復号器の EXIT カーブは点 (0, 0) からスタートする。このことは、SfsSfo チャンネル復号器は（チャンネルに接続されていないので）等化器から何らかの情報が入力されないと、何も出力しな

い ($f_D\{0\} = 0.0$, つまりターボループが動作を開始しない) に対応している。

さて, 等化器から $I_{A,D}^1 = f_{EQ}\{0\}$ なる相互情報量をもった事前 LLR がチャネル復号器に入力されると, その出力には $I_{E,D}^1 = f_D\{I_{A,D}^1\}$ なる相互情報量 (EXIT カーブ横軸の値) が得られ, それが等化器にフィードバックされる (つまり, $I_{E,D}^1 = I_{A,EQ}^2$). 等化器は事前相互情報量 $I_{A,EQ}^2$ が入力されると, $I_{E,EQ}^2 = f_D\{I_{A,EQ}^2\}$ なる外部相互情報量を出力する. この処理が繰り返される。

このような処理が繰り返された後に, もしチャネル復号器出力の外部相互情報量 $I_{E,D}$ が $I_{E,D} = 1$ に到達すれば, 送信情報に関する知識が受信側で完全に得られたことになる. 繰返しの結果, $I_{E,D} \approx 1$ になるのは, 等化器の EXIT カーブとチャネル復号器の EXIT カーブが途中でクロスしない場合だから, この図のような状態を「トンネルが開いた状態」という。

次に, 「トンネルが閉じた状態」について考察する. このとき, 相互情報量の伝達が二つの EXIT カーブがクロスする点でストップする (このことを, 「外部情報の伝達がスタックする」という). このクロスする点における復号器出力の外部相互情報量 $I_{E,D}$ が 1 に近いほど誤り率は小さくなる. $I_{E,D}$ のどのような値でクロスが生じるかは, 与えられたチャネルインパルス応答に対する等化器の特性とチャネル符号器の特性とのマッチングに依存する. 復号器の EXIT カーブは符号器のパラメータ (符号化率や生成多項式など) によって大きく変化するので, チャネルインパルス応答に応じて符号器のパラメータを適応的に変化させれば, いつも「トンネルが開いた状態」が維持できる。

「トンネルが開いた状態」では, フレーム誤り率はフレーム長を長くすることでいくらでも小さくできる. $I_{E,D} = I_{A,EQ}$ だから, その値が 1 ということは, SC-MMSE の処理過程であるソフトキャンセレーションにおいて, 着目するビット $b(k)$ に符号間干渉を与えるすべてのビットの情報が完全に分かった状態 (つまり, ソフトキャンセレーションが完全に行われる) で, これが 3.1 で述べた漸近特性に対応する. 3.1 で述べたように, この状態では MMSE フィルタはすべてのパスの電力を合成するように働くので, もはや等化器での情報の取りこぼしは発生しない. しかし, 「トンネルが開いた状態」を維持するために (つまり $I_{E,D} = 1$ を達成するために) チャネル符号器パラメータを選択した結果, 復号器と等化器の EXIT カーブの乖離が大

きくなったとする. この状態では, ターボ等化システムが, チャネルがもっている能力を完全に生かしきっていない (つまり, 必要以上の冗長度を与えるなどで, 情報伝達にロスが生じている) ことになる. 以上を簡単にまとめると,

(1) EXIT チャートには, 等化器と復号器の 2 本の EXIT カーブ (それぞれ, $I_{E,EQ} = f_{EQ}\{I_{A,EQ}\}$ と $I_{E,D} = f_D\{I_{A,D}\}$) が引かれていて, それらの位置関係によってターボ等化器の特性やチャネルの利用状況が異なる。

(2) EXIT カーブが途中でクロスしている状況 (つまり「トンネルが閉じた状態」) では, 最終的な復号器出力の相互情報量をいくらでも 1 に近づけることができないから (つまり, 送信情報に関する知識を完全に得ることはできないから), 任意に小さい誤り率を達成することはできない。

(3) 一方, EXIT カーブが途中でクロスしない状況 (つまり「トンネルが開いた状態」) では, 最終的な復号器出力の相互情報量をいくらでも 1 に近づけるから (つまり, 送信情報に関する知識を完全に得ることができるから), 任意に小さい誤り率を達成することができる。

(4) トンネルの乖離が大きいくほど, 少ない繰返し数で収束させることができるが, 乖離が大きすぎると逆に伝送できる情報のロスが大きくなってしまふ. 「トンネルが最後まで開いている」状態を維持しつつ, 二つの EXIT 関数の隙間面積が漸近的にゼロとなるとき, そのターボシステムは「二つの SISO ブロックの間では」情報のロスを全く生じない (ただし SC-MMSE 等化器では, MMSE の最適性はその EXIT 関数の右端においてだけいえるので, SC-MMSE を前提に隙間面積が漸的にゼロにできる符号が設計できたとしても, そのシステムがチャネル容量を漸的に達成していることにはならない). 繰返し回数に制限のある実際の応用では, ある程度の情報伝達ロスは許容する (つまり非ゼロの隙間面積を許容する) べきと考えられる。

さて, 以上で述べてきたことは, チャネルがフレーム内で変化しないことを前提にしている (ターボ等化自体を時変チャネルに拡張することは別稿に譲る). つまり, (符号長も含めて) 符号器を固定するとターボ等化器の収束特性はすべてチャネルに依存する. 一方, 移動通信における信号伝送システムの性能は「平均誤り率」で評価されることが多い. しかし, ターボ等化の「平均誤り率」を EXIT チャートを用いて議論

することは、(不可能ではないが)あまり意味がない。逆に、チャンネルの状態に応じてこの乖離を最小にするようにチャンネル符号器を適応的に選択すれば、いつも「トンネルが開いた状態」(つまり、誤り率をいくらでも小さくできる状態)を維持しながら、かつロスを最小にすることができる[30]。更に、この手法をマルチレベル符号化多値変調に拡張する手法などが、最近のホットな話題として注目されている[29], [31]。

4. 今後の展望

ターボ原理の出現とその収束特性解析手法の確立は、新たな応用分野を求めて、様々な新しい流れを創出している。この章ではそれらを展望する。

4.1 MIMO への拡張

SC-MMSE の登場は関連する応用分野に様々な影響を及ぼした。SC-MMSE は柔軟性に富む信号処理プラットフォームであり、シングルキャリア方式のターボ等化のみならず、様々な応用が期待できる。ターボ BLAST システム[32] は、SC-MMSE の MIMO OFDM への応用と見ることができる。更に、付録で詳述する周波数領域 SC-MMSE を MIMO ターボ等化に用いることで、その演算量における優位性が失われることはないことを強調しておく。しかし、ターボ等化を MIMO に応用することで、新たな問題点が明らかになってきた。今、 2×2 の空間多重 MIMO システムを考える。このとき、一方の送信アンテナからの信号を受信するためのターボループにおける相互情報量の伝達特性が、他アンテナからの信号受信のためのターボループにおける伝達特性の影響を受ける。

つまり、

$$\begin{aligned} I_{E,EQ1} &= f_{EQ1} \{I_{A,EQ1}, I_{A,EQ2}\} \\ I_{E,EQ2} &= f_{EQ2} \{I_{A,EQ1}, I_{A,EQ2}\} \end{aligned} \quad (48)$$

となる。ただし、

$$I_{A,EQ1} = I_{E,D1}, \quad I_{A,EQ2} = I_{E,D2} \quad (49)$$

また、

$$\begin{aligned} I_{E,D1} &= f_{D1} \{I_{A,D1}\}, \quad I_{A,D1} = I_{E,EQ1} \\ I_{E,D2} &= f_{D2} \{I_{A,D2}\}, \quad I_{A,D2} = I_{E,EQ2} \end{aligned} \quad (50)$$

である。ここで、添字 1, 2 は、送信アンテナ 1, 2 に対応し、添字 EQ, D は等化器とチャンネル復号器に、また添字 A, E は事前と外部を表すことは単入力単出力 (SISO) システムのターボ等化の場合と同様である。また、 f_{EQ}, f_D はそれぞれ等化器とチャンネルでデコーダの EXIT 関数を表している。その関数を図 6 に示す。ただし、チャンネルは送信アンテナ数 2 本、受信アンテナ数 2 本、等電力 5 パスのレイリーフェージング環境における、ある 1 スナップショットを利用して評価している。また、瞬時 SNR は 2 dB に設定し、20480 個の LLR サンプル値を用いて、それぞれの相互情報量を算出している。

図 6 は、EXIT 解析は多次元で行われなければならないことを示唆しており、もはや EXIT 関数はカーブではなく平面となっている。ここで、送信アンテナ 1, 2 に対するターボループの繰返しをどのように制御するか、という問題が生じる。このことは MIMO ターボループにおけるスケジューリング問題[28]と呼ばれる。上記では 2×2 システムの場合について記したが、

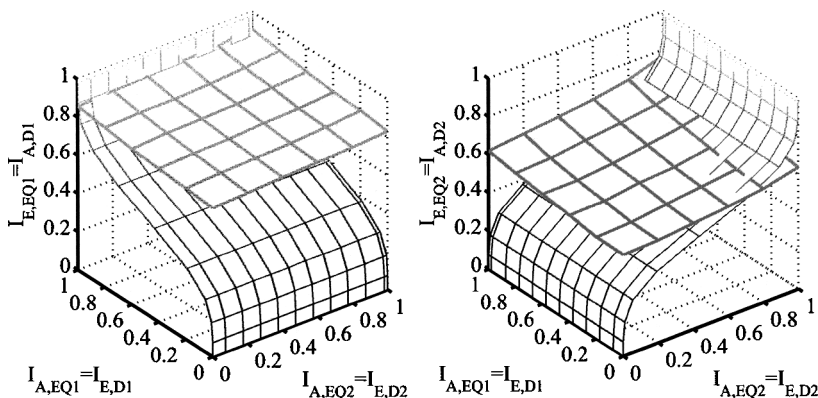


図 6 多次元 EXIT チャート
Fig. 6 Multidimensional EXIT chart.

一般の送信アンテナ数と受信アンテナ数, 及びそれらの間のチャンネルインパルス応答が与えられたとき, どのようにターボループのスケジューリングを行えば, すべてのアンテナで伝送し得る情報量を最大にできるか, という未解決課題を有している.

4.2 MIMO プリコーディング, パワー割当, 適応変調, 適応符号化など

周波数選択性のないフェージングチャンネルにおける固有モード空間多重 MIMO システムのためのプリコーダは, チャンnel行列を特異値分解することで得られることはよく知られている [33]. しかし, 周波数選択性フェージングチャンネルを介した MIMO 伝送においてどのようなプリコーディングを行うときに, システムが伝送し得る情報量を最大にできるかという問題は未解決である. ターボ MIMO システムにおけるこの問題に対して, 筆者らは EXIT 解析に基づく最適化の方法を模索すべきだと考えている. その理由は, 基本的にはターボ MIMO システムの最適化とは, 等化器とチャンネル復号器のマッチングを最良にすることであり, それぞれの EXIT カーブをフィッティングさせる問題である.

今, 瞬時チャンネル情報 (CSI) が送受信双方で利用可能だとすると, EXIT カーブを適応的に変化させ得るのはプリコーダ, 送信パワー, 変調フォーマット, 符号化などである. プリコーダは受信機からはチャンネルの一部に見えるから, チャンネル特性が変化すれば等化器の EXIT カーブも変化する. しかし, どのようなプリコーディングを行うときに MIMO システムが伝送できる情報量を最大にできるのかは未解決である.

SISO (Single Input Single Output) ターボシステムの場合, 受信電力が上下すれば EXIT カーブも上下する. しかし, MIMO ターボシステムでは, 上述のようにそれぞれのターボループにおける相互情報量伝達特性が互いに影響し合っている. したがって, 全体の送信電力を一定にしたときの各送信アンテナへの送信パワー割当をどのようにしたら, 伝送できる情報量を最大にできるのかは, まだ明らかになっていない.

一方, 多値変調を用いる場合には, 変調のためのマッピング方法によって EXIT カーブが変化することが知られている [34]. 更に, チャンネル符号のパラメータを変えれば復号器の EXIT カーブが変化することは上述した. したがって, 等化器の EXIT カーブに応じてマッピングルールや符号パラメータを変化させれば, より整合性の良いターボループが実現できるかもしれない.

5. むすび

本論文では, ターボ概念に基づくアルゴリズムの動作を理解する上で不可欠な相互情報量の伝達特性を評価するために便利なツールである EXIT チャートの概念を中心に解説してきた. また, そのための題材として, ターボ等化を取り上げ, 現実性と柔軟性に富む SC-MMSE アルゴリズムの動作について概説した後, その特性を漸近特性と収束特性の両面から解析した. また, SC-MMSE をその合理的な拡張として, 空間多重を行う MIMO システムに適用する方法について言及した. そしてその場合には, 収束特性は多次元 EXIT チャートを用いて評価されなければならないことを示した. 最後に, 今後の課題や研究動向についても述べた. 今, 第三世代移動通信方式の技術延長にとらわれない, 新たな展開が模索されている. 情報理論の新しい展開は, 協調符号化やマルチユーザ符号化など, 多端子情報理論における新たな試みとも関連して, 第四世代移動通信方式などの応用分野に限りない波及効果をもたらす.

文 献

- [1] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol.36, pp.56–69, Sept. 1998.
- [2] H. Kawai, N. Maeda, J. Kawamoto, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Experiments on real-time 1-Gbps packet transmission using QR-MLD with assess in MIMO-OFDM broadband packet radio access," *Proc. IST, Dresden, Germany*, June 2005.
- [3] N. Maeda, Y. Kishiyama, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-OFCDM with two dimensional spreading that prioritizes time domain spreading for forward link broadband wireless access," *Proc. VTC, pp.127–132, Jeju, Korea*, April 2003.
- [4] N. Maeda, T. Kataoka, H. Kawai, K. Higuchi, J. Kawamoto, and M. Sawahashi, "Experiments on real-time 1-Gbps packet transmission using antenna-independent AMC in MIMO-OFDM broadband packet radio access," *Proc. VTC, pp.1628–1632, Dallas, USA*, 2005.
- [5] S. ten Brink, "Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.10, pp.1727–1737, Oct. 2001.
- [6] L. Hanzo, T. Liew, and B. Yeap, *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding*, Wiley, 2002.
- [7] D. Reynolds and X. Wang, "Low complexity turbo-equalization for diversity channels," *Signal Process-*

- ing, vol.81, no.5, pp.989–995, May 2001.
- [8] M. Tüchler, R. Koetter, and A. Singer, “Turbo equalization: Principles and new results,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, no.5, pp.754–767, May 2002.
- [9] H. Oomori, T. Asai, and T. Matsumoto, “A matched filter approximation for SC/MMSE turbo equalizers,” *IEEE Commun. Lett.*, vol.5, no.7, pp.310–312, July 2001.
- [10] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, New York, 2001.
- [11] G. Bauch and N. Al-Dhahir, “Reduced-complexity space-time turbo-equalization for frequency-selective MIMO channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.1, no.4, pp.819–828, Oct. 2002.
- [12] M. Tüchler and J. Hagenauer, “Linear time and frequency domain turbo equalization,” *Proc. VTC*, pp.2773–2777, Rhodes, Greece, Oct. 2001.
- [13] K. Kansanen, *Wireless Broadband Single-Carrier Systems with MMSE Turbo Equalization Receivers*, Ph.D. Thesis, University of Oulu, Dec. 2005.
- [14] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, 2000.
- [15] T. Abe and T. Matsumoto, “Space-time turbo equalization in frequency-selective MIMO channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.52, no.3, pp.469–475, May 2003.
- [16] K. Kansanen and T. Matsumoto, “A computationally efficient MIMO turbo-equaliser,” *Proc. VTC*, pp.227–281, Jeju, Korea, April 2003.
- [17] N. Veselinovic, T. Matsumoto, and M. Juntti, “Iterative MIMO turbo multiuser detection and equalization for STTrC-coded systems with unknown interference,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol.2004, no.2, pp.309–321, 2004.
- [18] A. Dejonghe and L. Vadorpe, “Turbo-equalization for multilevel modulation: An efficient low-complexity scheme,” *Proc. ICC*, pp.1863–1867, New York, USA, April-May 2002.
- [19] H. Poor and G. Wornel, *Wireless Communications - Signal Processing Perspectives*, Prentice Hall, 1998.
- [20] C. Douillard, M. Jezequel, and C. Berrou, “Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization,” *European Trans. Telecommun.*, vol.6, no.5, pp.507–511, Sept.-Oct. 1995.
- [21] X. Wang and H.V. Poor, “Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.7, pp.1046–1061, July 1999.
- [22] N. Miki, S. Abeta, H. Atarashi, and M. Sawahashi, “Multipath interference canceller using soft-decision replica combined with hybrid ARQ in W-CDMA forward link,” *Proc. VTC*, pp.1922–1926, Atlantic City, USA, Oct. 2001.
- [23] A. Nakajima, G. Deepshikha, and F. Adachi, “Frequency-domain iterative parallel interference cancellation for multicode DS-CDMA-MIMO multiplexing,” *Proc. VTC*, pp.73–77, Dallas, USA, Sept. 2005.
- [24] H. Poor and S. Verdú, “Probability of error in MMSE multiuser detection,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.43, no.3, pp.858–871, May 1997.
- [25] N. Veselinovic, *Iterative Receivers for Interference Cancellation and Suppression*, Ph.D. Thesis, University of Oulu, 2004.
- [26] T. Abe, S. Tomisato, and T. Matsumoto, “Performance evaluations of a space-time turbo equaliser in frequency selective MIMO channels using field measurement data,” *IEE Workshop on MIMO Communication Systems*, pp.21/1–21/5, London, Dec. 2001.
- [27] J. Hagenauer, “The EXIT chart - introduction to extrinsic information transfer in iterative processing,” *Proc. 12th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp.1541–1548, Sept. 2004.
- [28] F. Brannstrom, *Convergence analysis and design of multiple concatenated codes*, Ph.D. Thesis, Chalmers University of Technology, 2004.
- [29] S. Ibi, T. Matsumoto, S. Sampei, and N. Morinaga, “EXIT chart-aided adaptive coding for MMSE turbo equalization with multilevel BICM signaling,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.10, no.6, pp.486–488, June 2006.
- [30] S. ten Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, “Design of low-density parity-check codes for modulation and detection,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no.4, pp.670–678, April 2004.
- [31] R. Wohlgenant, K. Kansanen, D. Tujkovic, and T. Matsumoto, “Outage-based ldpc code design for sc/mmse turbo equalization,” *Proc. VTC-Spring*, pp.505–509, Stockholm, May-June 2005.
- [32] M. Sellathurai and S. Hykin, “Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and experiments,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.50, no.10, pp.2538–2546, Oct. 2002.
- [33] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*, John Wiley & Sons, 2003.
- [34] F. Schreckenbach and G. Bauch, “Irregular signal constellations, mappings and precoder,” *International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA)*, pp.1332–1336, Parma, Italy, Oct. 2004.

付 録

周波数領域 SC-MMSE

2.1 のシステムモデルでは、チャネルメモリ長 L に着目し、式 (2) で受信信号を表現していたが、ここでは、連続した K シンボルからなる送信信号ブロック

$\mathbf{b} = [b(0), b(1), \dots, b(K-1)]^T$ に対して, 長さ $L-1$ 以上のサイクリックプレフィックスの付加を前提として, 受信信号ブロック \mathbf{y} を次式で表現する.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^c \mathbf{b} + \mathbf{V} \quad (\text{A}\cdot 1)$$

ただし,

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_M^T]^T \quad (\text{A}\cdot 2)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1^T, \mathbf{v}_2^T, \dots, \mathbf{v}_M^T]^T \quad (\text{A}\cdot 3)$$

であり, それぞれ次式の列ベクトルを要素とする.

$$\mathbf{y}_m = [r_m(0), r_m(1), \dots, r_m(K-1)]^T \quad (\text{A}\cdot 4)$$

$$\mathbf{v}_m = [v_m(0), v_m(1), \dots, v_m(K-1)]^T \quad (\text{A}\cdot 5)$$

ここで, 長さ K の列ベクトル $[h_m(0), h_m(1), \dots, h_m(L-1), \mathbf{0}_{K-L}]^T$ を第 1 列とする巡回行列を \mathbf{H}_m^c とすると, チャネル行列 \mathbf{H}^c は

$$\mathbf{H}^c = [\mathbf{H}_1^{cT}, \mathbf{H}_2^{cT}, \dots, \mathbf{H}_M^{cT}]^T \quad (\text{A}\cdot 6)$$

で与えられ, 巡回行列を縦に並べたブロック巡回行列となる. 巡回行列 \mathbf{H}_m^c の固有値分解は, 離散フーリエ変換演算子 \mathbf{F} とその固有値の対角行列 $\mathbf{\Xi}_m$ への分解となり,

$$\mathbf{H}_m^c = \mathbf{F}^H \mathbf{\Xi}_m \mathbf{F} \quad (\text{A}\cdot 7)$$

で与えられるため, \mathbf{I}_M と \mathbf{F} のクロネッカー積 $\mathbf{F}_M = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}$ を用いて, ブロック巡回行列 \mathbf{H}^c を

$$\mathbf{H}^c = \mathbf{F}_M^H \mathbf{\Xi} \mathbf{F} \quad (\text{A}\cdot 8)$$

で表現できる. ただし, \mathbf{I}_M はサイズが M の正方単位行列である. また,

$$\mathbf{\Xi} = [\mathbf{\Xi}_1^T, \mathbf{\Xi}_2^T, \dots, \mathbf{\Xi}_M^T]^T \quad (\text{A}\cdot 9)$$

であり, \mathbf{F} は $[\mathbf{F}]_{x,y} = K^{-1/2} \exp[-j(2\pi/K)(x-1)(y-1)]$ を要素にもつ, サイズが K の正方行列である.

2.1 で述べた式 (20) の MMSE 規範を式 (A.1) のブロック表現に基づく規範に変更し, 時間領域表現のブロック巡回行列 \mathbf{H}^c を式 (A.8) の周波数領域表現に置き換えることで, チャネルの伝達関数が対角行列に基づくものとなる. 更に, 逆行列補助定理を適用することで, フィルタ出力ブロック $\mathbf{z} = [z(0), z(1), \dots, z(K-1)]^T$ は, 次式のように求まる.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= (1 + \gamma \bar{\delta})^{-1} \\ &\cdot \left[\gamma \tilde{\mathbf{b}} + \mathbf{F}^H \mathbf{\Xi}^H (\mathbf{\Xi} \bar{\Delta} \mathbf{\Xi}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{y}} \right] \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot 10)$$

ただし,

$$\bar{\delta} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{b}^2(k) \quad (\text{A}\cdot 11)$$

$$\gamma = \frac{1}{K} \text{tr} \left[\mathbf{\Xi}^H (\mathbf{\Xi} \bar{\Delta} \mathbf{\Xi}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{\Xi} \right] \quad (\text{A}\cdot 12)$$

$$\bar{\Delta} = (1 - \bar{\delta}) \mathbf{I}_K \quad (\text{A}\cdot 13)$$

であり, $\tilde{\mathbf{b}}$ はソフトシンボルであるが, 式 (17) とは異なり, 検出したい $b(k)$ に対応する要素を 0 にせず, 次式で与える.

$$\tilde{\mathbf{b}} = [\hat{b}(0), \hat{b}(1), \dots, \hat{b}(K-1)]^T \quad (\text{A}\cdot 14)$$

また, $\tilde{\mathbf{y}}$ はソフトキャンセレーション後の受信信号を意味しており,

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - \mathbf{H}^c \tilde{\mathbf{b}} \quad (\text{A}\cdot 15)$$

である. ここで注意すべき点は, 式 (A.15) は干渉成分のみならず, すべての信号成分をキャンセルする働きを担っている点である. しかし, 式 (A.10) における $\gamma \tilde{\mathbf{b}}$ の項が検出すべき信号を再生成する役割を担っているため, 信号検出が可能となっている. 式 (A.10) は逆行列補助定理を適用した後の式となっているため, 2. で述べた時間領域 SC-MMSE と式展開が異なるように見えるが, 本質的には同じであることに注意されたい. なお, この式の導出及び MIMO システムへの拡張に関する詳細は [13] を参照されたい.

フィルタ出力 $z(k)$ のガウスチャネル出力近似における, 等価利得 $\mu(k)$ 及び分散 $\nu^2(k)$ は, 式 (29) と式 (30) に基づき, それぞれ次式で与えられる.

$$\mu = (1 + \gamma \bar{\delta})^{-1} \gamma \quad (\text{A}\cdot 16)$$

$$\nu^2 = \mu^2 (\bar{\delta} + \gamma) - \mu^2 = \mu - \mu^2 \quad (\text{A}\cdot 17)$$

上式のポイントは, インデックス k に依存せずブロック内で一定の値をとるため, ブロックを通して共通のガウス近似が適用できる点である. 結果として, 相互情報量が J-Function に基づき容易に算出可能となる.

(平成 18 年 4 月 27 日受付, 7 月 10 日再受付)



松本 正 (正員)

1978 慶大・工・電気卒, 1980 同大大学院修士課程了, NTT (当時電電公社) 電気通信研究所にて移動通信技術の研究に従事. 1991 工博 (慶應義塾大学), 1991 に NTT DoCoMo へ転進, 1994 より 1996 まで NTT アメリカネクステルプロジェクトのため米, 1996 より 2002 まで NTT DoCoMo ワイヤレス研究所主幹研究員, 無線信号処理研究室長など. 2002 年 3 月よりフィンランドオウル大学無線通信研究所 (CWC) 教授, 2006 年 1 月より, ドイツ MERCATOR 訪問教授プログラムにより招聘, 1 年間の予定でドイツイルメナウ工科大学に滞在中. 広帯域移動通信のための信号伝送技術, 信号処理技術, 符号化技術, 及びそれらの情報理論的解析に基づく設計指針の開発に従事. 1992 DoCoMo 社長表彰. “A New Error Control Scheme for Japanese TDMA digital cellular mobile communications system”, 2000 IEEE Vehicular Technology Society Outstanding Service Award 受賞, 2002 Nokia Foundation Visiting Fellow Scholarship Award 受賞, 2006 IEEE Japan Council Award for Meritorious Contributions to Society 受賞, 2006 IEEE Vehicular Technology Society James R. Evans Avant Garde Award 受賞. IEEE シニアメンバ.



衣斐 信介 (学生員)

平 14 鈴鹿高専・専攻科卒. 平 16 阪大大学院博士前期課程了. 現在, 同大学院博士後期課程在学中. デジタル移動通信方式, 信号処理技術, 符号化技術, 情報理論の研究に従事. 平 17 Centre for Wireless Communications, University of Oulu, Finland 客員研究員. IEEE 学生員.