

# ジョイント THP/送信 FDE における LLL-アルゴリズムの適用効果

武田 一樹<sup>†</sup> 留場 宏道<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†‡</sup> 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: <sup>†</sup> {kazuki, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 厳しい周波数選択性環境下では大きな符号間干渉(ISI)が発生するため、シングルキャリア(SC)伝送の平均ビット誤り率(BER)特性は著しく劣化してしまう。筆者らはこれまで、Tomlinson-Harashima precoding(THP)を用いることで周波数領域等化(FDE)で抑圧しきれない ISI を抑圧し、特に 16QAM や 64QAM などの高レベル多値変調を用いたときの BER 特性を改善できるジョイント THP/送信(または受信)FDE を提案してきた。しかしこれまでの提案では、高速フーリエ変換(FFT)ブロックの末端で品質の悪いシンボルが発生するため、ダミーシンボルが不可欠であった。このようなダミーシンボルを用いる方法は、伝送品質改善には有効であるものの、伝送レートを劣化させてしまう。本稿では、ダミーシンボルを挿入する代わりに LLL-アルゴリズムをジョイント THP/送信 FDE に適用することを提案し、BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード シングルキャリア, 送信等化, THP, LLL-アルゴリズム

## Application of LLL-algorithm for joint THP/pre-FDE

Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†‡</sup> Dept. of Electrical and Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

<sup>†‡</sup> 6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

E-mail: <sup>†</sup> {kazuki, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Average bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) transmission significantly degrades due to the strong inter-symbol interference (ISI) in a severe frequency-selective fading channel. In a previous paper, we proposed a joint THP/pre-FDE to improve the BER performance of SC transmission with 16QAM or 64QAM. However, in joint THP/pre-FDE, since the BER at the end of the signal block degrades, the dummy symbols are inserted to avoid the BER degradation. However, the use of dummy symbols degrades the transmission efficiency. In this paper, we apply LLL-algorithm to joint THP/pre-FDE instead of the insertion of dummy symbols and evaluate the BER performance by computer simulation.

**Keyword** Single-carrier, pre-equalization, THP, LLL-algorithm

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、高速かつ高品質な大容量データ通信サービスの実現が望まれている。高速無線チャネルは、遅延時間の異なる多数の伝搬路(パス)により構成される周波数選択性フェージングチャネルであるため、シングルキャリア(SC)伝送では符号間干渉(ISI)により伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最近、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いることで SC 伝送の平均ビット誤り率(BER)特性が大幅に改善されることが示されている[2, 3]。しかしながら、MMSE-FDE では残留 ISI が発生してしまう[4]。さらに、高速伝送を達成するために 16QAM や 64QAM が用いられるが、このような場合、残留 ISI により BER 特性はその理論的下界から大きく劣化してしまう。

最近、干渉抑圧技術として Tomlinson-Harashima precoding(THP)[5, 6]が注目されている。筆者らはこれまで文献[7, 8]において、FDE 後の残留 ISI を抑圧する

ジョイント THP/受信 FDE を提案した。ジョイント THP/受信 FDE では、理想チャネル推定環境下では周波数ダイバーシチ利得を得つつ残留 ISI の完全抑圧が可能であるため、特に高レベル多値変調を用いた場合に優れた BER 特性が得られる。

しかし、ジョイント THP/受信 FDE では、送受信機双方においてチャネル情報を必要とする。このため、送受信機でチャネル情報を得るためのチャネル推定が必要である。そこで、受信機におけるチャネル推定および等化信号処理を不要とし、ジョイント THP/受信 FDE と同等の BER 特性を得ることができるジョイント THP/送信 FDE を提案した[9]。ジョイント THP/送信 FDE では、これまで受信機で行うものとしていた FDE を含め、チャネル等化処理をすべて送信機で行うことができるため、チャネル推定法の簡素化および移動局受信機の小型低消費電力化を実現可能である。

ところで、ジョイント THP/受信(または送信)FDE では、FDE 後の等価チャネル行列に対して QR 分解(また

はLQ分解[10]を適用して得られる上三角行列  $\mathbf{R}$ (または下三角行列  $\mathbf{L}$ )の対角要素が信号成分の利得となる。文献[7-9]において指摘してきたように、QR分解(またはLQ分解)の対象である等価チャネル行列は巡回行列で与えられるため、上三角行列  $\mathbf{R}$ (または下三角行列  $\mathbf{L}$ )の対角要素には、右下成分の大きさが落ち込む場合が発生する。ジョイント THP/受信 FDE では、落ち込んだ対角要素を利得とする信号の BER が劣化するため、平均 BER 特性が劣化してしまう。また、ジョイント THP/送信 FDE では、高速送信電力制御(TPC)と同様にしてブロック全体で受信電力が一定になるように各シンボルに電力を割り振るため、対角要素が落ち込むとブロック全体の平均受信電力が小さくなってしまう。そこで文献[7]-[9]では、高速フーリエ変換(FFT)ブロックの末尾数シンボルを伝送に用いない(つまりこの位置はダミーシンボルとしておく)ことで、平均 BER 特性の劣化を回避していた。しかし、ダミーシンボルを用いると、従来方式と比べて伝送レートを低下させてしまうという問題がある。

最近、このような行列  $\mathbf{R}$ (または  $\mathbf{L}$ )の右下対角要素の落ち込みを防ぐことを目的とし、LLL-アルゴリズムを用いた格子基底縮小(Lattice reduction)[11]-[12]の適用が検討され始めている。例えば文献[13]-[14]では、MIMO 多重伝送においてチャネル行列に QR 分解を適用し逐次干渉キャンセラを行う際、 $\mathbf{R}$ (または  $\mathbf{L}$ )の右下対角要素の落ち込みによる BER の劣化が発生することを指摘し、LLL-アルゴリズムを適用することで  $\mathbf{R}$ (または  $\mathbf{L}$ )の右下対角要素の落ち込みを抑圧できることを明らかにしている。

そこで本報告では、ジョイント THP/送信 FDE を対象とし、LLL-アルゴリズムの適用によりダミーシンボルを不要とできることを明らかにする。

本論文は以下のような構成である。第2章では、ジョイント THP/送信 FDE で生じる問題点について示す。第3章では、LLL-アルゴリズムの原理を示し、第4章ではジョイント THP/送信 FDE におけるLLL-アルゴリズムの適用法を示す。第5章ではBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。第6章はむすびである。

## 2. ジョイント THP/送信 FDE で生じる問題点

本論文では、ジョイント THP/送信 FDE を対象として議論を進める。本節ではジョイント THP/送信 FDE で生じる問題点を示すが、ジョイント THP/受信 FDE でも同様の問題が生じることは文献[7]において指摘した。

送信 FDE とチャネルを併せた線形フィルタを等価チャネルと定義する。なお、伝搬路は  $L$  個の独立なパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルとする。チャネルのインパルス応答は次式で与えられる。

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

ただし、 $h_l$ ,  $\tau_l$  はそれぞれ第  $l$  パスの複素パス利得と遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$  としている。ジョイント THP/送信 FDE では、送信 FDE と伝搬路を1つの線形フィルタとしてみなし、そこで生じる ISI 成分を THP により抑圧する。送信 FDE に入力される  $N_c$  個の時間領域信号系列  $\{y(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を  $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N_c-1)]^T$ 、受信信号系列  $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を  $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$  で表したとき、受信信号系列は次式のようにベクトル表現を用いて表せる。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{y} + \mathbf{n} \quad (2)$$

ここで、 $E_s$  および  $T_s$  はそれぞれシンボルエネルギーおよびシンボル長であり、 $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の加法性ガウス雑音(AWGN)である。 $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度である。 $\hat{\mathbf{h}}$  は  $(N_c \times N_c)$  の等価チャネル行列であり、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_{N_c-2} & \cdots & \hat{h}_1 \\ \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} \\ \vdots & \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 \\ \hat{h}_{N_c-2} & \vdots & \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} \\ \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_{N_c-2} & \vdots & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

上式における  $\{\hat{h}_l; l=0 \sim N_c-1\}$  は等価チャネルのインパルス応答であり、次式で与えられる。

$$\hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} w(k) H(k) \exp\left(j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (4)$$

ただし  $w(k)$  および  $H(k)$  はそれぞれ送信 FDE 重みとチャネル利得であり、 $H(k)$  は次式で表せる。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (5)$$

式(2)および式(3)より、等価チャネルで生じる ISI は、等価チャネル行列  $\hat{\mathbf{h}}$  が対角行列とならないために生じていることがわかる。

ジョイント THP/送信 FDE では、 $\hat{\mathbf{h}}$  に LQ 分解[10]を適用し、次式のように  $\hat{\mathbf{h}}$  を下三角行列  $\mathbf{L}$  と直交ユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  の積に分解する。

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{L}\mathbf{Q} \quad (6)$$

THPではフィードバック回路を用いて下三角行列  $\mathbf{L}$  が対角行列でないために生じる ISI を除去する。THP のフィードバックループ内には Modulo 演算回路があり、逐次的に信号に Modulo 演算を施すことで信号の実部および虚部を  $[-M, M)$  に制限する。その後行列  $\mathbf{Q}^H((\cdot)^H$  はエルミート転置を表す) を乗算し、信号ベクトル  $\mathbf{y}$  を生成することで、等価チャネルで生じる ISI の完全抑圧が可能となる。信号ベクトル  $\mathbf{y}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、送信 FDE 重みを乗算した後、 $N_c$  ポイント逆 FFT(IFFT)により時間系列に変換し、ガードインターバル(GI)を挿入した後送信する。このようにしてジョイント THP/送信 FDE を適用した場合、GI 除去後の受信信号ベクトルは次式のように表せる [9]。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{C}(\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (7)$$

ここで  $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$  はデータシンボルベクトルを、 $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t = [2\mathbf{M}\mathbf{z}_t(0), \dots, 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t(N_c-1)]^T$  は Modulo 演算を表す。 $\mathbf{z}_t$  は実部および虚部がそれぞれ整数であるようなベクトルである。 $\mathbf{C}$  は、一定の平均送信電力条件下において、ブロック内の全シンボルが同じ平均受信電力を有するようにするための電力正規化定数であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{t=0}^{N_c-1} (1/|\mathbf{L}_{t,t}|^2)}} \quad (8)$$

ただし、 $\mathbf{A}_{i,j}$  は行列  $\mathbf{A}$  の第  $(i, j)$  要素を表す。以上のように、ジョイント THP/送信 FDE の伝送品質は送信電力と行列  $\mathbf{L}$  の対角要素の大きさのみに依存する [9]。

ところで、LQ 分解は Gram-Schmidt の直交化法を直接適用する行列直交化アルゴリズムである。 $\hat{\mathbf{h}}$  および  $\mathbf{Q}$  の第  $i$  列ベクトルをそれぞれ  $\hat{\mathbf{h}}_i$  および  $\mathbf{Q}_i$  としたとき、行列  $\mathbf{L}$  の各要素と  $\mathbf{Q}$  の第  $i$  列ベクトル  $\mathbf{Q}_i$  はそれぞれ次式のように表せる。

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{i,i} = \left\| \hat{\mathbf{h}}_i - \sum_{j=0}^{i-1} (\mathbf{Q}_j^H \hat{\mathbf{h}}_i) \mathbf{Q}_j \right\| \\ \mathbf{L}_{i,j} = (\mathbf{Q}_j^H \hat{\mathbf{h}}_i), \quad j \neq i \\ \mathbf{Q}_i = \frac{1}{\mathbf{L}_{i,i}} \left\{ \hat{\mathbf{h}}_i - \sum_{j=0}^{i-1} (\mathbf{Q}_j^H \hat{\mathbf{h}}_i) \mathbf{Q}_j \right\} \end{cases} \quad (9)$$

上式より、 $\mathbf{L}$  の第  $i$  番目の対角要素  $\mathbf{L}_{i,i} (i=0 \sim N_c-1)$  は、ベクトル  $\hat{\mathbf{h}}_i$  に対する  $\mathbf{Q}_j (j=0 \sim i-1)$  の直交性が大きく影響することがわかる。 $\hat{\mathbf{h}}_i$  と  $\mathbf{Q}_j (j=0 \sim i-1)$  が 1 次独立の関係であれば  $\mathbf{L}_{i,i}$  は最大となり、逆に 1 次従属の関係であれば  $\mathbf{L}_{i,i}$  は小さくなる。また、式(9)を再帰的に用い

ることで、 $\mathbf{Q}_j$  はベクトル  $\{\hat{\mathbf{h}}_k; k=0 \sim j-1\}$  の 1 次結合であることがわかる。したがって、式(3)で与えられる等価チャネル行列  $\hat{\mathbf{h}}$  の列ベクトル同士の直交性が  $\mathbf{L}$  の対角要素の大きさを決定すると言える。 $\mathbf{L}$  の対角要素は、 $\hat{\mathbf{h}}$  の対象とするベクトルと、その左側にある全ての列ベクトルとの相関に依存する。

一方、 $\hat{\mathbf{h}}$  は等価チャネルのインパルス応答行列であることから、各列ベクトルは左右に隣り合う列ベクトルとの相関を有する(十分離れた列ベクトルは無相関である)。ところが巡回行列であることから、左端の列ベクトルと右端の列ベクトルも相関を有する。したがって、行列  $\mathbf{L}$  の中央付近の対角要素は、対応する  $\hat{\mathbf{h}}$  の列ベクトルとその左側数個の列ベクトルの直交性にほとんど依存するのに対し、 $\mathbf{L}$  の右下対角要素は対応する列ベクトルとすぐ左側の列ベクトルのみでなく、行列全体の左端の列ベクトルとの直交性にも大きく依存する。以上のことから、 $\mathbf{L}$  の右下対角要素は、他と比べて小さくなりやすい。このため式(8)のように送信電力を正規化しているとき、FFT ブロックの最後尾で伝送されるシンボルがあると、全体の受信電力が低下することとなり伝送品質の劣化を招く。

このような伝送品質の劣化を抑えるため、LLL-アルゴリズムを導入する。次章では、LLL-アルゴリズムの概要を説明する。

### 3. LLL-アルゴリズム

LLL-アルゴリズムは、与えられた行列  $\mathbf{B}$  を新たな行列  $\mathbf{B}'$  へと変換し、変換後の基底  $\mathbf{B}'$  の QR 分解後の上三角行列  $\mathbf{R}'$  が次式を満たすようにするアルゴリズムである [11]-[14]。

$$|\mathbf{R}'_{l,k}| \leq \frac{1}{2} |\mathbf{R}'_{l,l}|, \quad 0 \leq l < k < N_c - 1 \quad (10)$$

$$\delta |\mathbf{R}'_{k-1,k-1}|^2 \leq |\mathbf{R}'_{k,k}|^2 + |\mathbf{R}'_{k-1,k}|^2, \quad \frac{1}{4} < \delta \leq 1 \quad (11)$$

$\mathbf{R}'$  の対角以外の要素の大きさは式(10)および(11)を満たすように小さな値を取る。また、 $\mathbf{R}$  に比べて  $\mathbf{R}'$  は対角要素が小さくにくい性質を有する。式(11)の  $\delta$  はパラメータであり、 $\delta$  が 1 に近づくにつれて条件が厳しくなり、より  $\mathbf{R}'$  の対角要素の落ち込みを減らすことができるが、本アルゴリズムが必要とする計算時間が大幅に増加する。

ところで、与えられた  $(N_c \times N_c)$  の行列  $\mathbf{B}$  の格子 (Lattice) を次式で定義する。

$$\mathbf{L}(\mathbf{B}) = \sum_{i=0}^{N_c-1} a_i \mathbf{b}_i, \quad \forall a_i \in \mathbf{Z} \quad (12)$$

ただし、

$$\begin{cases} \mathbf{B}=[\mathbf{b}_0, \dots, \mathbf{b}_{N_c-1}] \\ \mathbf{b}_i=[b_{0,i}, \dots, b_{N_c-1,i}]^T \end{cases} \quad (13)$$

である．このとき，LLL-アルゴリズム適用前の行列  $\mathbf{B}$  と適用後の行列  $\mathbf{B}'$  には， $L(\mathbf{B})=L(\mathbf{B}')$  の関係が成り立つ．このとき  $\mathbf{B}$  と  $\mathbf{B}'$  は，ある  $(N_c \times N_c)$  の行列  $\mathbf{T}$  を用いて次式で結ばれる[14]．

$$\mathbf{B}'=\mathbf{B}\mathbf{T} \quad (14)$$

ただし， $\mathbf{T}$  は実部および虚部がそれぞれ整数であるような行列であり，次のような特徴を有する．

$$\begin{cases} \{\text{Re}[\mathbf{T}_{i,j}], \text{Im}[\mathbf{T}_{i,j}]\} \in \mathbf{Z}, \quad |\det(\mathbf{T})|=1 \\ 0 \leq i \leq N_c-1, \quad 0 \leq j \leq N_c-1 \end{cases} \quad (15)$$

$\mathbf{B}=\mathbf{Q}\mathbf{R}$ ， $\mathbf{B}'=\mathbf{Q}'\mathbf{R}'$  として，LLL-アルゴリズムのフローチャートを表 1 に示す．

表 1 LLL-アルゴリズム[11]-[14]

<p>初期化</p> $\begin{aligned} \mathbf{Q}' &= \mathbf{Q} \\ \mathbf{R}' &= \mathbf{R} \\ \mathbf{T} &= \mathbf{I} \end{aligned}$
<p><math>k=1</math> として実行</p> <p><math>l=k-1, \dots, 0</math> について，</p> $\{\text{Re}[\mu], \text{Im}[\mu]\} = \left\{ \text{Re} \left[ \frac{\mathbf{R}'_{l,k}}{\mathbf{R}'_{l,l}}, \text{Im} \left[ \frac{\mathbf{R}'_{l,k}}{\mathbf{R}'_{l,l}} \right] \right\}$ <p>にもっとも近い整数  <math>\mathbf{R}'_{l,k}</math> を <math>(\mathbf{R}'_{l,k} - \mu \mathbf{R}'_{l,l})</math> に置き換え  <math>\mathbf{T}_k</math> を <math>(\mathbf{T}_k - \mu \mathbf{T}_l)</math> に置き換え</p> <p>式(10)が満たされていれば，<math>k=k+1</math>  式(10)が満たされていないならば，以下を実行：</p> <p><math>\mathbf{R}'</math> と <math>\mathbf{T}'</math> の第 <math>k-1</math> 列と <math>k</math> 列を入れ替え</p> $\begin{bmatrix} \mathbf{R}'_{k-1,k-1} & \dots & \mathbf{R}'_{k-1,N_c-1} \\ \mathbf{R}'_{k,k-1} & \dots & \mathbf{R}'_{k,N_c-1} \end{bmatrix} = \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{R}'_{k-1,k-1} & \dots & \mathbf{R}'_{k-1,N_c-1} \\ \mathbf{R}'_{k,k-1} & \dots & \mathbf{R}'_{k,N_c-1} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \mathbf{Q}'_{0,k-1} & \mathbf{Q}'_{0,k} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{Q}'_{N_c-1,k-1} & \mathbf{Q}'_{N_c-1,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}'_{0,k-1} & \mathbf{Q}'_{0,k} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{Q}'_{N_c-1,k-1} & \mathbf{Q}'_{N_c-1,k} \end{bmatrix} \mathbf{W}$ <p><math>k=\max(k-1, 1)</math>  ただし，<math>\mathbf{W}</math> は <math>(2 \times 2)</math> のギブンス回転因子であり，複素行列の場合には次式で与えられる．</p> $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta^* \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix}$ $\alpha = \frac{\sqrt{ \mathbf{R}'_{k-1,k-1} ^2}}{\sqrt{ \mathbf{R}'_{k-1,k-1} ^2 +  \mathbf{R}'_{k,k-1} ^2}}$ $\beta = \alpha \frac{\mathbf{R}'_{k,k-1}}{\mathbf{R}'_{k-1,k-1}}$

## 4. ジョイント THP/送信 FDE への LLL-アルゴリズムの適用

### 4.1. 等価チャネル行列への LLL-アルゴリズムの適用

LLL-アルゴリズムを用いて等価チャネル行列を変形し，LQ 分解後の下三角行列の右下対角要素が落ち込まないようにすることを考える．第 3 章における行列  $\mathbf{B}$  を  $\hat{\mathbf{h}}^H$  に置き換え， $\hat{\mathbf{h}}^H$  に対して LLL-アルゴリズムを適用することで，式(11)と同様に次式が得られる．

ここで， $\hat{\mathbf{h}}$  ではなく  $\hat{\mathbf{h}}^H$  に対して LLL アルゴリズムを適用するのは，ジョイント THP/送信 FDE では QR 分解ではなく LQ 分解を用いるためである．

$$\hat{\mathbf{h}}'^H = \mathbf{Q}'\mathbf{R}' = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{T} = \hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{T} \quad (16)$$

上式両辺のエルミート転置を取ることによって，次式を得る．

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{R}'^H \mathbf{Q}'^H = \mathbf{T}^H \mathbf{R}^H \mathbf{Q}^H = \mathbf{T}^H \hat{\mathbf{h}} \quad (17)$$

さらに，上式の  $\mathbf{R}'^H$ ， $\mathbf{Q}'^H$ ， $\mathbf{T}^H$ ， $\mathbf{R}^H$ ， $\mathbf{Q}^H$  をそれぞれ  $\mathbf{L}'$ ， $\mathbf{Q}'$ ， $\mathbf{T}$ ， $\mathbf{L}$ ， $\mathbf{Q}$  と置き換えることで，次式を得る．

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{L}'\mathbf{Q}' = \mathbf{T}\mathbf{L}\mathbf{Q} = \hat{\mathbf{T}}\mathbf{h} \quad (18)$$

一方，式(18)より式(2)は次のように書き換えられる．

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}\mathbf{y} + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{T}^{-1} \hat{\mathbf{T}}\mathbf{h}\mathbf{y} + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L}'\mathbf{Q}'\mathbf{y} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (19)$$

そこで，これまで提案してきたジョイント THP/送信 FDE と同様に，伝送品質が送信電力と行列  $\mathbf{L}'$  の対角要素の大きさのみに依存するように THP を適用することを考える．ただし従来の提案方式とは異なり，等価チャネル行列が 3 つの行列の積として表されているため， $\mathbf{T}^{-1}$  を打ち消すような信号処理が送信側で増えることになる．次節では，実際に送信側で行う信号処理とその際の受信信号を示す．

### 4.2. LLL-アルゴリズムを用いるジョイント THP/送信 FDE

一般に，行列の積演算には交換法則が成り立たないため，式(19)で示されている 3 つの行列を打ち消すためには，送信側で  $\mathbf{T}^{-1}$ ， $\mathbf{L}'$ ， $\mathbf{Q}'$  の順に信号処理をしていかなければならない．初めに  $\mathbf{T}^{-1}$  を打ち消すため，次式のようにデータシンボルベクトルに対して  $\mathbf{T}$  を乗算する．

$$\mathbf{s}' = \mathbf{T}\mathbf{s} \quad (20)$$

その後 THP を適用する．THP 出力ベクトル  $\mathbf{x}$  は次式の

ように表せる.

$$\mathbf{x} = \text{diag}^{-1}(\mathbf{L}')(\mathbf{s}' - (\mathbf{L}' - \text{diag}(\mathbf{L}'))\mathbf{x} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) \quad (21)$$

式(21)のベクトル  $\mathbf{x}$  は, 次式のように書きなおせる.

$$\mathbf{x} = \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{s}' + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) \quad (22)$$

$\mathbf{x}$  に対し  $\mathbf{Q}^H$  を乗算することで, 送信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  を得る. このとき従来の提案法と同様に, 一定の平均送信電力条件下においてブロック内の受信電力の変動をなくすため, 電力正規化項  $C'$  を乗算する.

$$\mathbf{y} = C' \mathbf{Q}^H \mathbf{x} \quad (23)$$

$$C' = \frac{1}{\sqrt{\sum_{t=0}^{N_c-1} (1/|\mathbf{L}'_{t,t}|^2)}}$$

式(20), (22), (23)を順次代入することで, 式(19)で与えられる受信信号ベクトルを次式のように変形できる.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} C' (\mathbf{s} + \mathbf{T}^{-1} 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (24)$$

ここで,  $\mathbf{T}$  が各要素の実部および虚部がそれぞれ整数であり,  $|\det(\mathbf{T})|=1$  を満たす行列であることから,  $\mathbf{T}^{-1}$  も各要素の実部および虚部がそれぞれ整数である行列である[13]. したがって,  $\mathbf{T}^{-1} 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$  を新たに  $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$  と置き換えることができ, これにより次式を得る.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} C' (\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (25)$$

受信側ではこれまでの提案と全く変わらず, 平均受信電力の測定と Modulo 演算の適用のみが必要となるだけである. 受信側における軟判定データシンボルベクトルは次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{s}} = \left[ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} C' \right]^{-1} \mathbf{r} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t \quad (26)$$

$$= \mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t + \left[ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} C' \right]^{-1} \mathbf{n}$$

従来の提案方式との違いは, 電力正規化定数  $C'$  のみである. LLL アルゴリズムの適用により  $\mathbf{L}'$  の対角要素が落ち込まなくなっているならば, FFT ブロック末端を伝送に用いても  $C'$  の低下は起こりにくく, 伝送品質の劣化は招かない.

以上のように, 従来の提案との違いは単純に送信側におけるシンボルベクトル  $\mathbf{s}$  に対する  $\mathbf{T}$  の乗算のみである. LLL アルゴリズムを用いることで送信側の演算量は増加するものの, 受信側に対しては一切のデメリットが発生しない. また従来, データシンボルに対して THP を適用する前に信号処理を行ってしまうと,

THP 内部での Modulo 演算が使えなくなってしまうという問題があった. Modulo 演算器では, 信号点領域で信号に対して Modulo 演算を適用し, 送信信号振幅の抑圧を行う. このとき Modulo 演算器入力時点でデータシンボル配置が崩れていると, Modulo 演算を適用することで信号を壊してしまうことになる. したがってこの場合には Modulo 演算のサイズ  $M$  を拡大しなければならないが, この場合には送信電力が増加するため, 特性改善効果は小さくなる. また, 最適な  $M$  の値も変わってきてしまう. しかしながら, 本提案方式では, データシンボル  $\mathbf{s}$  に対して  $\mathbf{T}$  を乗算しても, Modulo 演算を含むこれまでのジョイント THP/送信 FDE の信号処理が変わる事はない. これは,  $\mathbf{T}^{-1}$  および  $\mathbf{z}_t$  の各要素がいずれもそれぞれ実部および虚部がそれぞれ整数であるような行列およびベクトルだからである. したがって,  $\mathbf{T}^{-1} 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$  を  $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$  と置き換えられる. このように, 従来と同様に Modulo 演算を用いて信号振幅の抑圧を行うことが可能であるから, 瞬時対平均送信電力比(PAPR)は以前提案したジョイント THP/送信 FDE と同等になる.

## 5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより, LLL-アルゴリズムの適用効果を調べる. 伝搬路は  $L=16$  パスの等電力ブロックレイリーフェージングチャンネルとし, チャンネル推定は理想とした. また, FFT ブロックサイズは  $N_c=64$  で, GI 長は  $N_g=16$  とした.

はじめに, LLL-アルゴリズムにより FFT ブロック末端の信号利得の振幅の落ち込みがどれほど改善されているかを示すため,  $|\mathbf{L}'_{k,k}|$  の累積分布を図 1 に示す. また, 比較のため, LLL アルゴリズムを適用しない従来のジョイント THP/送信 FDE で得られる  $|\mathbf{L}_{k,k}|$  もプロットした. 図 1 より, 従来の  $\mathbf{L}$  の対角要素は落ち込みが発生するため, 累積分布が左に偏っていることが確認できる. 一方で, LLL-アルゴリズムを適用して得られた  $\mathbf{L}'$  では  $\mathbf{L}$  と比較して対角要素の落ち込みの頻度が減少していることが確認できる. これは, LLL-アルゴリズムでは式(10)および(11)を満たしているからである. また, LLL-アルゴリズムのパラメータ  $\delta$  を大きくすることで,  $|\mathbf{L}'_{k,k}|$  の落ち込み頻度をより少なくできる.

図 2 に, 実際に LLL-アルゴリズムを適用した場合の 16QAM 変調方式におけるジョイント THP/送信 FDE の平均 BER 特性を示す. 横軸は  $E_b/N_0 (=0.25E_s/N_0(1+N_g/N_c))$  である. 比較のため, ダミーシンボルを挿入しない従来方式と, 16 サンプル分のダミーを挿入した従来方式の BER 特性も併せて示す. 従来方式ではダミーシンボルを挿入しなければ平均受信電力が大きく低下する場合が生じるため, 平均 BER 特性は劣化してしまう. また, FFT ブロック末端にダミーシンボルを挿入しておけば, 電力低下がなくなるため BER 特性は改善するが, 伝送レートが低下してしまう. 一方, LLL-アルゴリズムを適用した場合には,  $\mathbf{L}'$  の対角要素の落ち込みを抑圧することで, 平均受信電力低下を抑圧でき, BER 特性が改善する. 図 2 より, いずれの  $\delta$  においてもダミーシンボルを挿入した場合とほぼ同等まで BER 特性を改善できていることが分かる.

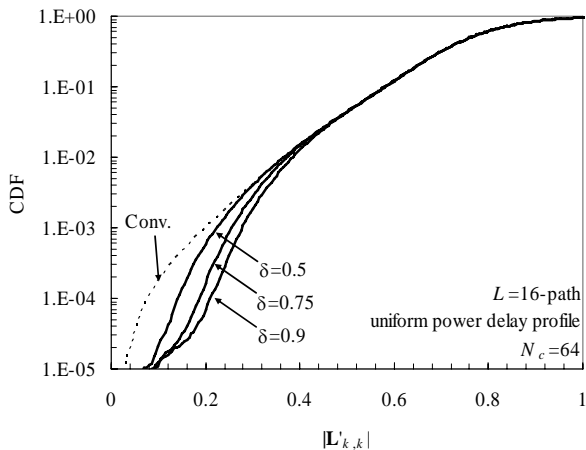


図1  $|L'_{k,k}|$ の累積分布

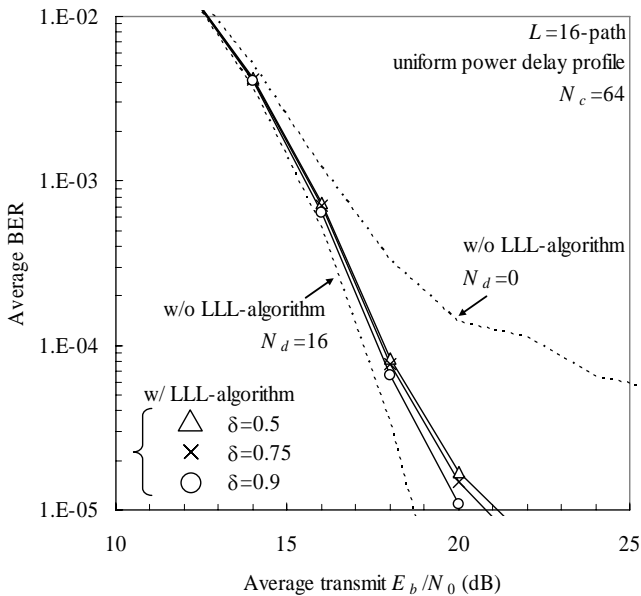


図2 16QAMのBER特性

## 6. むすび

本稿では、ジョイント THP/送信 FDE における LLL-アルゴリズムの適用効果を明らかにした。等価チャネルの LQ 分解後の  $L$  の対角要素が落ち込むのを防ぐため、LLL アルゴリズムを導入することで、実際に対角要素が落ち込む頻度を減少できることを示した。また、従来のダミーシンボル挿入時とほぼ同等の平均 BER 特性が得られることを計算機シミュレーションにより明らかにした。ダミーシンボルを挿入する従来方式と違い、LLL-アルゴリズムを適用すれば、ジョイント THP/送信 FDE へのダミーシンボルの挿入を不要にできる。つまり、従来方式より伝送効率が向上する。そこで今後、ハイブリッド ARQ(HARQ)を適用した場合について、スループット特性を明らかにする予定である。

## 文 献

[1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.

[2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, 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.

[3] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.

[4] K. Takeda and F. Adachi, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.

[5] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," *Electronics Letters*, Vol. 7, No. 5/6, pp. 138-139, Mar. 1971.

[6] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 20, No. 4, pp. 774-780, Aug. 1972.

[7] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Single-carrier transmission with joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization," *The 3rd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS)*, pp. 262-266, Daejeon, Korea, Aug. 2006.

[8] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "BER performance analysis of joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization," *IEEE wireless communications and networking conference (WCNC)*, Hong Kong, Mar. 2007.

[9] 武田一樹, 留場宏道, 安達文幸, "シングルキャリア伝送におけるジョイント THP/送信 FDE," *信学技報*, RCS2007-75, pp. 129-134, 2007年8月

[10] Gene. H. Golub, and Charles F. Van Loan, *Matrix computations*, 2nd ed., The Johns Hopkins University Press, 1989.

[11] A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, Jr., and L. Lovasz, "Factoring polynomials with rational coefficients," *Math. Ann.*, Vol. 261, pp. 515-534, 1982.

[12] C. P. Schnoor and M. Euchner, "Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems," *Mathematical Programming*, Vol. 66, pp. 181-191, 1994.

[13] D. J. Lee, M. H. Park, and Y. S. Byun, "Near-Maximum Likelihood Detection of MIMO Systems Using Error Detection Scheme Based Lattice Reduction," *The 12th Asia-pacific conference on communications (APCC)*, pp. 1-5, Busan, Korea, Aug. 2006.

[14] D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. D. Kammeyer, "MMSE-based lattice-reduction for near-ML detection of MIMO systems," *ITG workshop on smart antennas*, pp. 106-113, Mar. 2004.