

演算量削減型最尤ブロック検出を用いるシングルキャリア伝送 におけるブロック内適応ビットローディングの検討

山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

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

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

あらまし 本稿では、QR分解とMアルゴリズムを利用した演算量削減型最尤ブロック検出(QRM-MLBD)を用いるシングルキャリア(SC)伝送に適した適応送信法を提案する。QRM-MLBDは、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)に比べてSC伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる。しかしながら、十分な特性改善効果を得るためには、Mアルゴリズムにおける生き残りパス数 M の値を非常に大きくする必要があり、その結果、演算量が膨大となる。一方、 M の値を小さくすると、Mアルゴリズムの初期ステージで正しいパスを削除してしまう確率が増加するため、BER特性が劣化する。本稿では、この問題を解決する手法として、SC送信ブロック内適応ビットローディングを導入している。QRM-MLBDでは、Mアルゴリズムの初期のステージでは信号電力が十分に得られないため、初期ステージに対応するシンボルに割り当てるビット数を少なくする(低多値変調を割り当てる)ことで、誤って正しいパスを削除してしまう確率を低減できる。計算機シミュレーションにより、QRM-MLBDを用いる適応ビットローディングを導入したSC伝送のBER特性を明らかにし、生き残りパス数が限られた場合に従来のブロック伝送の場合に比べてBER特性を改善できることを示す。

キーワード シングルキャリア, ビットローディング, QR分解, Mアルゴリズム, 最尤検出

A Study of Adaptive Bit Loading for Single-carrier Transmission Using Reduced Complexity Maximum-Likelihood Block Detection

Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

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

Abstract In this paper, we propose an adaptive single-carrier (SC) transmission suitable for near maximum likelihood (ML) block detection using QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLBD). QRM-MLBD can significantly improve the bit error rate (BER) performance of SC block transmission compared to the frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion. However, in order to achieve a sufficiently improved performance, the use of a fairly large number M of surviving paths in the M-algorithm is required and hence its computational complexity is still very high. If smaller M is used, the BER performance degrades because the probability of removing the correct path at early stages increases. In this paper, to remedy the above problem, we propose an unequal bit loading in an SC transmission block. In QRM-MLBD, the received signal power available at early stages in the M-algorithm (i.e. symbols near the end of block) becomes low. By noting this fact, less number of bits (i.e., lower modulation level) is loaded on symbols close to the end of block. We show that the unequal bit loading for SC block transmission using QRM-MLBD can improve the BER performance compared to the conventional QRM-MLBD for smaller number M of surviving paths in the M-algorithm.

Keyword Single-carrier, bit loading, QR decomposition, M-algorithm, maximum likelihood detection

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から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、厳しい符号間干渉(ISI)が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果が得られるので周波数選択性チャネルにおけるSC伝送の伝送特性を少ない演

算量で改善できる[2-4]。しかしながら、MMSE-FDEでは等化後に残留符号間干渉が発生するため伝送特性が劣化してしまい、特性改善効果には限界がある[5]。最近、SC伝送にQR分解とMアルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック検出(QRM-MLBD)を用いれば、最尤検出(MLD)に比べて演算量を大幅に削減しつつ、MMSE-FDEに比べてSC伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることが示されている[6, 7]。しかしながら、十分な特性改善効果を得るためには、Mアルゴリズムにおける生き残りパス数 M の値を非常に大き

くする必要があり、その演算量は依然として大きい。

QR-M-MLBDでは、周波数領域のチャネルと離散フーリエ変換(DFT)との連結を1つの等価チャネルとみなした等価チャネル行列にQR分解を適用する。Mアルゴリズムの各ステージにおける信号電力は等価チャネルのQR分解で得られる上三角行列の要素に依存する。しかしながら、SC伝送の場合、チャネルのインパルス応答行列が巡回行列であるため、上三角行列の右下成分の値が他と比べて小さくなりやすい[8]。したがって、初期のステージでは信号電力は大幅に低下してしまい、Mの値が小さいと誤って正しいパスを削除してしまう確率は大幅に増加する。Mアルゴリズムに基づくMLDはステージ毎に逐次的にパスの選択を行うため、初期のステージにおける選択誤りはQR-M-MLBDのBER特性に大きく影響を与える。したがって、BER特性を改善するためには、初期のステージで誤って正しいパスを削除してしまう(誤削除)確率を低減させる必要がある。Mの値を大きくすれば、初期のステージで削除するパスを少なくできるため誤削除確率を低減できるが、Mの値の増加は演算量の増加を伴う。

本稿では、QR-M-MLBDにおいてMの値が小さい場合に、Mアルゴリズムの初期のステージでの誤削除確率を低減するために、SC送信ブロック内適応ビットローディングを導入している。信号電力が十分に得られない初期ステージに対応するシンボルに割り当てるビット数を少なくする(低多値変調を割り当てる)ことで、誤削除確率を低減させる。

本稿の構成は以下のようになっている。第2章ではQR-M-MLBDを用いるSCブロック伝送について述べる。第3章では、QR-M-MLBDを用いるSCブロック伝送に適した適応ビットローディングを提案する。第4章では、計算機シミュレーションにより平均BER特性を明らかにし、生き残りパス数が限られた場合に従来のブロック伝送の場合に比べてBER特性を改善できることを示す。第5章でまとめる。

2. QR-M-MLBDを用いるSCブロック伝送

2.1. 信号伝送系

図1にQR-M-MLBDを用いるSCブロック伝送系の送受信機構成を示す。1ブロックあたり N_c 個のシンボルを送信する。以降では、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる。 N_c 個のデータシンボルからなるデータシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(t), \dots, d(N_c-1)]^T$ を用いて表す。その後、送信ブロック \mathbf{d} の後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーして、ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。

送信信号はシンボル時間間隔の L 個の離散パスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャネルを伝搬して受信されるものとする。チャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される。

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

ここで、 h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとしている。GIを削除した後の受信信号ベクトル

$\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(t), \dots, y(N_c-1)]^T$ は次式のようになる。

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

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギーである。 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。また、 \mathbf{h} は $N_c \times N_c$ インパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ h_1 & h_0 & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_1 & h_0 & \mathbf{0} & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \vdots & h_1 & \ddots & & \\ & h_{L-1} & \vdots & h_0 & & \\ & & h_{L-1} & h_1 & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \ddots & \vdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

受信機では、 N_c ポイントのDFTにより受信信号を周波数領域信号へと変換する。周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}=[Y(0), \dots, Y(k), \dots, Y(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (4)$$

ここで、 \mathbf{F} は次式で表わされる $N_c \times N_c$ DFT行列である。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

また、 \mathbf{h} は巡回行列であるから、次式を得る[9]。

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \text{diag}[H(0), \dots, H(N_c-1)] \equiv \mathbf{H} \quad (6)$$

ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ 、 $k=0 \sim N_c-1$ である。式(6)を用いると、式(4)は次式のようになる。

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (7)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{F}$ および $\mathbf{N}=[N(0), \dots, N(k), \dots, N(N_c-1)]^T$ はそれぞれ等価チャネル行列と周波数領域雑音ベクトルである。

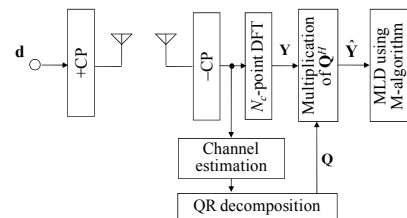


図1 QR-M-MLBDを用いるSCブロック伝送系

2.2. QR-M-MLBD

周波数領域のチャネルおよびDFTとの連結を1つの等価チャネルと見なすことによってQR-M-MLBDを適用できる。QR-M-MLBDはQR分解およびMアルゴリズム

ムを用いるMLDの2つのステップからなる。

まず、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ に次式のようなQR分解を適用する。

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (8)$$

ここで、 \mathbf{Q} は $N_c \times N_c$ のユニタリ行列であり、 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列)を満たす。 \mathbf{R} は $N_c \times N_c$ の上三角行列である。 \mathbf{Q}^H を周波数領域受信信号ベクトル \mathbf{Y} に乗算し、次式を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}} &= \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \cdots & R_{0,N_c-1} \\ & R_{1,1} & \cdots & R_{1,N_c-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_c-1) \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)から、ML解は N_c ステージで構成される木構造の中で最小のユークリッド距離をもつパスを探索することで得られる。各ステージ($0 \sim N_c-1$)では、二乗ユークリッド距離に基づくパスメトリックを計算し、パスメトリックが小さい順に M 個のパスを生き残りパスとして選択する。第 i ステージのパスメトリックは次式で表される。

$$e_i = \sum_{n=0}^i \left| \hat{Y}(N_c-1-n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{j=0}^n R_{N_c-1-n, N_c-1-j} \bar{d}(N_c-1-j) \right|^2 \quad (10)$$

ここで、 $\bar{d}(n)$ は $d(n)$ のシンボル候補を表わす。最終ステージ(第 N_c-1 ステージ)において最もパスメトリックの小さいパスに対応するシンボル候補系列を用いてデータ復調を行う。

Mアルゴリズムの第 i ステージ($i=0 \sim N_c-1$)においては、シンボル $d(N_c-1) \sim d(N_c-1-i)$ に対応するシンボル候補系列に関する生き残りパスの選択を行う。第 i ステージにおけるシンボル $d(N_c-1-j)$, $j=0 \sim i$ の信号電力は行列 \mathbf{R} の第 (N_c-1-j) 列の第 $(N_c-1-i) \sim (N_c-1)$ までの要素の2乗和で与えられる。そのため初期のステージは、用いることができる \mathbf{R} の要素の数が少ないため、信号電力が低くなる。さらに、SCブロック伝送の場合、チャネルのインパルス応答行列が式(3)のように巡回行列となるため、行列 \mathbf{R} の右下成分の値が他と比べて小さくなりやすい[8]。したがって、初期のステージにおける信号電力は大幅に低下してしまう。図2にMアルゴリズムの各ステージで得られる信号電力を示す。 $N_c=16$ とし、 $L=16$ パスで減衰係数 ρ dBの指数減衰電力遅延プロファイルの場合について示している。図2より、Mアルゴリズムの初期ステージで得られる信号電力は大幅に小さくなっていることが分かる。また、信号電力が大幅に小さくなるステージ数は周波数選択性が強いほど多くなる。このような場合、 M の値を小さくすると、初期のステージでも多くのパスを削除するため、誤削除確率が増加する。Mアルゴリズムはステージ毎に逐次的にパスの選択を行うため、初期のステージにおける選択誤りはQRM-MLBDのBER特性に大きく影響を与える。したがって、BER特性を改善するためには、初期のステー

ジでの誤削除確率を減少させなければならず、従来のSCブロック伝送では、 M の値を大きくして、初期ステージで削除するパスをなるべく少なくしなければならなかった[6]。しかしながら、 M の値の増加は演算量の増加を伴う。

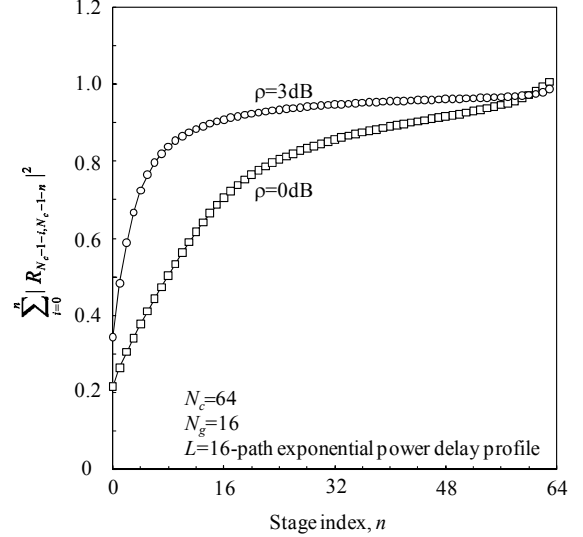


図2 Mアルゴリズムの各ステージで得られる信号電力

3. QRM-MLBD を用いる SC ブロック伝送に適した適応送信法

本稿では、Mアルゴリズムの初期のステージにおける誤削除確率を減少させるための手法として適応ビットローディング[10, 11]をSC送信ブロックに導入する。信号電力が十分に得られない初期ステージに対応するシンボルに割り当てるビット数を少なくする(低多値変調を割り当てる)。初期ステージに割り当てるビット数を少なくすれば、 M の値が小さくても、削除するパスが少なくなる(またはなくなる)ため、誤削除確率を減少させることができる。ブロック内の各シンボルに割り当てるビット数は、各ステージの信号電力に基づいて決定する。

3.1. 適応ビットローディング

1送信ブロックで送信できる総ビット数を B ビットとする。ブロック内の各送信シンボルに割り当てるビット数の組み合わせを $\{c(0), \dots, c(n), \dots, c(N_c-1)\}$ で表すものとする。ここで、 $c(n)$ は第 n シンボル $d(n)$ に割り当てるビット数である。適応ビットローディングは以下のように行われる。

- Step 1) 等価チャネル行列をQR分解する。
- Step 2) 平均BERが最も小さくなるブロック内の各送信シンボルに割り当てるビット数の組み合わせ $\{c(0), \dots, c(n), \dots, c(N_c-1)\}$ を求める。
- Step 3) Step2 で求めたブロック内の各送信シンボルに割り当てるビット数の組み合わせを送信側へフィードバックする。

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、第 n シンボル $d(n)$ の瞬時BER $P_{b,n}$ は次式のように近似できることが知られている[1]。

$$P_{b,n} = \alpha(n) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma(n)}{\beta(n)}} \right) \quad (11)$$

ここで、 $\gamma(n)$ は $d(n)$ の信号対雑音電力比(SNR)である(各シンボルのSNRについては、3.2節で詳しく述べる)。 $\alpha(n)$ および $\beta(n)$ は変調方式に対応した係数であり、表1のようになっている。また、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。本稿では、式(11)で与えられるBERのChernoff上界[1]を用いる。つまり、

$$P_{b,n} \leq 2\alpha(n) \exp \left(-\frac{\gamma(n)}{\beta(n)} \right) \quad (12)$$

である。したがって、第 n シンボルに $c(n)$ ビットを割り当てた場合、ブロック内平均BERの上界は次式で与えられる。

$$\bar{P}_b \leq \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{N_c-1} 2c(n)\alpha(n) \exp \left(-\frac{\gamma(n)}{\beta(n)} \right) \quad (13)$$

ただし、以下のような拘束条件を用いる。

$$\begin{cases} \sum_{n=0}^{N_c-1} c(n) = B \\ c(0) \geq \dots \geq c(n) \dots \geq c(N_c-1) \end{cases} \quad (14)$$

式(14)において、第1式は、総ビット数を一定とする条件である。第2式は、ブロック後尾のシンボル(Mアルゴリズムの初期ステージに対応するシンボル)ほど少ないビットを割り当てることを意味している。これは、図2で示したように、Mアルゴリズムの初期ステージほど得られる信号電力が小さくなるからである。式(14)の拘束条件の下で、式(13)で表されるブロック内平均BERの上界が最小となるようなブロック内の各送信シンボルに割り当てるビット数の組み合わせを求める。なお、式(14)の第2式から、送信側へフィードバックする情報は、ブロック内において割り当てるビット数が増えるシンボル境界のみである。

表1 各変調方式の $\alpha(n)$ および $\beta(n)$

Data modulation	$\alpha(n)$	$\beta(n)$
QPSK	1/2	4
16QAM	3/8	20
64QAM	7/24	84

3.2. 各シンボルのSNR

QRM-MLBDを用いた場合の各シンボルのSNRは、瞬時チャンネル状態、変調方式および生き残りパス数に依存することが予想され、その厳密な解析は難しい。そこで本稿では、各ステージの信号電力をもとに次式で表される近似SNR表現を用いる。

$$\gamma(n) = \frac{2E_s}{N_0} \sum_{i=0}^{I_n} |R_{n-i,n}|^2 \quad (15)$$

ここで、 I_n は $0 \sim n$ の整数値をとるパラメータである。第 n シンボルのSNRが \mathbf{R} の対角要素 $R_{n,n}$ のみに依存するとしたら、 I_n の値は0となる(つまり、 $\gamma(n) = (2E_s/N_0) |R_{n,n}|^2$)。X-QAM変調を用い、 $M < X$ の場合、第 n シンボルを含むパスの選択は、初めてシンボ

ル $d(n)$ の候補がパスに含まれるステージの信号電力に大きく依存する。つまり、 \mathbf{R} の第 n 対角要素 $R_{n,n}$ に大きく依存する。したがって、 $I_n=0(n=0 \sim N_c)$ としたSNR近似表現が最も適していると考えられる。一方、 $M \geq X$ の場合、第 n シンボルのSNRは対角要素 $R_{n,n}$ だけでなくその他の要素($R_{n-1,n} \sim R_{0,n}$)にも依存することが予想される。したがって、 $I_n > 0(n=0 \sim N_c)$ としたSNR近似表現が適していると考えられる。 M の値が大きいかほど I_n の値も大きくなり、最適な $I_n(=0 \sim n, n=0 \sim N_c-1)$ の値はチャンネル状態、変調方式、および生き残りパス数に依存する。本稿では、生き残りパス数 M ごとに平均BERを最小とする I_n を計算機シミュレーションにより求めている。

4. 計算機シミュレーション

QRM-MLBDを用いる適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送の平均BER特性を計算機シミュレーションにより評価し、従来のブロック伝送の場合と比較する。データシンボル数は $N_c=64$ とし、CP長は $N_g=16$ シンボルとした。伝搬路は、 $L=16$ パスで減衰係数 ρ dBの指数減衰電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定した。チャンネル推定は理想としている。

従来のブロック伝送の場合、各シンボルの変調方式に16QAMを用いることとした。したがって、ブロック内の総ビット数は、 $B=4N_c$ である。適応ビットローディングを用いる場合には、総ビット数を $B=4N_c$ とし、各シンボルに0ビット、2ビット(QPSK)、4ビット(16QAM)および6ビット(64QAM)の4つの候補の内どれか1つを割り当てる。また、受信機側から送信機側へのフィードバックは理想的としている。

4.1. パラメータ I_n の最適化

図3に近似SNR表現のパラメータ I_n の関数としてプロットしたQRM-MLBDを用いる適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送の平均BERを示す。 M の値は1, 4, 16, 64としている。減衰指数 $\rho=0$ dB(等電力遅延プロファイル)としている。 $M=1$ および4の場合には、 $I_n=0$ が最適である。これは、16QAMで $M < 16$ の場合、初期ステージからパスを削除するために第 n シンボルを含むパスの選択が \mathbf{R} の第 n 対角要素 $R_{n,n}$ に大きく依存するからである。一方、 $M=16$ および64の場合には、 $I_n > 0$ とすることでさらにBERを改善できる。これは、第 n シンボルのSNRは対角要素 $R_{n,n}$ だけでなくその他の要素($R_{n-1,n} \sim R_{0,n}$)にも依存するためである。ただし、 I_n の値を大きくしすぎるとBERは劣化する。これは、SNRを過大に見積もることで、最適なビットローディングが行えなくなるためである。図4に、ブロック内の各シンボルに割り当てられたビット数の確率を示す。ブロック後尾のシンボル(Mアルゴリズムの初期ステージに対応するシンボル)ほど少ないビット数(低多値変調または0ビット)が割り当てられていることがわかる。また、パラメータ I_n の値を大きくするにつれて、初期のステージに少ないビット数を割り当てる確率が減少していく。これは、ブロック後尾のシンボルのSNRを大きく見積もるためである。 I_n の値を大きくしすぎるとBERは劣化するの、ブロック後尾のシンボルのSNRを過大に見積もり、割り当てるビット数を多くす

ることで初期ステージにおける誤削除確率が増加するためである。以下では、平均BERを最小とする I_n の値を M ごとに求めて用いるものとする。

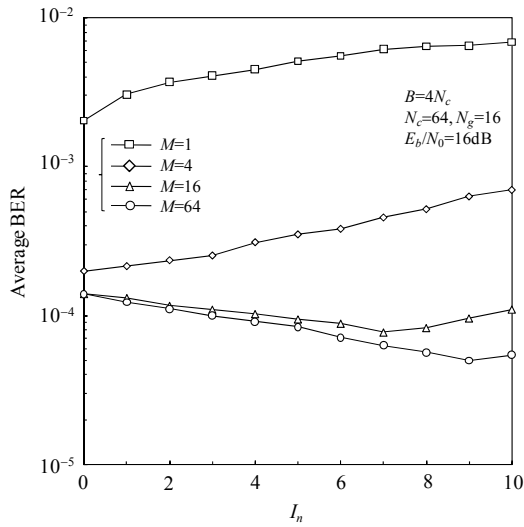


図3 近似 SNR 表現のパラメータ I_n 対平均 BER

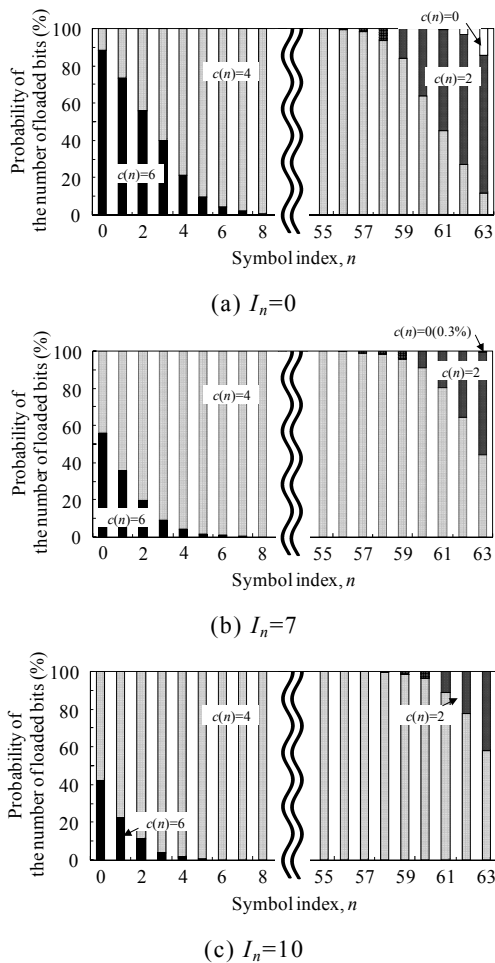


図4 各シンボルに割り当てられたビット数の確率

4.2. 平均 BER 特性

QRM-MLBDを用いる適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送の平均BER特性を図5にプロットした。比較のため、QRM-MLBDを用いる従来のブロック伝送の平均BER特性も示している。

M の値が小さい場合、従来のブロック伝送では、初期のステージでの誤削除確率が増加するため、BER特性が劣化する。一方、適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送では、 M の値が小さくても優れたBER特性が得られる。適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送では、 $\rho=0\text{dB}$ の時、 $M=16(64)$ 程度で従来のブロック伝送の $M=64(256)$ とほぼ同等のBER特性を達成できる。 $\rho=3\text{dB}$ の時も $M=16$ 程度で従来のブロック伝送の $M=64$ とほぼ同等のBER特性を達成できる。

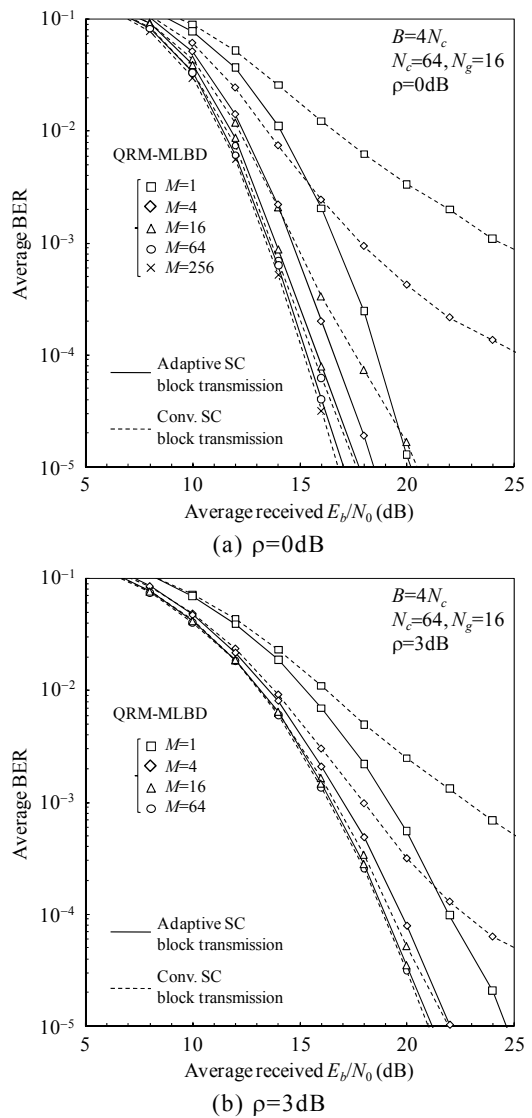


図5 平均 BER 特性

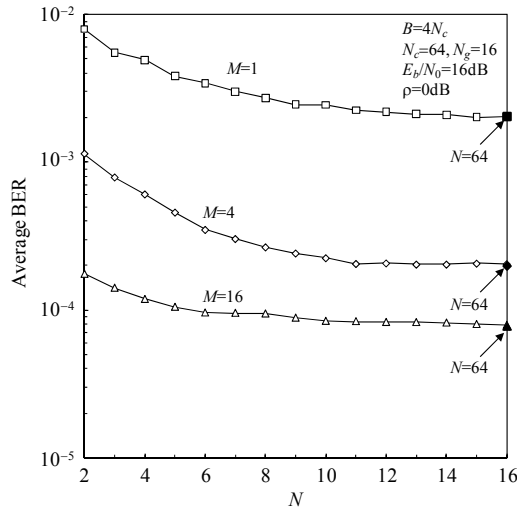
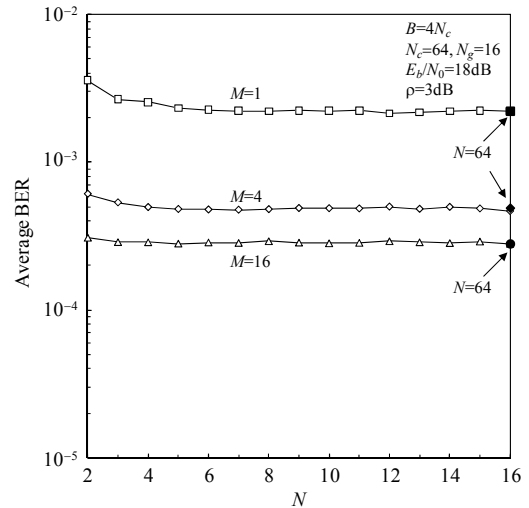
(a) $\rho=0\text{dB}$ (b) $\rho=3\text{dB}$

図6 適応的にビットを割り当てるシンボル数の影響

4.3. 適応的にビットを割り当てるシンボル数の影響

これまででは、ブロック内平均BERを最小とするブロック内の各送信シンボルに割り当てるビット数の組み合わせを式(14)の拘束条件を満たすすべての組み合わせの中から選んでいた。しかしながら、ブロックサイズが大きくなると最適な組合せを見つけるために膨大な数の探索が必要となってしまう。一方、図4より適応的にビットが割り当てられているシンボルはブロック前後の数シンボルであり、ブロック内すべてのシンボルについて適応的にビットを割り当てる必要がないことがわかる。以下では、ブロック前後の N シンボルのみに適応的にビットを割り当てるものとする。図6に適応的にビットを割り当てるシンボル数 N の関数としてプロットしたQRM-MLBDを用いる適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送の平均BERを示す。 $\rho=0\text{dB}$ の場合、 $M=1$ では $N=16$ 程度、 $M=4$ では $N=12$ 程度、 $M=16$ では $N=10$ 程度ですべてのシンボルを考慮した場合($N=64$)とほぼ同等のBER特性を達成できることがわかる。一方、 $\rho=3\text{dB}$ の場合、適応的にビットを割り当てるシンボル数をさらに少なくしてもすべてのシンボルを考慮した場合($N=64$)とほぼ同等のBER特性を達成できている。これは、図2で示したように信号電力が大幅に小さくなるステージ数が周波数選択性が弱いと少なくなるためである。

5. まとめ

本稿では、QRM-MLBDにおいてMアルゴリズムの初期のステージにおける誤削除確率を低減するために、SC送信ブロック内適応ビットローディングを導入した。提案送信法では、信号電力が十分に得られない初期ステージに対応するシンボルに割り当てるビット数を少なくする。その結果、 M の値が小さくても、削除するパスが少なくなるため、誤削除確率を低減できる。したがって、 M の値が小さくても優れたBER特性が得られる。計算機シミュレーションにより、16QAMを用いる従来のSCブロック伝送と比較して、適応ビットローディングを導入したSCブロック伝送は、生き残りパス数を1/4程度に削減しつつほぼ同等のBER特性を実現できることを示した。

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-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, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SS using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E92-B, No.09, pp. 2789-2808, Sep. 2009.
- [5] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-SS downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [6] K. Nagatomi, K. Higuchi, and H. Kawai, "Complexity reduced MLD based on QR decomposition in OFDM MIMO multiplexing with frequency domain spreading and code multiplexing," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2009)*, pp. 1-6, Apr. 2009.
- [7] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," in *Proc. The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sept. 2009.
- [8] K. Takeda, H. Tomeba and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima Precoding and Frequency-Domain Equalization for Broadband Single-Carrier Transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E91-B No.1, pp.258-266, Jan. 2008.
- [9] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [10] K. Ban, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, "Joint optimization of transmitter/receiver with multiple transmit/receive antennas in band-limited channels," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E83-B, No. 8, pp. 1697-1704, Aug. 2000.
- [11] K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Frequency-domain eigenbeam-SDM and equalization for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E91-B, No. 5, pp. 1521-1530, May 2008.