

周波数領域フィルタリングを用いるシングルキャリア伝送における QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

山本 哲矢[†] 奥山 卓[†] 武田 一樹[†] 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, okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 移動無線通信の上りリンクでは送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が小さい周波数領域等化(FDE)を用いるシングルキャリア(SC)伝送が注目されている。SC 伝送では、送信および受信フィルタにルートナイキストフィルタを用いれば、フィルタのロールオフファクタを大きくするにつれて、PAPR を低くできる。また、信号帯域が広がることを利用した FDE を用いることで大きなダイバーシチ利得を得ることができ、ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる。しかしながら、最小平均二乗誤差規範(MMSE)に基づく FDE では BER の理論的下界との差は大きい。筆者らは最近、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(QRM-MLD)による周波数領域ブロック信号検出を提案し、周波数選択性チャネルにおける SC 伝送の BER 特性を従来の MMSE-FDE に比べて大幅に改善できることを示した。本報告では、以前提案した QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送へ拡張している。BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出においてフィルタのロールオフファクタが BER 特性および生き残りシンボル候補数に与える影響を考察している。

キーワード シングルキャリア, 周波数領域フィルタリング, ブロック信号検出, QRM-MLD

QRM-MLD Frequency-domain Block Signal Detection for Single-carrier Transmission Using Frequency-domain Filtering

Tetsuya YAMAMOTO[†] Suguru OKUYAMA[†] Kazuki TAKEDA[†] 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, okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract A single-carrier (SC) transmission with frequency-domain equalization (FDE) has been attracting a lot of attention due to its low peak-to-average power ratio (PAPR) for the uplink wireless access. In SC transmission using the square-root Nyquist filter at both the transmitter and receiver, as the filter roll-off factor increases, the PAPR reduces. Furthermore, since the signal bandwidth increases, larger frequency diversity gain can be achieved and the bit error rate (BER) performance is improved. However, a big performance gap exists from the theoretical lower bound. Recently, we proposed a frequency-domain block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) for the SC block transmissions and showed that it can significantly improve the BER performance of SC transmissions in a frequency-selective fading channel. In this paper, we extend the previously proposed QRM-MLD frequency-domain block signal detection to the SC transmission using frequency-domain filtering. We evaluate, by computer simulation, the achievable BER performance and discuss how filter roll-off factor affects the achievable BER performance and the number of surviving symbol candidates of QRM-MLD.

Keyword Single-carrier, frequency-domain filtering, block signal detection, QRM-MLD

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]。多数の狭帯域直

交サブキャリアを用いて並列伝送する直交周波数分割多重(OFDM)[2]では、周波数選択性ひずみが発生しないという利点があるが、送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう問題がある[3]。そのため、PAPRが小さい周波数領域等化(FDE)を用いるSC伝送が移動無線通信の上りリンクに適している[4-6]。SC信号の帯

域制限にナイキストフィルタが広く用いられる．フィルタのロールオフファクタが0のときのSC信号のPAPRはOFDM信号よりは小さくなるものの、かなり大きい[7]．フィルタのロールオフファクタを大きくすれば、信号帯域幅が広がるため周波数利用効率は低下するもののPAPRを低くできる[8]．さらに、信号帯域が広がることを利用したFDEを用いることで大きなダイバーシチ利得を得ることができ、ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[9]．しかしながら、文献[9]で用いられている最小平均二乗誤差規範(MMSE)に基づくFDEでは等化後にISIが残留するためBERの改善効果に限界があった．

筆者らは最近、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(QRM-MLD)による周波数領域ブロック信号検出を提案し[10]、周波数選択性チャネルにおけるSC伝送のBER特性を従来のMMSE-FDEに比べて大幅に改善できることを示した．QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出では、離散フーリエ変換(DFT)行列とチャネル行列(周波数領域)を1つの等価チャネル行列とみなしQR分解を適用する．一方、周波数領域フィルタリングを用いるSC伝送についても、DFT行列とフィルタ伝達関数を考慮したチャネル行列を1つの等価チャネル(周波数領域)と見なして行列表記することができる．そこで本報告では、QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を周波数領域フィルタリングを用いるSC伝送へ拡張している．QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出においてフィルタのロールオフファクタがBER特性および生き残りシンボル候補数に与える影響を考察している．

本論文の構成は以下のようになっている．第2章では周波数領域フィルタリングを用いるSC伝送におけるQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出について述べる．第3章では、計算機シミュレーションにより平均BER特性を明らかにし、フィルタのロールオフファクタの影響について考察している．第4章でまとめる．

2. 周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送における QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

2.1. 信号伝送系

図1に周波数領域フィルタリングおよびQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるSC伝送系の構成を示す．送信機では、 N_m 個のデータシンボルから成るブロック $\{d(n); n=0, \dots, N_m-1\}$ を送信するものとする． N_m ポイントDFTを用いて、データシンボルブロックを周波数領域信号 $\{D(k); k=-N_m/2 \sim N_m/2-1\}$ に変換する．次に、送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ により帯域制限を行い、 N_m 個より多い N_c 個の周波数成分からなる周波数領域信号 $\{S(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ へと拡大する．ただし、ロールオフファクタ α の送信フィルタを用いる

とき、非零の周波数成分の個数は N_c 個のうちの $(1+\alpha)N_m$ 個である．また、 $(1+\alpha)N_m \leq N_c$ である．最後に、 N_c ポイント逆DFT(IDFT)により時間領域信号に変換して送信する．受信機では、受信信号ブロックを N_c ポイントDFTにより周波数領域信号 $\{R(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に変換した後、QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出により推定したデータシンボル系列を用いてデータ復調を行う．なお、実際には、送信側では送信ブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックスとしてコピーして、ブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信し、受信ではGIを取り除いてから周波数変換する．本論文では、説明を簡単にするため、GI挿入と削除を省いている．

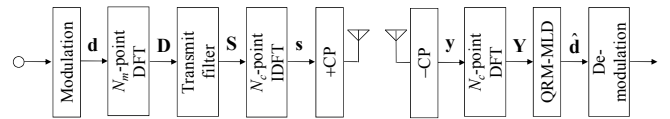


図1 周波数領域フィルタリングおよびQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるSC伝送系

2.2. 送受信信号表現

N_m 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 $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(n), \dots, d(N_m-1)]^T$ を用いて表す． N_m ポイントDFTを用いて、得られる周波数領域信号 $\mathbf{D}=[D(-N_m/2), \dots, D(N_m/2-1)]^T$ は次式で表わされる．

$$\mathbf{D} = \mathbf{F}^{(N_m)} \mathbf{d} \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{F}^{(K)}$ は次式で表わされる K ポイント DFT 行列である．

$$\mathbf{F}^{(K)} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi \frac{-K/2 \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{-K/2 \times (K-1)}{K}} \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(-K/2+1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(-K/2+1) \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K/2-1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K/2-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

次に、送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ により帯域制限を行って $\mathbf{S}=[S(-N_c/2), \dots, S(k), \dots, S(N_c/2-1)]^T$ を得る．周波数領域信号に送信フィルタを適用したときの第 k 周波数成分は次式のように表される．

$$S(k) = \begin{cases} 0 & -N_c/2 \sim -3N_m/2-1 \\ H_T(k)D(k+N_m) & -3N_m/2 \sim -N_m/2-1 \\ H_T(k)D(k) & -N_m/2 \sim N_m/2-1 \\ H_T(k)D(k-N_m) & N_m/2 \sim 3N_m/2-1 \\ 0 & 3N_m/2 \sim N_c/2-1 \end{cases} \quad (3)$$

式(3)より周波数領域信号に送信フィルタを適用したときの周波数領域信号は行列表現で表わすと次式のようになる．

$$\mathbf{S} = \mathbf{H}_T \mathbf{D} \quad (4)$$

ただし、 \mathbf{H}_T は次式で表わされる $N_c \times N_m$ 送信フィルタ行列である．

$$\mathbf{H}_T = \begin{bmatrix} 0 & H_T\left(-\frac{3N_m}{2}\right) & \dots & 0 \\ 0 & \dots & H_T\left(-\frac{N_m}{2}-1\right) & 0 \\ H_T\left(-\frac{N_m}{2}\right) & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & H_T(0) & \dots \\ H_T\left(\frac{N_m}{2}\right) & \dots & \dots & H_T\left(\frac{N_m}{2}-1\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & H_T\left(\frac{3N_m}{2}-1\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

次に、次式のように送信フィルタ適用後の周波数領域信号 \mathbf{S} に N_c ポイント IDFT を適用して時間領域送信信号 $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ を得る。

$$\mathbf{s} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{F}^{(N_c)H} \mathbf{S} \quad (6)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 T_s はデータシンボル長である。

送信信号は、 N_c ポイント IDFT サンプル間隔 T_c の整数倍の遅延時間を有する 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。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (7)$$

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。

$$\mathbf{y} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_c$ 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。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & h_{L-1} & & & \\ \vdots & h_0 & & & \vdots & & & \\ & \vdots & h_0 & \mathbf{0} & & & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & & & \\ & h_{L-1} & & & h_0 & & & \\ & & h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & \\ \mathbf{0} & & & \ddots & & & & h_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

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 $\mathbf{Y}=[Y(-N_c/2), \dots, Y(k), \dots, Y(N_c/2-1)]^T$ は次式で表わさ

れる。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{y} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{n} \quad (10)$$

また、 \mathbf{h} は巡回行列であるから、次式を得る[11]。

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \text{diag}[H(-N_c/2), \dots, H(k), \dots, H(N_c/2-1)] \equiv \mathbf{H}_c \quad (11)$$

ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k\tau_l/N_c)$ 、 $k=-N_c/2 \sim N_c/2-1$ である。式(1)、(4)、(6)および(11)を用いると、式(10)は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}_c \mathbf{H}_T \mathbf{F}^{(N_m)} \mathbf{d} + \mathbf{N} \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H} \mathbf{d} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_c \mathbf{H}_T \mathbf{F}^{(N_m)}$ は送信側における DFT 操作および送信フィルタリングと伝搬路を 1 つの等価チャネルと見なした時の $N_c \times N_m$ 等価チャネル行列である。また、 $\mathbf{N}=[N(-N_c/2), \dots, N(k), \dots, N(N_c/2-1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである。

2.3. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

周波数領域受信信号が等価チャネル行列を用いて式(12)のように表わせることから、周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送の周波数領域受信ブロックに QRM-MLD が適用できる[10]。QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出ではまず、等価チャネル行列 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_c \mathbf{H}_T \mathbf{F}^{(N_m)}$ を $\mathbf{H} = \mathbf{Q} \mathbf{R}$ のように QR 分解する。 \mathbf{Q} は $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列)を満たす $N_c \times N_m$ の行列である。 \mathbf{R} は $N_m \times N_m$ 上三角行列である。SC 伝送の場合、受信シンボル毎の信号対干渉+雑音電力比(SINR)が全てのシンボルで同じであるためオーダリングの必要はない。次に、 \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。

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \quad (13)$$

式(13)から、最尤検出(ML)に基づく ML 系列は次式のように表わされる。

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \min_{\mathbf{d} \in X^{N_m}} \|\hat{\mathbf{Y}} - \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R} \mathbf{d}\|^2 \quad (14)$$

ただし、 X は変調レベルである(QPSK であれば $X=4$ 、16QAM であれば $X=16$ である)。

M アルゴリズム[12]は、送信シンボル数と同じ N_m ステージで構成される。第 n ステージ($n=0 \sim N_m-1$)では、変換後の周波数領域受信信号 $\hat{\mathbf{Y}}$ の要素 $\hat{Y}(N_m-1-n)$ とシンボル候補間の二乗ユークリッド距離に基づくメトリックを計算し、メトリックの小さい M 個のシンボル候補系列を生き残りシンボル候補として選択する。最後に、最終ステージにおいて最もメトリックの小さいシンボル候補の組み合わせを用いて信号検出を行う。

3. 計算機シミュレーション

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。データシンボル数は $N_m=64$ とし、DFT ブロック長は $N_c=128$ とした。CP 長は $N_g=16$

シンボルとした。伝搬路は、 $L=16$ パスで一様電力遅延プロファイルを有する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。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	16QAM
	Number of symbol per block	$N_m=64$
	DFT/IDFT block size	$N_c=128$
	Length of CP	$N_g=16$
Transmit filter	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0\sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0\sim L-1$)
Receiver	Signal detection	QRM-MLD frequency-domain block signal detection
	Channel estimation	Ideal

3.1. PAPR 特性[9]

図 2 にロールオフファクタ $\alpha=0, 0.25, 0.5, 0.75$ および 1.0 としたときの PAPR の相補累積分布関数(CCDF)特性を示す。比較のため OFDM の特性も示す。なお PAPR は次式で定義され[7]、本報告では、データシンボルレートの 8 倍の IDFT を用いて送信波形を生成して測定した。

$$\text{PAPR} = \frac{\max\{|s(t)|^2\}_{t=0,1/8,\dots,N_c-1}}{E[|s(t)|^2]} \quad (14)$$

図 2 よりロールオフファクタ α が 0 のナイキストフィルタを用いた場合には、その PAPR は OFDM 信号よりは小さくなるものの、まだ大きい。しかし、 α を大きくするにつれて、PAPR を小さくすることができる。また、 α が 0.5 以上ではほぼ一定値となる。

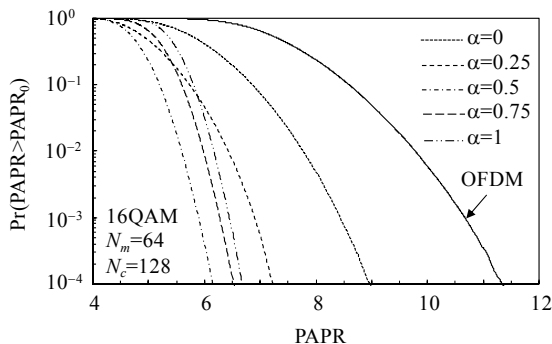


図 2 PAPR 特性

3.2. 平均 BER 特性

図 3 に周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送に QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を適用した時

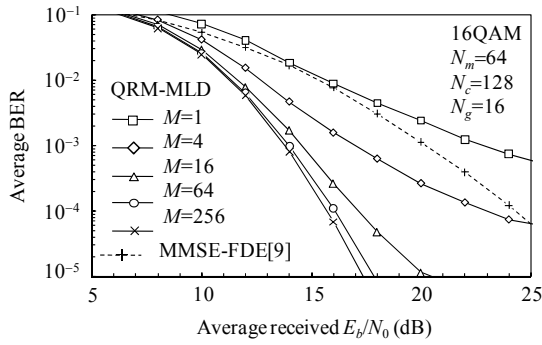
の BER 特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0=(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)/\log_2 X$ は 1 ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である。ただし、 X は変調レベルである。M アルゴリズムの各ステージにおける生き残りシンボル候補数 M の値は 1, 4, 16, 64 および 256 としている。また、比較のため文献 [9] で用いられている MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性も示す。

QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いれば、ロールオフファクタの値によらず M の値を大きくすることで MMSE-FDE に比べて BER 特性を大幅に改善できる。また、QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出および MMSE-FDE のどちらを用いた場合でも、 α の値を大きくするにつれ BER 特性が改善していることがわかる。これは信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることにより大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるからである。

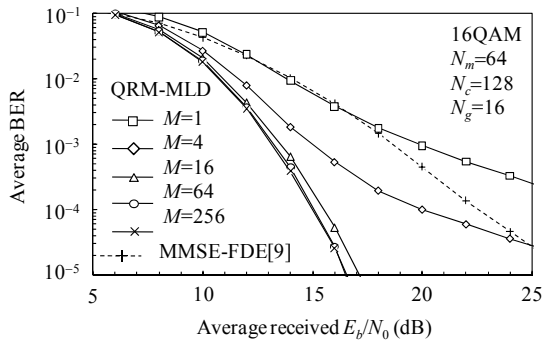
QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出では、 α の値を大きくすることにより M の値を小さくしても優れた BER 特性が得られる。これは、信号帯域幅が広がることで、受信アンテナダイバーシチと同様の効果が得られ、初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少できるためである [10]。図 4 には、 $E_b/N_0=12\text{dB}$ において、第 3 ステージまでに正しいシンボル候補を削除してしまう確率を図示した。 α の値を大きくすることにより M の値を小さくしても初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少できている。

平均 BER= 10^{-3} を得るための所要 E_b/N_0 を M の関数として図 5 にプロットした。 $\alpha=0$ の場合、BER を十分に改善するには M の値を 256 以上としなければならない。一方、 α の値を 0.25, 0.5, 0.75 および 1 とすることで、BER を十分に改善するために必要な M の値をそれぞれ 128, 64, 32, 8 と小さくできる。BER の改善効果は、 M の値が小さいときほど大きい。一方で、 M の値が大きい場合には α の値を大きくしても特性改善効果がない。

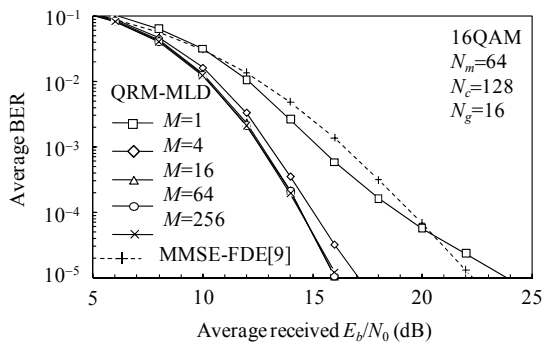
α を大きくすることによる演算量低減効果を複素乗算回数の観点から議論する。QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出において必要な複素乗算回数は、FFT に $N_c \log_2 N_c$ 、QR 分解に $N_c N_m^2$ 、 \mathbf{Q}^H の乗算に $N_c N_m$ 、二乗ユークリッド距離の計算に $X\{2+(M/2)(N_m+4)(N_m-1)\}$ である。周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送における QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出では、 α を大きくすることにより M の値を小さくできるため、二乗ユークリッド距離の計算に必要な演算量を大幅に削減することができる。その結果、16QAM を用いる場合、全体の演算量は、 α の値を 0.25, 0.5, 0.75 および 1 と大きくすることで $\alpha=0$ のときの演算量の約 53, 29, 18 および 9% に削減することができる。



(a) $\alpha=0.0$



(b) $\alpha=0.5$



(c) $\alpha=1$

図3 平均 BER 特性

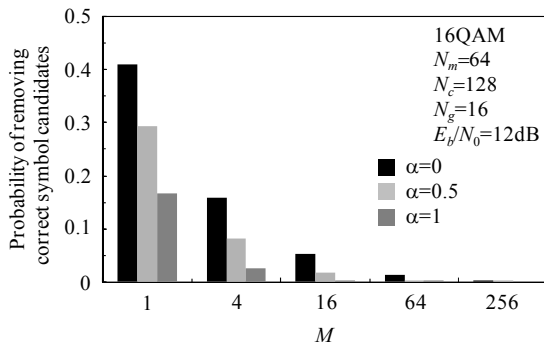


図4 第3ステージまでに正しいシンボル候補を削除してしまう確率

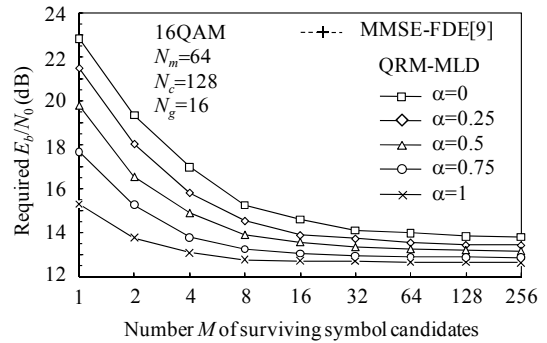


図5 生き残りシンボル候補数 M に対する平均 $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_b/N_0

3.3. スループット特性

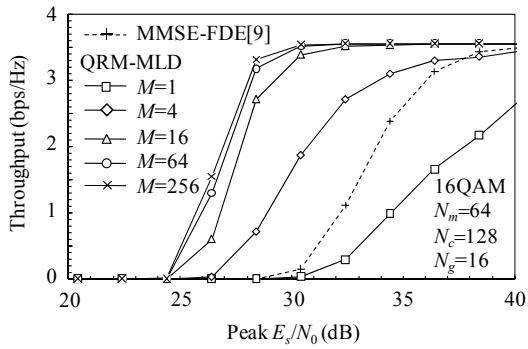
図6に、ピーク $E_s/N_0 (= \text{平均 } E_s/N_0 + \text{PAPR}_{0.1\%})$ 対スループット特性を示す. スループット η (bps/Hz) は次式で定義している.

$$\eta = \log_2 X \times (1 - \text{PER}) \times \frac{1}{1 + \alpha} \times \frac{1}{1 + N_g / N_c} \quad (15)$$

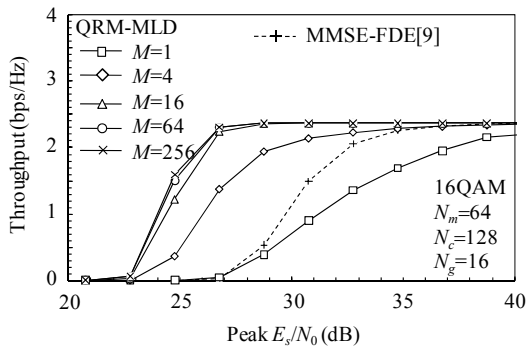
ここで、PER はパケット誤り率であり、1 パケットは 1024 ビットとしている.

QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いれば、ロールオフファクタの値によらず M の値を大きくすることで MMSE-FDE に比べてスループット特性を大幅に改善できる. また、 α の値を大きくすることにより初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少できるため、 M の値を小さくしても優れたスループット特性が得られる. しかしながら、図6より、ピーク E_s/N_0 が十分大きい領域では、 α の値によらず PER はほぼ 0 となるのに加え、 α を大きくするにつれて信号帯域幅が増加するため、スループットが単調に低下してしまうことがわかる.

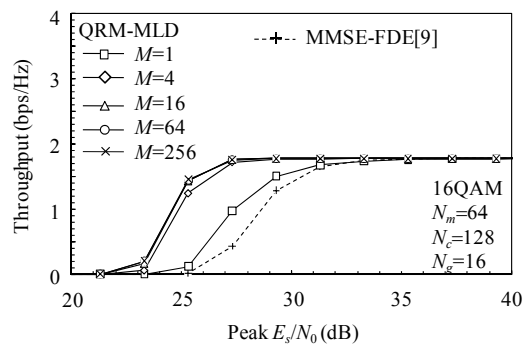
図7には、ピーク $E_s/N_0=25\text{dB}$ におけるスループットを M の関数としてプロットした. α の値を大きくすることで、スループットを十分に改善するために必要な M の値を小さくできる. ピーク $E_s/N_0=25\text{dB}$ 付近においては、 M の値が小さい場合 ($M \leq 4$) には、信号帯域幅を広げることでより大きい周波数ダイバーシチ効果が得られ初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少できるため、 α を大きくするにつれスループットが向上する. 一方、 M の値が大きい場合 ($M \geq 8$) には、 $\alpha=0.5$ 付近においてスループットが最大となる. これは、 M の値が大きい場合には、 α の値を大きくすることによる特性改善効果が小さいことと、PAPR が α が 0.5 以上ではほぼ一定値となるためである.



(a) $\alpha=0$



(b) $\alpha=0.5$



(c) $\alpha=1$

図 6 ピーク E_s/N_0 対スループット特性

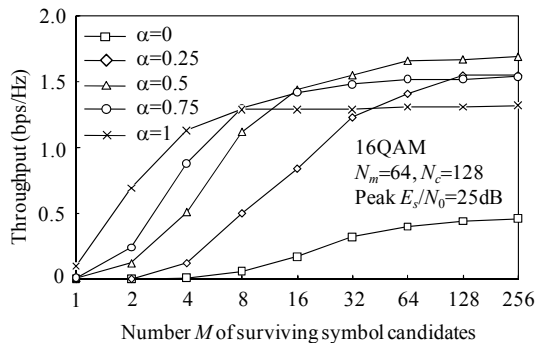


図 7 スループットに及ぼす M の影響

4. まとめ

本報告では、QRM-MLD 周波数ブロック信号検出を周波数領域フィルタリングを用いる SC 伝送へ拡張し、フィルタのロールオフファクタ α が BER 特性とスループット特性に与える影響を考察した。

α の値を大きくし信号帯域幅を広げることでより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少できるため、生き残りシンボル候補数 M の値を小さくできることを示した。一方、 M の値が大きい場合には α の値を大きくしても BER 特性がそれほど改善されないことも示した。また演算量についても考察した。16QAM を用いる場合、演算量は、 α の値を 0.25, 0.5, 0.75 および 1 と大きくすることで $\alpha=0$ のときの演算量の約 53, 29, 18 および 9% に削減できることを示した。さらにスループット特性についても考察した。ピーク E_s/N_0 が十分大きい領域では、 α を大きくするにつれてスループットが単調に低下してしまう。一方、ピーク $E_s/N_0=25$ dB 付近においては、 M の値が小さい場合には α を大きくするにつれスループットが向上するが、 M の値が大きい場合には $\alpha=0.5$ 付近においてスループットが最大となることを示した。

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] R. Van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [3] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 48, No. 1, pp. 37-44, Jan. 2000.
- [4] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlqvist, "Technical solutions for the 3G long-term evolution," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 44, No. 3, pp. 38-45, Mar. 2006.
- [5] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [6] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 7, pp.1946-1953, Jul. 2004.
- [7] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Introduction to single carrier FDMA: A new air interface for long term evolution*, John Wiley & Sons Inc, 2008.
- [8] S. Daumont, B. Rihawi, and Y. Lout, "Root-raised cosine filter influences on PAPR distribution of single carrier signals," *The 2nd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP 2008)*, pp. 841-845, Malta, Mar. 2008.
- [9] 奥山, 武田, 安達, "周波数領域等化シングルキャリア伝送における周波数領域フィルタリングに関する検討," *信学技報*, RCS2009-27, pp. 1-6, 2009年6月
- [10] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sendai, Japan, Sept. 2009.
- [11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [12] J. B. Anderson and S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A suaver and cost analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984.