

送信ダイバーシチを用いるシングルキャリア 周波数領域ブロック信号検出の伝送特性

山本 哲矢[†] 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, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし サイクリックプリフィックスを用いるシングルキャリア伝送(CP-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検出(QRM-MLD)による周波数領域ブロック信号検出を用いれば、ビット誤り率(BER)の理論的下界であるマッチドフィルタバウンド(MF bound)に近い BER 特性を達成できる。また、筆者らは最近、各データブロックに CP の代わりに既知系列を挿入した SC 伝送(TA-SC 伝送)に QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を適用すれば、生き残りシンボル候補数が限られた場合でも MF bound に近い BER 特性を達成できることを示した。更なる特性改善には、送信ダイバーシチの適用が有効である。本報告では、QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送および TA-SC 伝送に循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)を適用した時の平均 BER 特性を明らかにしている。CP-SC 伝送では、等価的なパス数を増やすことで、初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加するため、生き残りシンボル候補数が少ない場合には送信アンテナ本数を増やしても特性改善効果が制限されることを示す。一方、TA-SC 伝送では、生き残りシンボル候補数が少ない場合でも、送信アンテナ本数を増やすにつれて MF bound に近い BER 特性を達成できることを示す。

キーワード シングルキャリア, ブロック信号検出, QRM-MLD, 循環遅延送信ダイバーシチ

Performance of Single-carrier Transmission with Frequency-domain Block Signal Detection Using Transmit Diversity

Tetsuya YAMAMOTO[†] 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, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract A frequency-domain block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) can bring the BER performance of the cyclic prefix inserted single-carrier (CP-SC) transmission close to the matched filter (MF) bound. Recently, we showed that the training sequence-aided SC (TA-SC) transmission using QRM-MLD frequency-domain block signal detection can achieve the BER performance close to the MF bound while reducing the number of surviving symbol-candidates. To further improve the BER performance, transmit diversity technique is effective. In this paper, we present the BER performance of CP-SC and TA-SC transmission using QRM-MLD frequency-domain block signal detection and cyclic delay transmit diversity (CDTD). We show that if the number of surviving symbol-candidates is small, the CP-SC transmission limits the performance improvement since the probability of removing the correct symbol-candidates at early stages increases due to the increased number of equivalent propagation paths. On the other hand, we show that even if the number of surviving symbol-candidates is small, the TA-SC transmission can achieve the BER performance close to the MF bound irrespective of the number of transmit antennas.

Keyword Single-carrier, block signal detection, QRM-MLD, cyclic delay transmit diversity

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。移動無線チャンネルは、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ンネルであるため、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]。最近では、サイクリックプリフィックスを用いるSC伝送(CP-SC伝送)に最小平均二乗誤差(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ンネルにおけるビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることが示されてきた[2, 3]。しかしながら、MMSE-FDEでは等化後に残留ISIが発生するため伝送特性が劣化してしまい、BERの理論的下界であるマッチドフィルタバウンド(MF bound)との差は大きい[4]。これまでFDEと周波数領域残留干渉キャンセラの融合技術が提案されてきたが[4, 5]、特に高多値変調時においてはまだ理論的下界からの劣化

が数dB残っていた。

筆者らは最近、CP-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[6]、周波数選択性チャネルにおけるCP-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。また、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を多くすることで高多値変調時においてもMF boundに近い特性が得られることを示した。

しかし、生き残りシンボル候補数の増加は演算量の増加を伴う。Mアルゴリズムにおける各ステージの生き残りシンボル候補数が少ない場合には、初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加するため、MF boundからの劣化量が大きくなる。筆者らは以前、CPの代わりに既知系列をデータブロックに挿入したSC伝送(TA-SC伝送)[7]ではこの問題が解決できることを示した[8]。QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるTA-SC伝送では、初期のステージで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を大幅に削減できる。

更なる特性改善には、ダイバーシチ技術の適用が有効である。筆者らは以前、QRM-MLDを用いるときの受信ダイバーシチの適用効果を明らかにしたが、送信ダイバーシチの適用効果については未検討であった。マルチキャリア伝送を対象に提案された循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)[9]は、各アンテナで異なる循環遅延を送信データブロックに与えて、それらを同時に送信することで等価的なパス数を増やすことができるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。MMSE-FDEを用いるCP-SC伝送においてもCDTDを用いれば、周波数ダイバーシチ効果により伝送特性を改善できることが示されている[10]。しかしながら、CDTDでは周波数選択性を強めてしまうので、MMSE-FDEを用いた場合には、大きな残留ISIが生じてしまい、その特性改善効果には限界があった。

本報告では、QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるCP-SC伝送およびTA-SC伝送にCDTDを適用した時の平均BER特性を明らかにし、次のような知見を得ている。CP-SC伝送にQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いる場合、CDTDにより等価的なパス数を増やしてしまうと初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加する。このため、生き残りシンボル候補数が少ないと、送信アンテナ本数を増やしても特性改善効果が制限されてしまう。一方、TA-SC伝送では、生き残りシンボル候補数が少ない場合でも、送信アンテナ本数にかかわらずMF boundに近いBER特性を達成できる。

本稿の構成は以下のようになっている。第2章ではCDTDおよびQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるCP-SC伝送およびTA-SC伝送系について述べる。第3章では、計算機シミュレーションにより平均BER特性を明らかにしている。第4章でまとめる。

2. CDTD 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

2.1. 送信信号

図1にCP-SC伝送、図2にTA-SC伝送のブロック構成および送受信機構成を示す。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。送信機では、情報ビット系列を変調した後、各送信シンボル系列を1ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する。 N_c 個のデータシンボルからなるデータ変調シンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(n), \dots, d(N_c-1)]^T$ を用いて表す。

アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同時に送信するのがCDTDである。CP-SC伝送の場合、データブロック \mathbf{d} を送信アンテナ本数 N_t 分だけコピーし、次式のように $n(n=0 \sim N_t-1)$ 番目のアンテナから送信される送信ブロックに循環遅延 $n\Delta$ を与える。

$$\mathbf{s}_n^{\text{CP}} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_t T_s}} [d((0-n\Delta) \bmod N_c), \dots, d((N_c-1-n\Delta) \bmod N_c)]^T \quad (1)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギーである。総送信電力を一定とするため送信電力を N_t で除算している。最後に、各送信アンテナの送信ブロック \mathbf{s}_n の後尾 N_g シンボルを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。

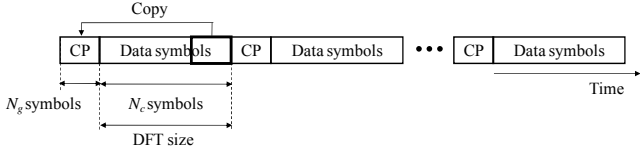
一方、TA-SC伝送では、循環遅延を与える前に、データブロック \mathbf{d} に N_g シンボルの既知系列を付加する。データブロック \mathbf{d} に既知系列を付加することで得られる送信ブロック $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c+N_g-1)]^T \\ &= [d(0), \dots, d(N_c-1), u(0), \dots, u(N_g-1)]^T \\ &= [\mathbf{d}^T \quad \mathbf{u}^T]^T \end{aligned} \quad (2)$$

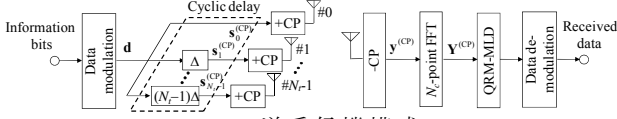
ここで、 $\mathbf{u}=[u(0), \dots, u(N_g-1)]^T$ は、全ブロックで共通の既知系列ベクトルである。TA-SC伝送では、既知系列を付加した後に送信ブロック \mathbf{s} を送信アンテナ本数 N_t 分だけコピーし、次式のように $n(n=0 \sim N_t-1)$ 番目のアンテナから送信される送信ブロックに循環遅延 $n\Delta$ を与える。

$$\mathbf{s}_n^{\text{TA}} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_t T_s}} \begin{bmatrix} s((0-n\Delta) \bmod (N_c+N_g)) \\ \vdots \\ s((N_c+N_g-1-n\Delta) \bmod (N_c+N_g)) \end{bmatrix} \quad (3)$$

TA-SC伝送では、データシンボル数 N_c と既知系列シンボル数 N_g の和が受信側におけるDFTブロック長となる。CDTDを用いる場合、 $(N_t-1)\Delta+L \leq N_g+1$ を満たすような循環遅延量 Δ を用いる必要がある。TA-SC伝送では、既知系列を付加した後に送信ブロック循環遅延を与えているため、この条件を満たさないような Δ を与えた場合には、前の送信ブロックのデータシンボルが現在のDFT区間に入り込むため、ブロック間干渉が発生する。

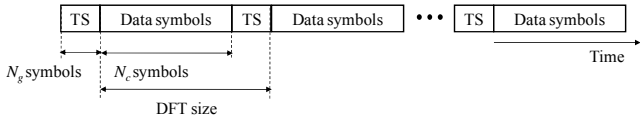


(a) ブロック構成

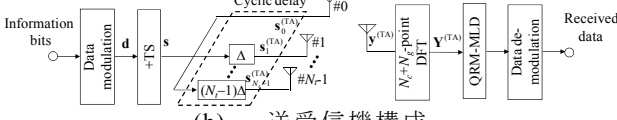


(b) 送受信機構成

図1 CP-SC 伝送系



(a) ブロック構成



(b) 送受信機構成

図2 TA-SC 伝送系

2.2. 受信信号

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。第 n 送信アンテナと受信機間のチャネルのインパルス応答 $h_n(\tau)$ は次式で表される。

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (4)$$

ここで、 $h_{n,l}$ および τ_l はそれぞれ第 n 送信アンテナと受信機間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2] = 1$ であるものとしている。

2.2.1. CP-SC 伝送

CP-SC 伝送における GI を削除した後の受信信号ベクトル $\mathbf{y}^{\text{CP}} = [y^{\text{CP}}(0), \dots, y^{\text{CP}}(t), \dots, y^{\text{CP}}(N_c - 1)]^T$ は次式のようになる。

$$\mathbf{y}^{\text{CP}} = [\mathbf{h}_0^{\text{CP}} \ \dots \ \mathbf{h}_{N_c-1}^{\text{CP}}] [\mathbf{s}_0^{\text{CP}T} \ \dots \ \mathbf{s}_{N_c-1}^{\text{CP}T}]^T + \mathbf{n}^{\text{CP}} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{n}^{\text{CP}} = [n^{\text{CP}}(0), \dots, n^{\text{CP}}(t), \dots, n^{\text{CP}}(N_c - 1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数であり、 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}_n^{CP} は第 n 送信アンテナと受信機間の $N_c \times N_c$ インパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h}_n^{\text{CP}} = \begin{bmatrix} h_{n,0} & & & & h_{n,L-1} & & & & \\ \vdots & h_{n,0} & & & & & & & \\ & \vdots & h_{n,0} & & \mathbf{0} & & & & h_{n,L-1} \\ h_{n,L-1} & & \vdots & & \ddots & & & & \\ & h_{n,L-1} & & & & h_{n,0} & & & \\ & & h_{n,L-1} & & & \vdots & & & \\ \mathbf{0} & & & h_{n,L-1} & & \ddots & & & h_{n,0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

受信機では、 N_c ポイントの離散フーリエ変換(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 $\mathbf{Y}^{\text{CP}} = [Y^{\text{CP}}(0), \dots, Y^{\text{CP}}(k), \dots, Y^{\text{CP}}(N_c - 1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{\text{CP}} &= \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{y}^{\text{CP}} \\ &= [\mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{h}_0^{\text{CP}} \ \dots \ \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{h}_{N_c-1}^{\text{CP}}] \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_c-1} \end{bmatrix} + \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{n}^{\text{CP}} \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\mathbf{F}^{(J)} = \frac{1}{\sqrt{J}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{J}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (J-1)}{J}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(J-1) \times 1}{J}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(J-1) \times (J-1)}{J}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

また、 \mathbf{h}_n^{CP} は巡回行列であるから、次式を得る[11]。

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{h}_n^{\text{CP}} \mathbf{F}^{(N_c)H} \\ = \text{diag}[H_n^{\text{CP}}(0), \dots, H_n^{\text{CP}}(k), \dots, H_n^{\text{CP}}(N_c - 1)] \equiv \mathbf{H}_n^{\text{CP}} \end{aligned} \quad (9)$$

ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 $H_n^{\text{CP}}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$, $k=0 \sim N_c-1$ である。式(9)を用いると、式(7)は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{\text{CP}} &= [\mathbf{H}_0^{\text{CP}} \mathbf{F}^{(N_c)} \ \dots \ \mathbf{H}_{N_c-1}^{\text{CP}} \mathbf{F}^{(N_c)}] \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0^{\text{CP}} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_c-1}^{\text{CP}} \end{bmatrix} + \mathbf{N}^{\text{CP}} \\ &= \sqrt{2E_s / N_c T_s} \sum_{n=0}^{N_c-1} \mathbf{H}_n^{\text{CP}} \mathbf{\Delta}_n \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{d} + \mathbf{N}^{\text{CP}} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{\Delta}_n$ は次式で表わされる第 n アンテナの循環遅延を表わす N_c 行 N_c 列の対角行列である。

$$\mathbf{\Delta}_n = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & \exp\left(-j2\pi \frac{n\Delta}{N_c}\right) & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & \exp\left(-j2\pi \frac{(N_c-1)n\Delta}{N_c}\right) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)を用いると、式(10)はさらに次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{\text{CP}} &= \sqrt{2E_s / T_s} \hat{\mathbf{H}}^{\text{CP}} \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{d} + \mathbf{N}^{\text{CP}} \\ &= \sqrt{2E_s / T_s} \bar{\mathbf{H}}^{\text{CP}} \mathbf{d} + \mathbf{N}^{\text{CP}} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}^{\text{CP}} = \text{diag}[\hat{H}^{\text{CP}}(0), \dots, \hat{H}^{\text{CP}}(k), \dots, \hat{H}^{\text{CP}}(N_c - 1)]$ は CDTD により等価的にパス数が増加した複合チャネル行列であり、第 k 対角要素は次式で表わされる。

$$\hat{H}^{\text{CP}}(k) = (1/\sqrt{N_c}) \sum_{n=0}^{N_c-1} H_n^{\text{CP}}(k) \exp(-j2\pi k n \Delta / N_c) \quad (13)$$

また、 $\bar{\mathbf{H}}^{\text{CP}} = \hat{\mathbf{H}}^{\text{CP}} \mathbf{F}^{(N_c)}$ は DFT および伝搬路(周波数領域)を1つの等価チャネルと見なした時の $N_c \times N_c$ 等価チャネル行列であり、 $\mathbf{N}^{\text{CP}} = [N^{\text{CP}}(0), \dots, N^{\text{CP}}(k), \dots, N^{\text{CP}}(N_c - 1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである。

2.2.2. TA-SC 伝送

TA-SC 伝送では、循環遅延量が 2.1 節で示した条件を満たしている場合、受信信号ベクトル $\mathbf{y}^{\text{TA}} = [y^{\text{TA}}(0), \dots, y^{\text{TA}}(t), \dots, y^{\text{TA}}(N_c + N_g - 1)]^T$ は CP-SC 伝送の時と同様に巡回行列を用いて次式のように表わすことができる。

$$\mathbf{y}^{\text{TA}} = [\mathbf{h}_0^{\text{TA}} \ \dots \ \mathbf{h}_{N_c-1}^{\text{TA}}] [\mathbf{s}_0^{\text{TA}T} \ \dots \ \mathbf{s}_{N_c-1}^{\text{TA}T}]^T + \mathbf{n}^{\text{TA}} \quad (14)$$

ただし、 \mathbf{h}_n^{TA} は $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ インパルス応答行列、 \mathbf{n}^{TA} は $N_c + N_g$ 次の雑音ベクトルである。

受信機では、 $N_c + N_g$ 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 $\mathbf{Y}^{\text{TA}} = [Y^{\text{TA}}(0), \dots, Y^{\text{TA}}(k), \dots, Y^{\text{TA}}(N_c + N_g - 1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{\text{TA}} &= \sqrt{2E_s/T_s} \hat{\mathbf{H}}^{\text{TA}} \mathbf{F}^{(N_c+N_g)} \mathbf{s} + \mathbf{N}^{\text{TA}} \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \bar{\mathbf{H}}^{\text{TA}} \mathbf{s} + \mathbf{N}^{\text{TA}} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}^{\text{TA}} = \text{diag}[\hat{H}^{\text{TA}}(0), \dots, \hat{H}^{\text{TA}}(k), \dots, \hat{H}^{\text{TA}}(N_c + N_g - 1)]$ は複合チャネル行列であり、 $\hat{H}^{\text{TA}}(k) = (1/\sqrt{N_t}) \sum_{n=0}^{N_t-1} H_n^{\text{TA}}(k) \exp(-j2\pi kn\Delta/(N_c + N_g))$ である。 $\bar{\mathbf{H}}^{\text{TA}} = \hat{\mathbf{H}}^{\text{TA}} \mathbf{F}^{(N_c+N_g)}$ は DFT および伝搬路(周波数領域)を 1 つの等価チャネルと見なした時の $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ 等価チャネル行列である。

2.3. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

CDTD を用いる CP-SC 伝送および TA-SC 伝送の周波数領域受信信号が、等価チャネル行列を用いてそれぞれ式(12)および(15)のように表わせることから、周波数領域受信ブロックに QRM-MLD が適用できる[6]。

QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出ではまず、等価チャネル行列を $\bar{\mathbf{H}}^{\text{CP(TA)}} = \mathbf{Q}^{\text{CP(TA)}} \mathbf{R}^{\text{CP(TA)}}$ のように QR 分解する。 $\mathbf{Q}^{\text{CP(TA)}}$ は $\mathbf{Q}^{\text{CP(TA)H}} \mathbf{Q}^{\text{CP(TA)}} = \mathbf{I}$ を満たすサイズ $N_c \times N_c$ ($(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$) の行列である (\mathbf{I} は単位行列)。 $\mathbf{R}^{\text{CP(TA)}}$ は $N_c \times N_c$ ($(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$) 上三角行列である。SC 伝送の場合、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、 $\mathbf{Q}^{\text{CP(TA)H}}$ を周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{\text{CP(TA)}}$ に乗算し、次式を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}^{\text{CP(TA)}} &= \mathbf{Q}^{\text{CP(TA)H}} \mathbf{Y}^{\text{CP(TA)}} \\ &= \begin{cases} \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R}^{\text{CP}} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^{\text{CPH}} \mathbf{N}^{\text{CP}} \\ \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R}^{\text{TA}} \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^{\text{TAH}} \mathbf{N}^{\text{TA}} \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)から、MLD の動作は送信ブロック内のシンボル数と同数の N_c ステージで構成される木構造を用いて表わすことができる (TA-SC 伝送の場合も $\hat{\mathbf{Y}}^{\text{TA}}$ の第 $N_c \sim (N_c + N_g - 1)$ 番目の要素には、既知系列しか含まれていないため MLD の動作は N_c ステージの木構造となる)。M アルゴリズム [12] を用いる MLD では、各ステージにおいて周波数領域受信信号 $\hat{\mathbf{Y}}^{\text{CP(TA)}}$ の各要素とシンボル候補系列間の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、累積パス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。最終ステージにおいて最も累積パスメトリックの小さい生き残りシンボル候補系列を用いてデータ復調を行う。

QRM-MLD の第 n ステージ ($n=0 \sim N_c-1$) においては、次式で表わされる累積パスメトリックを用いて送信シンボル $d(N_c-1) \sim d(N-1-n)$ に至る系列に対して生き残りシンボル候補の選択を行う。

$$e_n = \sum_{n'=0}^n \left| \hat{Y}^{\text{CP(TA)}}(N_c-1-n') - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=0}^{n'} \mathbf{R}_{N_c-1-n', N_c-1-i}^{\text{CP(TA)}} \bar{d}(N_c-1-i) \right|^2 \quad (17)$$

したがって、第 n ステージにおけるシンボル $d(N_c-1-m)$, $m=0 \sim n$ の信号電力は行列 $\mathbf{R}^{\text{CP(TA)}}$ の第 (N_c-1-m) 列の第 $(N_c-1-n) \sim (N_c-1)$ までの要素の 2 乗和で与えられる。初期のステージほど信号電力が小さくなるため、誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率は初期のステージの方が大きい。また、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、行列 $\mathbf{R}^{\text{CP(TA)}}$ の右下成分の値が他と比べて小さくなりやすい [13]。

CP-SC 伝送の場合、 \mathbf{R}^{CP} の右下成分が影響する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。 M の値を小さくし過ぎると、シンボル候補を多く削除することになるから、信号電力が大幅に低下する初期のステージでは誤って正しいシンボル候補を削除する確率が大幅に増加してしまう。そのため CP-SC 伝送では、この確率を減少させ MF bound に近い BER 特性を達成するためには、大きな M を用いなければならない [6]。

また、等電力遅延プロファイルの場合、絶対値が小さくなりやすい \mathbf{R}^{CP} の右下要素は、 $\{(\mathbf{R}^{\text{CP}})_{ij}; i=N_c-L \sim N_c-1, j=N_c-L \sim N_c-1\}$ であることが報告されている [13]。CDTD を用いて等価パス数を増加させた場合、絶対値が小さくなりやすい \mathbf{R}^{CP} の右下成分の個数が多くなってしまう。その結果、CDTD を用いた場合には、信号電力が十分に得られないステージ数が増加するため、MF bound に近い BER 特性を達成するためには、送信アンテナ 1 本の場合に比べて大きな M を用いなければならない。

一方、TA-SC 伝送では、行列 \mathbf{R}^{TA} の右下 $N_g \times N_g$ の要素は既知系列に対応しているから生き残りシンボル候補の選択には関係ない。したがって、 \mathbf{R}^{TA} の各要素のうち絶対値が小さくなりやすい右下要素の影響をあまり受けないため、十分な信号電力を用いて生き残りシンボル候補の選択を行うことができる。そのため、小さな M を用いても、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る。

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。データシンボル数は CP-SC 伝送および TA-SC 伝送ともに $N_c=64$ とし、CP 長または既知系列長は $N_g=16$ シンボルとした。伝搬路は、 $L=8$ パスで指数減衰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
	The number of data symbols	$N_c=64$
	Length of TS or CP	$N_g=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=8$ -path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0, 5(\text{dB})$
	Time delay	$\tau_l=l (l=0\sim L-1)$
Receiver	Channel estimation	Ideal

3.1. 循環遅延量 Δ の影響

図 3 に Δ の関数としてプロットした CDTD と QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送および TA-SC 伝送の平均 BER 特性を示す。 $N_f=4$, $E_b/N_0=14\text{dB}$ とした。また、比較のため MF bound の特性も示す[10, 14]。

図 3 より、CP-SC 伝送では、 $\Delta=0$ から Δ を大きくするにつれて大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため BER 特性が改善するが、 Δ がある値を越えると、BER 特性が劣化していることがわかる。この理由は、 Δ を大きくするにつれて等価的なパス数が増加することで、絶対値が小さくなりやすい $\mathbf{R}^{(\text{CP})}$ の右下要素の個数を増大させてしまい、初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除する確率が増加するためである。大きな M を用いればこの確率を減少できるため、 M を大きくするほど最適 Δ は大きくなる。

一方、TA-SC 伝送では、 $\Delta=0$ から Δ を大きくするにつれて大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため BER 特性が改善するが、 Δ がある値を越えると、BER 特性が大幅に劣化する。これは、TA-SC 伝送では、既知系列を付加した後に送信ブロックに循環遅延を与えているため、 Δ を大きくしたことによって前の送信ブロックからのブロック間干渉が発生するためである。しかしながら、TA-SC 伝送では、 $M=16$ 程度で CP-SC 伝送の $M=256$ とほぼ同等の BER 特性を達成できている。

3.2. 平均 BER 特性

図 4 に $M=16$ としたときの CDTD と QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送および CP-SC 伝送の BER 特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0=(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)/4$ 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。また、MF bound も示す。

CP-SC 伝送では、CDTD により等価的なパス数を増やすことで、初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加するため、送信アンテナ本数を増やしても特性改善量の増加が制限される。一方、TA-SC 伝送では、送信アンテナ本数にかかわらず MF bound に近い BER 特性を達成でき、 M の値が同じ場合

は送信アンテナ本数を 2, 4 本と増やすにつれて CP-SC 伝送との特性差が大きくなる。

図 5 には $M=16$ の TA-SC 伝送と $M=256$ の CP-SC 伝送の比較を示す。CP-SC 伝送では、 $M=256$ 程度の大きな M を用いれば、送信アンテナ本数にかかわらず MF bound に近い BER 特性を達成できる。一方、TA-SC 伝送では、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、 $M=16$ 程度で CP-SC 伝送の $M=256$ の場合とほぼ同等の BER 特性を達成可能である。

4. まとめ

本稿では、CDTD 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平均 BER 特性を明らかにした。CDTD により等価的なパス数が増えることにより、CP-SC 伝送では初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加するため、生き残りシンボル候補数が少ない場合、送信アンテナ本数を増やしても BER 特性改善効果に限界があることを示した。一方、TA-SC 伝送では、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が少ない場合でも、送信アンテナ本数にかかわらず MF bound に近い BER 特性を達成できることを示した。

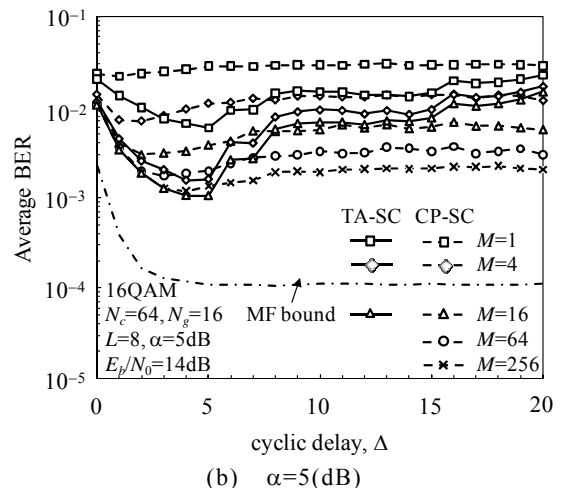
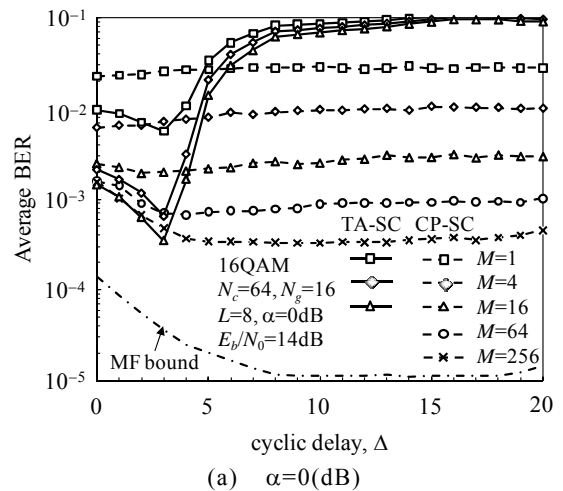


図 3 循環遅延量 Δ の影響

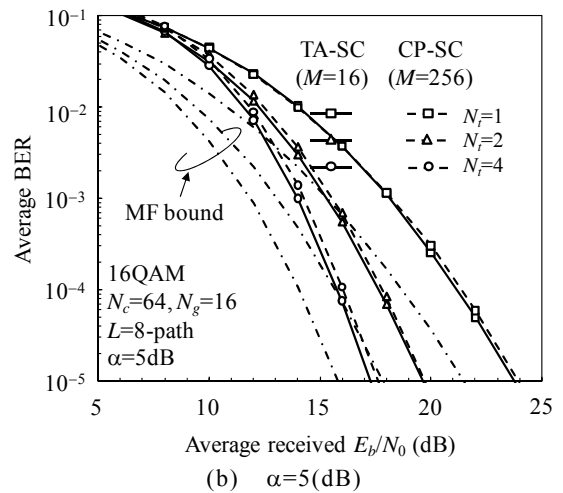
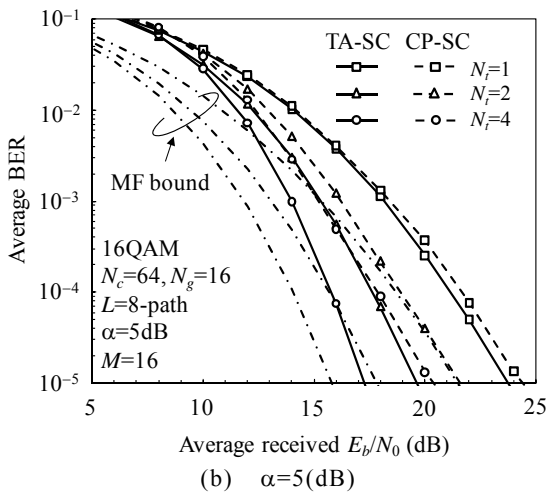
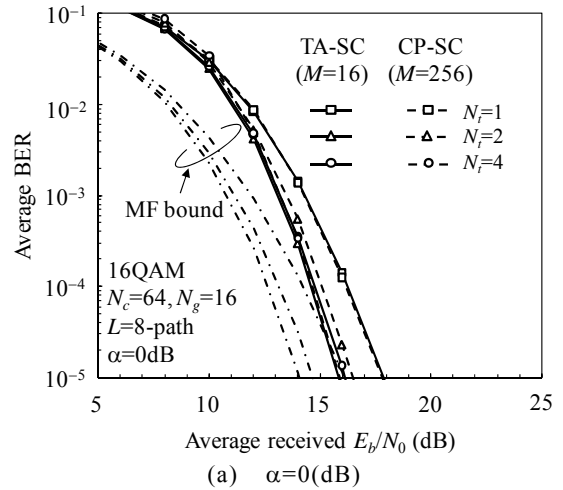
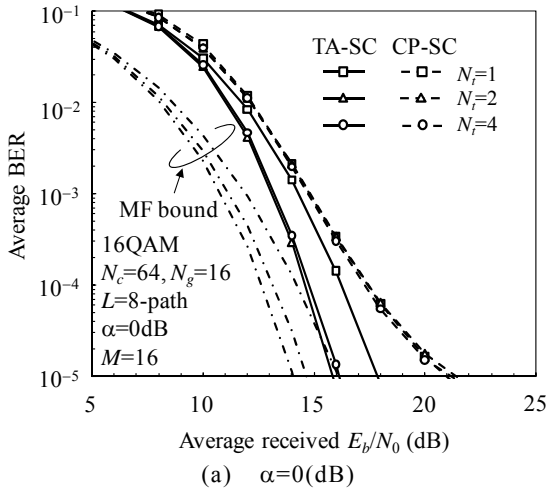


図4 平均 BER 特性 ($M=16$)

図5 TA-SC 伝送 ($M=16$) と CP-SC 伝送 ($M=256$) の比較

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [5] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Block iterative DFE for single carrier modulation," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 19, pp. 1144-1145, Sep. 2002.
- [6] 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)*, Japan, Sept. 2009.
- [7] L. Deneire, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Training sequence versus cyclic prefix-a new look on single carrier communication," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 5, No. 7, pp. 292-294, July, 2001.
- [8] 山本,武田,安達, "既知系列と QRM-MLD を用いるシングルキャリア周波数領域ブロック信号検出," *信学技報*, RCS2009-156, pp. 139-144, 2009年11月
- [9] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system," *IEEE Global Telecommunications Conference 2001 (GLOBECOM '01)*, pp. 3100-3105, Nov. 2001.
- [10] K. Takeda, Y. Kojima, and F. Adachi, "Performance comparison between CDTD and STTD for DS-CDMA/MMSE-FDE with frequency-domain ICI cancellation," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, No. 9, pp. 2882-2890, Sep. 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 survey and cost analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984.
- [13] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization for broadband single-carrier transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. 91-B, No. 1, pp. 258-266, Jan. 2008.
- [14] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 10, pp.2991-3002, Oct. 2004.