

サイクリックプレフィックス挿入を行わないシングルキャリア伝送における繰り返し時間領域 Overlap QRM-ML ブロック信号検出

諸我 英之[†] 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: [†]{moroga, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らは最近、サイクリックプレフィックス(CP)の挿入を行わないシングルキャリア伝送を対象に、ブロック間干渉(ABI)を抑圧する 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信号検出(Overlap QRM-MLBD)を提案した。Overlap QRM-MLBD は CP 挿入を必要としないため従来の QRM-MLBD に比べて高い伝送効率を実現できるものの、残留 ABI が達成可能な伝送特性を制限していた。本報告では更なる ABI の抑圧を可能にする繰り返し Overlap QRM-MLBD を提案している。また M アルゴリズムの探索を途中で打ち切ることで演算量の削減を図っている。計算機シミュレーションによりスループット特性、演算量を明らかにし、従来の QRM-MLBD と比較している。

キーワード シングルキャリア, QRM-MLBD, 時間領域信号検出, ブロック間干渉

Iterative Time-Domain Overlap QRM-ML Block Signal Detection for Single-Carrier Transmission without CP Insertion

Hideyuki MOROGA[†] 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: [†]{moroga, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed a block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm which suppresses the ABI for the single carrier (SC) block transmissions without cyclic prefix (CP) insertion (overlap QRM-MLBD). Since overlap QRM-MLBD does not require CP insertion, it can improve the transmission efficiency than the conventional QRM-MLBD, however, the residual ABI limits the achievable performance. In this paper, we propose an iterative overlap QRM-MLBD in order to effectively suppress the residual ABI. A stopping criterion is also introduced to reduce the computational complexity. We evaluate the throughput performance by computer simulation to compare with the conventional QRM-MLBD.

Keyword Single-carrier, QRM-MLBD, time-domain signal detection, inter-block interference

1. まえがき

次世代の移動無線通信システムでは、高度なサービスの提供に向けて高速・大容量のデータ転送が要求される。しかし、高速移動無線チャンネルは遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるため、符号間干渉(ISI)により平均ビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1,2]。

最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)は、周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、シングルキャリア(SC)伝送のBER特性を大幅に改善できる[3,4]。しかしながら、MMSE-FDEでは等化後に残留ISIが発生するため、BERの理論的下界(Matched Filter(MF) Bound[5])との特性差は大きい。

最近、SC伝送において、QR分解とMアルゴリズムを用いる演算量削減型最尤検出による周波数領域ブロック信号検出(FD-QRM-MLBD)が提案され、MMSE-FDEに比べてBER特性を大幅に改善できることが示されている[6,7]。また筆者らは、時間領域でQRM-MLBDを行うTD-QRM-MLBDを提案し、FD-QRM-MLBDと等価であることを示した[8]。TD-QRM-MLBDでは受信信号の離散フーリエ変換(DFT)と等価チャンネル行列の計算を必要としない。そのためTD-QRM-MLBDはFD-QRM-MLBDと比較し、演算量の観点で優位性がある。

従来の等化技術はブロック間干渉(ABI)を避けるためとチャンネルを直交周波数分解するためにサイクリックプレフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入している。しかしながら、CPの挿入によって伝送効率が劣化してしまう。そこでCP挿入を必要としないOverlap-FDEが提案されている[9,10]。しかしな

がら Overlap-FDE は、特に高多値変調を用いたとき、MF bound との特性差は大きい[10].

CP を挿入しない伝送系に QRM-MLBD を適用すると、IBI によって特性が大幅に劣化してしまう。筆者らはこれまでに IBI がブロック後尾のシンボルに集中することに注目し、CP 挿入を必要とせずに IBI を抑圧する Overlap QRM-MLBD を提案している[11]. QRM-MLBD を適用後、残留 IBI の小さいブロック先頭のシンボルのみを取り出し、検出区間をオーバーラップさせることで IBI を抑圧している。Overlap QRM-MLBD は CP 挿入を必要としないため従来の QRM-MLBD よりも高いスループットを達成可能である。しかしながら、IBI の抑圧は十分ではなく、残留 IBI により特性改善に限界があった。また IBI を抑圧するためには取り出すシンボル数を少なくする必要があり、演算量の増大を招いていた。

本稿では CP 挿入を必要とせずに、より効率的に IBI を抑圧する繰り返し Overlap QRM-MLBD を提案している。繰り返し Overlap QRM-MLBD では、IBI を抑圧するためと M アルゴリズムの探索を途中で打ち切るために検出順序の反転を行う。M アルゴリズムの探索を途中で打ち切る適応探索打ち切りを提案し、パスメトリック計算の演算量削減を図っている。計算機シミュレーションによりスループット特性および演算量を明らかにし、従来の QRM-MLBD と比較している。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章では繰り返し Overlap QRM-MLBD について述べる。第 3 章では、計算機シミュレーションによりスループット特性および演算量を明らかにし、考察している。第 4 章でまとめる。

2. 繰り返し Overlap QRM-MLBD

2.1. 信号伝送系

図 1 に繰り返し Overlap QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成を、図 2 に繰り返し Overlap QRM-MLBD の信号処理動作を示す。以降では送信シンボル長 T_s で正規化された離散時間 t の等価低域表現を用いる。

送信機では、情報ビット系列をデータ変調して得られるデータシンボル系列 $\{d(t); t = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を送信する。

受信機では受信信号を X シンボルずつに分割する。その後 X シンボルを先頭に N_c シンボルを検出するため、 N_c+L-1 シンボル (観測窓) からなる時間領域受信シンボル系列 $\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(t), \dots, y(N_c+L-2)]^T$ に対し検出処理を行う。繰り返し第 i 回目においては、第 i 回目の 1 つ前のブロックの判定結果を用いて前のブロックによる IBI レプリカを生成し、第 $(i-1)$ 回目の 1 つ後ろの判定結果を用いて後ろのブロックによる IBI レプリカを生成し、受信信号から減算することで干渉キャンセルを行う。その後、IBI 除去後の受信信号系列に対して QRM-MLBD を適用し、推定精度の高いブロックの先頭 X シンボルを取り出す。以降の X シンボルを検出するために、検出区間を X シンボルシフトさせ、オーバーラップさせつつ同様の処理を行い、全送信シンボルを検出する。この処理を I 回 ($I=0$ は繰り返し初回時を表す) 繰り返すことにより IBI を抑圧する。

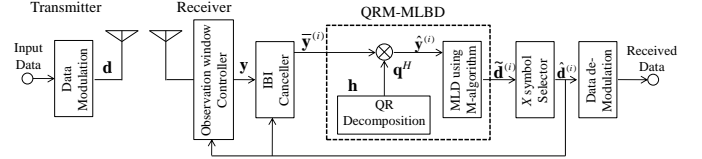


図 1 繰り返し Overlap QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成

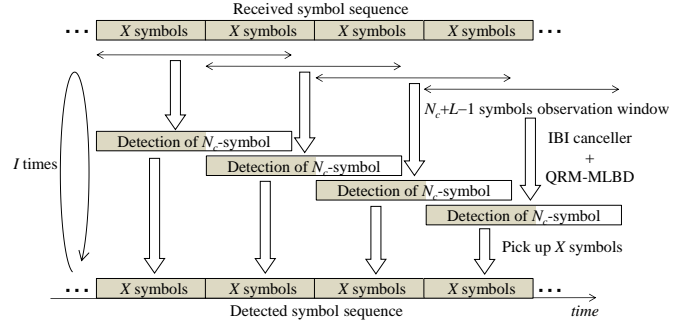


図 2 繰り返し Overlap QRM-MLBD の信号処理動作

2.2. 送受信信号表現

送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信される。本稿ではシンボル長間隔の遅延時間を有する L 個の独立な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仮定する。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。

N_c+L-1 シンボルからなる受信信号ベクトル $\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(t), \dots, y(N_c+L-2)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} \mathbf{d}_{-1} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \mathbf{n} \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(t), \dots, d(N_c-1)]^T$ は希望信号成分の送信信号ベクトル、 $\mathbf{d}_{-1}=[d_{-1}(0), \dots, d_{-1}(t), \dots, d_{-1}(N_c-1)]^T$ 、 $\mathbf{d}_{+1}=[d_{+1}(0), \dots, d_{+1}(t), \dots, d_{+1}(N_c-1)]^T$ はそれぞれ 1 つ前および後ろのブロックの送信シンボル系列である。式(2)の第 1 項は希望信号、第 2 項および第 3 項はそれぞれ 1 つ前および後ろのブロックからの IBI を表している。 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c+L-2)]^T$ は雑音ベクトルであり、各要素 $n(t)$ は平均 0、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り、 E_s は送信シンボルエネルギーを表す。また、 \mathbf{h} , \mathbf{h}_{-1} , \mathbf{h}_{+1} はそれぞれ $(N_c+L-1) \times N_c$ のチャネルインパルス応答行列であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & & \\ h_{L-1} & & & \\ \mathbf{0} & & h_0 & \\ & & \vdots & \\ & & h_{L-1} & \end{bmatrix} \\ \mathbf{h}_{-1} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ & \ddots & \vdots \\ & & h_{L-1} \\ \mathbf{0} & & & \end{bmatrix}, \mathbf{h}_{+1} = \begin{bmatrix} & & & \mathbf{0} \\ h_0 & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ h_{L-2} & \cdots & h_0 & \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3)$$

2.3. 繰り返し Overlap QRM-MLBD

第 i 回目の繰り返し処理時では、第 i 回目の 1 つ前のブロックの判定結果 $\hat{\mathbf{d}}_1^{(i)} = [\hat{d}_1^{(i)}(0), \dots, \hat{d}_1^{(i)}(t), \dots, \hat{d}_1^{(i)}(N_c - 1)]^T$ を用いて、前のブロックによる IBI レプリカを生成する。また $i \geq 1$ のとき第 $(i-1)$ 回目の 1 つ後ろのブロックの判定結果 $\hat{\mathbf{d}}_{+1}^{(i-1)} = [\hat{d}_{+1}^{(i-1)}(0), \dots, \hat{d}_{+1}^{(i-1)}(t), \dots, \hat{d}_{+1}^{(i-1)}(N_c - 1)]^T$ を用いて、後ろのブロックからの IBI レプリカを生成する。次式のように受信信号から IBI レプリカを減算することで、IBI キャンセルを行う。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}^{(i)} &= \mathbf{y} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} \hat{\mathbf{d}}_{-1}^{(i)} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{+1} \hat{\mathbf{d}}_{+1}^{(i-1)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}^{(i)}) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{+1} (\mathbf{d}_{+1} - \hat{\mathbf{d}}_{+1}^{(i-1)}) + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (4)$$

第 2 項および第 3 項はそれぞれ、前のブロックおよび後ろのブロックからの残留 IBI である。

QRM-MLBD は希望信号成分の送信信号ベクトルに対し、下の要素から探索を行っていく。繰り返し Overlap QRM-MLBD では、後ろのブロックによる IBI の影響が小さい先頭 X シンボルのみを取り出す。そこで希望信号成分の送信シンボル系列 \mathbf{d} の要素を反転させ $\mathbf{d}' = [d(N_c - 1), \dots, d(t), \dots, d(0)]^T$ とする。この結果、希望信号成分のチャネルのインパルス応答行列 \mathbf{h}' は次式の \mathbf{h}' で表される。

$$\mathbf{h}' = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & & & h_{L-1} \\ & \ddots & & \vdots \\ & & & h_0 \\ h_{L-1} & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ h_0 & & & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

繰り返し Overlap QRM-MLBD では希望信号成分のチャネルのインパルス応答行列 \mathbf{h}' を、次式のように QR 分解する。

$$\mathbf{h}' = \mathbf{q} \mathbf{r} \quad (6)$$

ここで \mathbf{q} は $\mathbf{q} \mathbf{q}^H = \mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列) を満たす $(N_c + L - 1) \times N_c$ ユニタリ行列、 \mathbf{r} は $N_c \times N_c$ 上三角行列を表している。 $(\cdot)^H$ は複素共役転置を表している。希望信号のチャネルのインパルス応答行列 \mathbf{h}' は

式(5)で表される帯行列であることから \mathbf{q} と \mathbf{r} は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & & & q_{N_c-1,0} \\ & \ddots & & \vdots \\ q_{0,N_c-1} & & & \\ \vdots & & & \\ q_{0,N_c+L-2} & \cdots & \cdots & q_{N_c-1,N_c+L-2} \\ & & & \\ & & & \\ \mathbf{0} & & & r_{N_c-L,N_c-1} \\ & & & \vdots \\ & & & r_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_{0,0} & \cdots & r_{L-1,0} & \mathbf{0} \\ & \ddots & \vdots & \\ & & \ddots & \\ & & & r_{N_c-L,N_c-1} \\ & & & \vdots \\ & & & r_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (7)$$

\mathbf{q}^H を $\bar{\mathbf{y}}^{(i)}$ に乗算し、次式を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}^{(i)} &= \mathbf{q}^H \bar{\mathbf{y}}^{(i)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r}' \mathbf{d}' + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}^{(i)}) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{+1} (\mathbf{d}_{+1} - \hat{\mathbf{d}}_{+1}^{(i-1)}) + \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{h}}_{-1} = \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{-1}$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_{+1} = \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{+1}$ 、および $\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{q}^H \mathbf{n}$ である。式(8)より、繰り返し Overlap QRM-MLBD における ML 検出(MLD)は次式のように表される。

$$\tilde{\mathbf{d}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{d} \in Z^N} \left\| \hat{\mathbf{y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r}' \mathbf{d}' \right\|^2 \quad (9)$$

ここで、 Z は変調多値数(16QAM のとき $Z=16$)、 $\bar{\mathbf{d}}$ は候補シンボルベクトルである。式(9)のように受信信号系列を上三角行列と送信信号ベクトルとの積に変換することで MLD を木構造の系列探索に変換できるので、M アルゴリズム[12]を用いて演算量を削減することができる。

M アルゴリズムは現ブロック内のシンボル数と同じ N_c ステージで構成される。各ステージでは、信頼度の高い方から M 本のパスを生き残りパスとして選択する。最終ステージまで探索を行い、信頼度が最も高いシンボル候補系列を送信シンボルとして検出する。第 n ステージにおいて計算されるブランチメトリック $e_n^{(i)}$ と累積パスメトリック $e_n^{(i)}$ を次のように定義する。

$$\left\{ \begin{array}{l} e_n^{(i)} = \left| \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(N_c - 1 - n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{t=0}^n r_{N_c-1-n, N_c-1-t} \bar{\mathbf{d}}(t) \right|^2 \\ e_n^{(i)} = \sum_{n'=0}^n e_{n'}^{(i)} \end{array} \right. \quad (10)$$

ここで $\bar{\mathbf{d}}(t)$ は $d(t)$ の候補シンボルである。式(7)から分かるように上三角行列 \mathbf{r} の第 n ($n \leq N_c - L$) 行は第 n 列~第 $n+L-1$ 列までの要素しか値を持たない。これはチャネルのインパルス応答の長さが L シンボルだからである。従ってブランチメトリック $e_n^{(i)}$ は次式のように表すことができる。

$$e_n^{(i)} = \left| \hat{y}^{(i)}(N_c - 1 - n') - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{t=n-L+1}^n r_{N_c-1-n, N_c-1-t} \bar{d}(t) \right|^2 \quad (11)$$

式(11)より、第 t 番目のシンボル $d(t)$ の判定結果は L ステージ先以降のブランチメトリック計算に影響を与えない。従って先頭 X シンボルを検出する場合、最終ステージ($n=N_c-1$)まで探索を行わなくとも十分なパスダイバーシチが得られるため、特性劣化をほぼ招くことなく探索を途中で打ち切ることができる。

本稿では、探索を打ち切る規範として適応探索打ち切りを提案する。探索打ち切りのフローチャートを図3に示す。各ステージにおいて、ブランチメトリック計算に影響するステージの生き残り候補シンボルの組み合わせが1通りであれば探索を打ち切り、複数通りあれば次のステージの探索を行う。適応探索打ち切りでは探索が打ち切られた際、 L ステージ前のシンボルは十分なパスダイバーシチが得られており、それ以降のステージのシンボルは唯一の解を選択しているため、探索打ち切りの影響はない。つまり特性劣化をほぼ起こさせずに、演算量の削減が可能となる。

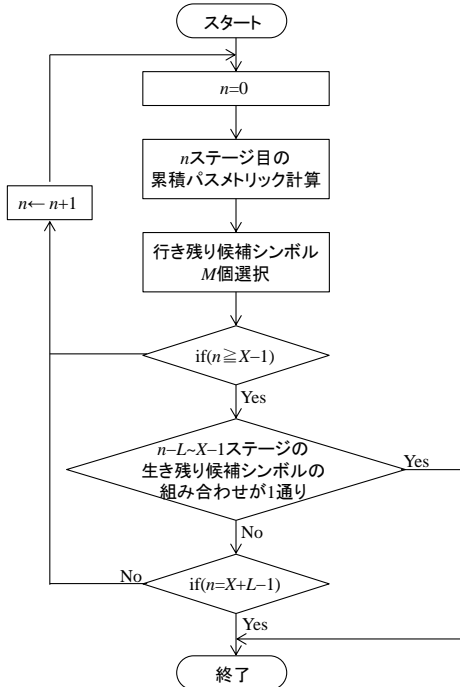


図3 適応探索打ち切りのフローチャート

CPを用いない場合、前後のブロックからのIBIが発生する。特に繰り返し初回時($i=0$)においては、前のブロックからのIBIは式(8)のように前のブロックの判定結果を用いてキャンセルできるが、後ろのブロックからのIBIはキャンセルできない。そこで \mathbf{q}^H 乗算後の後ろのブロックからのIBIの分布に注目する。式(8)の第3項の後ろのブロックからのIBIは次式で与えられる。

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{+1} \mathbf{d}_{+1} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{+1} \mathbf{d}_{+1} \\ \begin{bmatrix} \hat{h}_{+10,0} & \cdots & \hat{h}_{+10,L-2} \\ \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{h}_{+1N_c-1,0} & \cdots & \hat{h}_{+1N_c-1,L-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{+1}(N_c-1) \\ \vdots \\ \vdots \\ d_{+1}(0) \end{bmatrix} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (12)$$

式(7)より \mathbf{q}^H はユニタリ行列のため、 \mathbf{q}^H の各要素の絶対値は上の行ほど値が大きく下の行ほど値が小さくなる。そのため式(12)で表される $\hat{\mathbf{h}}_{+1}$ の各要素の絶対値は上の行ほど値が大きく、下の行ほど値が小さくなる。繰り返し初回時($i=0$)において、送信電力で正規化した $\hat{\mathbf{y}}^{(0)}$ の各要素に含まれる後ろのブロックからの平均IBI電力を図4に示す。 $N_c=64$ としている。 $\hat{\mathbf{y}}^{(0)}$ の t 番目の要素に含まれるIBI電力は $E[\sum_{j=0}^{N_c-1} |\hat{h}_{+1,t,j}|^2]$ で与えられる。

図4より後ろのブロックからの平均IBI電力は先頭シンボルほど大きく、後尾シンボルにいくに従って減少していることが分かる。従ってMアルゴリズムの探索における初期ステージでは正しいパスが削除される確率が低く、後半のステージでは正しいパスが削除される確率が高くなる。そのため、信頼度の高い先頭の X シンボルのみを取り出す。

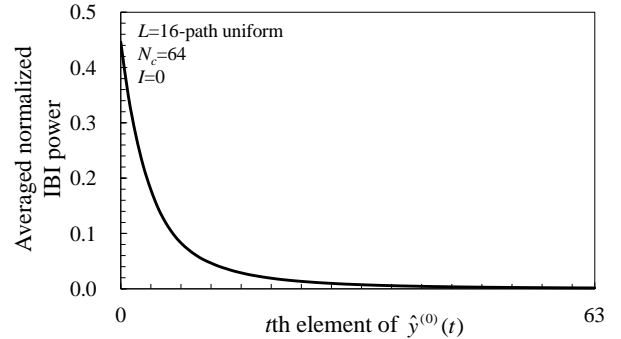


図4 正規化平均 IBI 電力

3. 計算機シミュレーション

3.1. スループット特性

表1 計算機シミュレーション諸元

| | Modulation | 16QAM |
|-------------|---------------------|--|
| Transmitter | Packet size | $N_p=192$ symbols |
| | GI length | $N_g=0$ |
| | Fading type | Frequency-selective block Rayleigh |
| Channel | Power delay profile | $L=16$ -path uniform power delay profile |
| | Time delay | $\tau_l=l$ ($l=0 \sim L-1$) |
| | Receiver | Channel estimation |

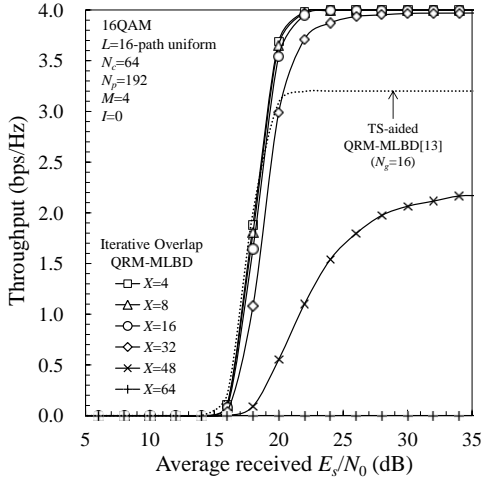
計算機シミュレーション諸元を表1に示す。変調方式は16QAMを用いている。パケットサイズは $N_p=192$ シンボル、GI

長は $N_g=0$ とする。伝搬路は $L=16$ パスで 1 シンボル長間隔の一樣電力遅延プロファイルを有するレイリーフェージングを仮定し、1 パケット内でフェージングの変動はないものとする。チャネル推定は理想的とする。

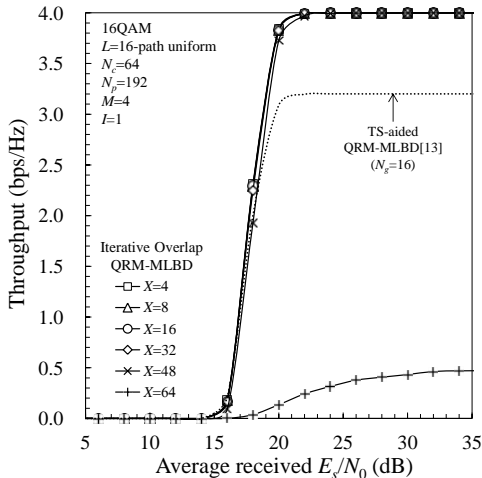
図 5 に X をパラメータとしたときのスループット特性を示す。 $N_c=64$, M は十分な特性改善効果を得るために必要な $M=4$ としている。スループットは $\log_2 Z \times (1-\text{PER}) / (1+N_g/N_c)$ と定義した。PER はパケット誤り率である。比較対象として、従来の既知系列を用いる QRM-MLBD ($N_c=64$, $N_g=16$) [13] の特性も示す。

図 5 より繰り返し Overlap QRM-MLBD では取り出すシンボル数 X の値を小さくすることでスループット特性を改善できることが分かる。これは M アルゴリズムの初期ステージでは IBI が小さいからである。

繰り返しなし ($I=0$) のとき、十分な特性改善を得るためには $X=8$ が必要である。しかしながら、 $I=1$ および 2 とすれば、それぞれ $X=32$ および 48 を用いることができる。これは繰り返し処理により IBI が抑圧され、ブロック内の広範囲で高精度な検出が可能になるためである。また E_s/N_0 が十分大きいとき、繰り返し Overlap QRM-MLBD では CP 挿入を必要としないため、従来の既知系列を用いる QRM-MLBD よりも高いスループット特性を達成可能である。



(a) $I=0$



(b) $I=1$

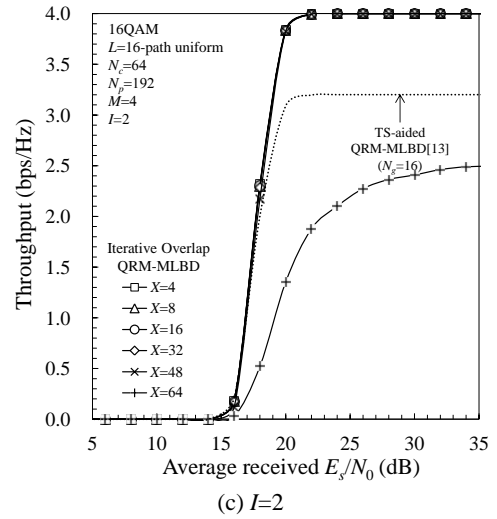


図 5 スループット特性

3.2. 演算量

本稿では演算量を 1 シンボルの検出に必要な実数乗算回数で定義する。繰り返し Overlap QRM-MLBD および既知系列を用いる QRM-MLBD の実数乗算回数をそれぞれ表 2 および表 3 に示す。繰り返し第 i 回目の第 j 番目のブロックにおいて M アルゴリズムを行うステージ数を $S_j^{(i)}$ とし、 $S_{j_b\max}^{(i)}$ および $S_{p\max}^{(i)}$ を次式のように定義する。

$$\begin{cases} S_{j_b\max}^{(i)} = \max\{S_j^{(0)}, \dots, S_j^{(i)}\} \\ S_{p\max}^{(i)} = \max\{S_0^{(0)}, \dots, S_{N_p/X-1}^{(0)}, \dots, S_0^{(i)}, \dots, S_{N_p/X-1}^{(i)}\} \end{cases} \quad (13)$$

なお、IBI キャンセラおよびパスメトリック計算時に同じ計算の重複を避けるために L 個の複素パス利得 \times 全送信シンボル候補 (Z 通り) と上三角行列 \mathbf{r} の各要素 \times 全送信シンボル候補を予め計算しメモリに格納しておき、IBI キャンセラおよびパスメトリック計算時にはそれらと呼び出すこととする。また複素パス利得 \times 全送信シンボル候補、上三角行列 \mathbf{r} の各要素 \times 全送信シンボル候補の計算時には候補シンボルの信号点配置が原点に対し対象となっていることを利用し、各要素の実数部または虚数部 \times 候補シンボルの信号点配置の座標のうち $\sqrt{Z}/2$ 点 (QPSK のとき $1/\sqrt{2}$, 16QAM のとき $1/\sqrt{10}$, $3/\sqrt{10}$) のみを計算し、それらの加減算によって求めることとする。

表 2 繰り返し Overlap QRM-MLBD の実数乗算回数

| | |
|-------------------------------------|---|
| QR decomposition | $\{2(L-1)\{N_c(N_c+2L-1-L^2)+N_c(N_c+2L-1)\}/N_p$ |
| IBI cancellation | $\sqrt{Z} L/N_p$ |
| Computation of $\hat{\mathbf{y}}$, | $2S_{j_b\max}^{(i)}(2N_c + 2L - S_{j_b\max}^{(i)} - 1)/X$ $+ \sum_{i=1}^I \sum_{j=0}^{N_p/X-1} \begin{cases} 2S_j^{(i)}(4L - S_j^{(i)} - 3)/N_p & (S_j^{(i)} < L-1) \\ 2(2S_j^{(i)} + L)(L-1)/N_p & (S_j^{(i)} \geq L) \end{cases}$ |
| Path metric calc. | $\begin{cases} \sqrt{Z} S_{p\max}^{(i)}(S_{p\max}^{(i)} + 1)/2N_p & (S_{p\max}^{(i)} < L) \\ \sqrt{Z} L(2S_{p\max}^{(i)} - L + 1)/2N_p & (S_{p\max}^{(i)} \geq L) \end{cases}$ $+ \sum_{i=0}^I \sum_{j=0}^{N_p/X-1} \{Z + MZ(S_j^{(i)} - 1)\} 2/N_p$ |

表3 既知系列を用いる QRM-MLBD の実数乗算回数

| | |
|----------------------------|--|
| QR decomposition | $\{L(4L^2-3L+1)+(2L-1)(N_c-L)(N_c+3L-1)\}/N_p$ |
| IBI cancellation | |
| Computation of \hat{y} , | $2N_c(N_c+2L-1)/N_c$ |
| Path metric calc. | $\sqrt{Z} L(2N_c-L+1)/2N_p + \{Z+MZ(N_c-1)\}2/N_c$ |

各繰り返し回数において十分な特性改善効果を得るために必要な X を用いたときの演算量を図6に示す。 $N_c=64$, $M=4$ としている。既知系列を用いる QRM-MLBD の演算量も示す。 $I=0$ のとき所要 X は8であるが、 $I=1$ のとき所要 X を32に増加できるため、繰り返し処理を行ったとしても所要演算量を小さくすることができる。

N_c が演算量に与える影響を議論する。 $E_s/N_0=22\text{dB}$ のとき、各 N_c においてピークスループットを達成するための所要となる X と I の組み合わせを求め、その中で最小となる演算量をプロットしたものを図7に示す。既知系列を用いる QRM-MLBD ($N_c=64$) の演算量も示す。 $E_s/N_0=22\text{dB}$ は従来の既知系列を用いる QRM-MLBD がピークスループットを達成するために所要となる E_s/N_0 である。図7より N_c が小さくなるにつれて、QR分解の演算量が減少していることが分かる。これは行列サイズが小さくなるためである。しかしながら、 N_c が小さくなるにつれて、パスメトリック計算の演算量が増加していることが分かる。これは IBI の割合が増加するため、小さな X と大きな I が必要になるためである。 $N_c=34$ のとき演算量は最小値をとり、従来の既知系列を用いる QRM-MLBD の80%になる。

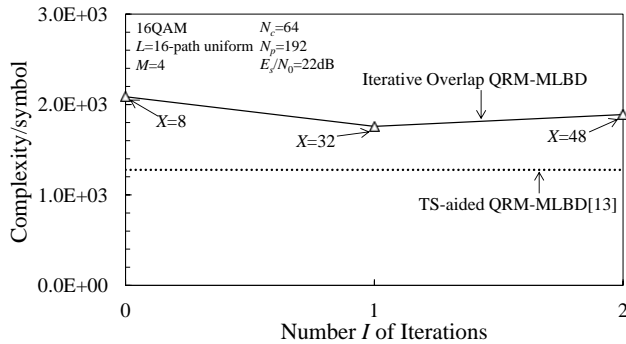


図6 I と X が演算量に与える影響

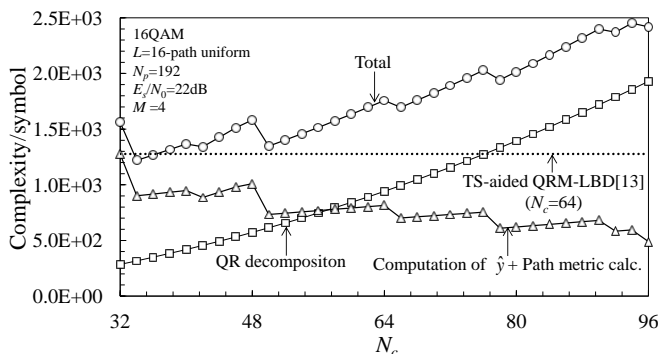


図7 N_c が演算量に与える影響

4. まとめ

本報告では、CP挿入を必要としない繰り返しOverlap QRM-MLBDを提案した。IBIがブロック後尾に集中することに注目し、IBIキャンセルとQRM-MLBD適用後、残留IBIの小さいブロック先頭のシンボルのみを取り出し検出区間をオーバーラップさせることでIBIを抑圧している。またMアルゴリズムの探索を途中で打ち切る適応探索打ち切りを提案し、パスメトリック計算の演算量削減を図っている。繰り返しOverlap QRM-MLBDはCP挿入を必要としないため従来のQRM-MLBDよりも高いスループット特性を達成可能なことを示し、演算量は従来のQRM-MLBDの80%であることを示した。

文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, and M Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] 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.
- [4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp.239-241, Jan. 2003.
- [5] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [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," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2009.
- [7] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *Proc. The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sept. 2009.
- [8] 諸我英之, 山本哲矢, 安達文幸, "シングルキャリア伝送における時間領域と周波数領域 QRM-ML ブロック信号検出の比較," *信学技報, RCS2010-249*, pp.7-12, 2011年3月.
- [9] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE 58th VTC*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [10] T. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," *IEEE 64th VTC*, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [11] 諸我英之, 山本哲矢, 安達文幸, "ガードインターバルを用いないシングルキャリア伝送における時間領域 Overlap QRM-ML ブロック信号検出," *信学技報, RCS2011-142*, pp.13-18, 2011年10月.
- [12] J. B. Anderson and S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984.
- [13] T. Yamamoto, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain block signal detection with QRM-MLD for training sequence-aided single-carrier transmission," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2011.