論文

2重選択性のための伝送路予測多重遅延検波を用いた マルチキャリア差動トレリス符号化変復調とその応用

久保 哲朗¹, 久保 博嗣²

¹ 立命館大学院 理工学研究科, 〒 525-8577 滋賀県 草津市 野路東 1-1-1

² 立命館大学 理工学部 電子情報工学科, 〒 525-8577 滋賀県 草津市 野路東 1-1-1

Multi-Carrier Differential Trellis-Coded Modulation/Demodulation Employing Multiple Differential Detection with Channel Prediction and Its Application

Tetsuro Kubo¹ and Hiroshi Kubo²

¹Graduate School of Science and Engineering, Ritsumeikan University

1-1-1 Noji-Higashi, Kusatsu-shi, Shiga 525-8577, Japan

²Department of Electronic and Computer Engineering, Faculty of Science and Engineering, Ritsumeikan University

1-1-1 Noji-Higashi, Kusatsu-shi, Shiga 525-8577, Japan

E-mail: ²kubohiro@fc.ritsume.ac.jp

Abstract This paper proposes a multi-carrier (MC) modulation scheme employing differential trellis-coded modulation (DTCM) and multiple differential detection with channel prediction, in order to cope with doubly-selective fading at good required signal-to-noise power ratio (SNR), where doubly-selective channels correspond to severe time/frequency-selective channels. For frequency-selective fading, MC modulation schemes are effective. For time-selective fading, multiple differential detection employing per-survivor processing (PSP-MDD) with channel prediction is effective. However, channel prediction degrades the required SNR for PSP-MDD. In order to cope with doubly-selective fading and improve the required SNR, this paper proposes MC-DTCM employing PSP-MDD with channel prediction. Finally, computer simulation results show that the proposed scheme can improve both the performance for doubly-selective fading and the required SNR compared with the conventional PSP-MDD with channel prediction, and the proposed scheme is suitable for large-cell train radio communications.

Keywords: differential encoding, trellis-coded modulation, multi-carrier, per-survivor processing, doubly-selective fading, train radio communication

1. まえがき

移動体無線通信においては、次の3点が主要な課題となる [1]。

- (a) 周波数利用効率の改善
- (b) 耐周波数選択性の改善

(c) 耐時間選択性の改善

課題 (a) に対しては、課題 (b), (c) の条件が比較的緩い環境下で、MIMO (multiple-input multiple-output) 伝送方式 [2] や、QAM (quadrature amplitude modulation) 等の変調多値数を向上させる伝送方式が知られている。課題 (b) に対しては、後述するマルチキャリア (MC

: multi-carrier) 伝送方式や、シングルキャリア (SC : single-carrier) 伝送方式に周波数領域等化 (FDE : frequency domain equalization) を用いる方式 [3] が知られている。他方、近年主流に検討されている課題 (a), (b) とは別に、課題 (b), (c) が同時に発生する 2 重選択性伝搬環境における耐性向上という方向性の研究がある。特に厳しい 2 重選択性伝搬環境としては、次の 2 つの通信システムが挙げられる。

- (1) 同報通信による大ゾーン空間波高速移動体通信システム
- (2) 移動体音響通信システム

上記 (1) の通信システムに関しては、同一周波数複局同時送信方式を用いる列車無線が挙げられる [4]-[6]。特に、低コストを実現するためには、列車無線の大ゾーン化が有効である。同一周波数複局同時送信方式を用いる列車無線では、隣接する基地局からの信号が人工的な遅延波となる。それゆえ、大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線では、遅延時間広がりが増大と、列車の高速移動に伴う厳しい 2 重選択性伝搬環境となる。他方、上記 (2) の通信システムに関しては、伝送媒体として電波ではなく音波を用いる通信システムであり、近年水中・陸上問わず様々な研究が行われている [7]-[9]。音響通信システムでは音波を用いるため、伝搬速度が陸上音響通信 (TRAC : terrestrial acoustic communication) では電波の約百万分の一、水中音響通信 (UWAC : underwater acoustic communication) では約二十万分の一となるため、厳しい 2 重選択性伝搬環境となる。

2 重選択性への耐性向上としては、時間選択性と周波数選択性への耐性向上の 2 方向を検討する必要がある。周波数選択性への耐性向上に対しては、SC 伝送方式に FDE を用いる方式や、MC 伝送方式が検討されている。近年、MC 伝送方式としては、OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing) 伝送方式をはじめとして、多重シングルキャリア (MSC : multiple SC) 伝送方式など、様々な方式が検討されている [6], [9]-[11]。一方、時間選択性への耐性向上に対しては、主に次の 2 点が検討されている。

- パイロットを用いた同期検波方式
- パイロットを用いない JD (joint detection)

前者は、パイロットを用いて推定した CIR (channel impulse response) を補間することで同期検波を実行する方式である。しかし、厳しい 2 重選択性の下ではパイロットの挿入頻度が高くなり、データの伝送効率が

低下するという課題を有する [1]。後者の JD とは、パイロットを用いずに伝送路推定とデータ判定を行う方式のことである。そのため、JD は厳しい 2 重選択性の下でも、伝送効率が低下せずデータの判定が可能である。著者らはこれまで、MC 伝送方式に JD の一種である per-survivor processing 多重遅延検波 (PSP-MDD) [12] に伝送路予測を適用した方式を組み合わせ、2 重選択性への耐性向上を検討してきた [6], [9]。しかし、伝送路予測を適用した PSP-MDD は受信感度が低下するという課題を有する。

本論文では、2 重選択性耐性を高めつつ、受信感度の劣化を抑圧するために、MC 差動トレリス符号化変調 (DTCM : differential trellis-coded modulation) に伝送路予測 PSP-MDD を適用する方式を提案する。MC 伝送方式としては、SC を並列に伝送する MSC 伝送方式を採用する。次に、計算機シミュレーションの結果から、提案する MSC-DTCM に伝送路予測 PSP-MDD を用いた方式は、従来の MSC-DPSK (differential phase-shift keying) と比較して耐 2 重選択性と受信感度を同時に改善可能であることを明らかにする。加えて、厳しい 2 重選択性伝搬環境の一つとして知られる、同一周波数複局同時送信方式を用いる大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムへの応用が可能であることを明らかにする。なお、本論文の一部は文献 [13]-[15] に記載されている。

本論文は次のように構成される。まず、2. では、想定する通信システムのモデルについて示す。3. では、提案する DTCM の構成について述べる。次に、4. では、PSP-MDD について述べる。また、5. では、2 重選択性におけるパラメータに関して述べる。最後に、6. では、シミュレーション結果から提案方式が 2 重選択性に対して有効であることを示し、提案方式が 2 重選択性伝搬環境の一つである、大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムに応用可能であることを明らかにする。

2. 想定する通信システムのモデル

図 1 に、想定する N_R 本の受信アンテナを有する SIMO (single-input multiple-output) 伝送路の通信システムのモデルを示す。ここで、 a_k は離散時間 k の信号 a 、 $a_k[q]$ は受信アンテナ q ($q = 1, 2, \dots, N_R$) に対応する離散時間 k の信号 a を示す。まず、変調/符号化器は m ビットの情報系列 b_k を入力し、変調系列である x_k を出力する。 x_k は SIMO 伝送路において加法的白色ガウス雑音 (AWGN : additive white Gaussian noise)

図1 想定する通信システムのモデル

Fig. 1 Communication system model under consideration

を受け、次に示す N_R 系統の受信信号 $r_k[q]$ となる。

$$r_k[q] = h_k[q]x_k + w_k[q] \quad (1)$$

ここで、 $h_k[q]$ は SIMO 伝送路における CIR、 $w_k[q]$ は AWGN を示す。次に、VA (Viterbi algorithm) を活用した復調/復号器は $r_k[q]$ を入力し、情報系列の推定値 $\hat{b}_k$ を出力する。

3. 差動トレリス符号化変調 (DTCM)

3.1 従来の差動符号化

図2に、DMPSK (differential M -ary phase-shift keying) の構成を示す。差動符号化変調器は m ビットの送信情報系列 b_k ($b_k \in \{0, 1, \dots, 2^m - 1\}$) に対して、情報系列 u_k を用いて変調系列 x_k を次の式で作成する。

$$u_k = \exp\left(j\frac{2\pi}{M}b_k\right) \quad (2)$$

$$x_k = u_k x_{k-1} \quad (3)$$

ここで、 M は $M = 2^m$ である変調多値数を示す。

図2 DMPSK の構成

Fig. 2 Block-diagram of the conventional DMPSK

図3 DTC8PSK の構成

Fig. 3 Block-diagram of the proposed DTC8PSK

3.2 提案する DTC8PSK

通常の DMPSK では、1 変調シンボル当たりの情報ビット数が m ビットの場合は、 $D2^m$ 相 PSK で実現できる。それに対して、提案方式は、1 変調シンボル当たりの情報ビット数が m ビットの場合は、符号化率 $R = m/(m+1)$ のトレリス符号化にて、 $DTC2^{m+1}$ 相 PSK で実現できる。著者らはこれまで、DTCM として、 $m = 1$ である DTC-QPSK (differential trellis-coded quadrature phase-shift keying)、 $m = 2$ である DTC8PSK (differential trellis-coded 8 phase-shift keying) を検討してきた [13]-[15]。本論文では、紙面の都合上、DTC8PSK にのみ焦点を当てて議論する。図3に、DTC8PSK の構成を示す。本方式では、2 ビット ($m = 2$) の情報シンボル b_k に対して、符号化率 $R = 2/3$ の Ungerboeck 符号 [16]-[19] を使い、 $b'_k[0], b'_k[1], b'_k[2]$ を作成する。ここで、 $b'_k[0], b'_k[1], b'_k[2]$ は 3 時刻分のシンボルの畳み込みで実現される。本論文ではこの観測時間を拘束長 K と定義し、図3では拘束長 $K = 3$ である。次に、この符号化された 3 ビットの情報を 8PSK にマッピングすることにより 8PSK 符号化系列 u_k を作成する。その後、次式により差動符号化を行い、変調系列 x_k を作成する。

$$u_k = \exp\left(j\frac{2\pi}{8}b'_k\right) \quad (4)$$

$$x_k = u_k x_{k-1} \quad (5)$$

本論文にて提案している DTCM は、既存技術のトレリス符号化変調 (TCM : trellis-coded modulation) と差動符号化を組み合わせた技術である。より詳細には、本論文では、MSC-DPSK に対して伝送路予測 PSP-MDD を適用した技術 [6] に対して、変調方式を DPSK から TCM に置き換え、これに対応する伝送路予測 PSP-

MDDの実現手法を新しく提案したことが新規性となる。さらには、TCMにより、高速時変伝送路で頻発する短時間の電力低下（フェード）による性能劣化を抑圧できるという有効性を有することを、3.3と6.にて明らかにする。

3.3 $K = 5$ の DTCM のための符号則の検討

提案する DTC8PSK は高速時変伝送路において有効である。DTC8PSK は情報を畳込むことで符号を作成するため、拘束長 K 以内の誤りを訂正可能である。高速時変伝送路では、フェードが多発すると同時にその間隔（フェードデューレーション）が短くなる。この際、フェードデューレーションが拘束長 K 以内であれば、DTC8PSK はフェードによる誤りを回避する可能性がある。したがって、DTC8PSK は拘束長 K を拡大することにより、高速時変伝送路での誤り率を向上させることが可能となる。一方で、拘束長を拡大することにより、4.に記載する計算量が課題となる。TC8PSK の非再帰形式の符号則は、拘束長 $K = 3$ に関しては、文献 [16] に最小自由距離が最大のもの（図3に記載した符号則）が示されている。しかし、拘束長 $K = 4$ 以上に関しては、非再帰形式の最小自由距離が最大となる符号は、文献 [16] には記載されていない。そこで、本論文では、最小自由距離が最大となる $K = 5$ の符号を検討し、図4に示す。

図4 拘束長 $K = 5$ の符号

Fig. 4 Encoder with the constraint length $K = 5$

4. 高次伝送路予測 PSP-MDD

本方式では、復調方式として VA に基づく PSP-MDD を用いる。トレリスにおける各時刻の状態 S_k 、枝 S_k/S_{k-1} を全ての情報系列の候補 $\tilde{b}_k$ を用いて次のように定義する。

$$S_k = \tilde{b}_k \tilde{b}_{k-1} \dots \tilde{b}_{k-V+1} \quad (6)$$

$$S_k/S_{k-1} = \tilde{b}_k \tilde{b}_{k-1} \dots \tilde{b}_{k-V} \quad (7)$$

ここで、VA のメモリ長を V とする。次に、枝メトリック Γ_k とパスメトリック H_k を以下に示す。

$$\Gamma_k[S_k/S_{k-1}/S_{k-2}^{SV}] = \sum_{q=1}^{N_R} \left| r_k[q] - \sum_{n=1}^N v_n r_{k-n}[q] \prod_{i=0}^{n-1} \tilde{u}_{k-i} \right|^2 \quad (8)$$

$$H_k[S_k/S_{k-1}] = H_k[S_{k-1}/S_{k-2}^{SV}] + \Gamma_k[S_k/S_{k-1}/S_{k-2}^{SV}] \quad (9)$$

$$H_k[S_k/S_{k-1}^{SV}] = \min_{\{S_{k-1}\} \rightarrow S_k} H_k[S_k/S_{k-1}] \quad (10)$$

ここで、 S_k/S_{k-1}^{SV} , $S_k/S_{k-1}/S_{k-2}^{SV}$ はそれぞれ生き残りパスメトリックに繋がる状態 S_k 、枝 S_k/S_{k-1} を示しており、 $\{S_{k-1}\} \rightarrow S_k$ は状態 S_{k-1} から状態 S_k につながる可能性を持つ全ての候補を示す。また、 $\tilde{u}_k$ は全ての情報系列の候補 $\tilde{b}_k$ に対する符号化系列の候補、 v_n は MDD の重み係数であり、 N は観測シンボル数を示す。

推定 CIR を過去時刻の平均化にて求めることにより、雑音の揺らぎを抑える手法が文献 [20] にて提案されている。しかし、高速なドップラー変動が発生する環境においては追従特性が大幅に劣化するという課題がある。文献 [12] では追従特性を向上させるために重み係数 v_n を次のように設定することにより、過去時刻の変動から CIR を予測し、推定する手法が提案されている。

$$v_n = (-1)^{n-1} \binom{N}{n} \quad (11)$$

本論文において、伝送路予測次数 L は $L = N - 1$ とする。予測次数 L を増やせば追従特性を向上させることが可能となる一方で、雑音の影響が大きくなり、受信感度が劣化するというトレードオフの関係性を有する。また、想定する VA のメモリ長は $V = K + L - 1$ である。本方式のデータブロックあたりの時間計算量は、 $O(M^{V+1}S)$ であり、空間計算量は、 $O(M^V S)$ である。ここで、 S は系列の長さ、時間計算量はアルゴリズムの実行に必要な処理時間の指標、空間計算量は、アルゴリズムの実行に必要な記憶領域の指標を示す。VA の計算量はメモリ長のべき乗で増加するため、拘束長 K の拡大や予測次数 L の増加に伴い、計算量が増加するという課題がある。

図5 MSC 伝送方式の構成

Fig. 5 Structure of MSC modulation scheme

5. 2 重選択性のパラメータ

5.1 2 重選択性と MSC 伝送方式

本節では、2 重選択性のパラメータと MSC 伝送方式について議論する。周波数選択性のパラメータは、シンボル周期正規化最大遅延時間広がり τ_D/T である。また、時間選択性のパラメータは、シンボルレート正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ である。ここで、 T はシンボル周期を示す。 τ_D/T 、 $f_D T$ は次式で表現される。

$$\tau_D/T = \frac{d}{cT} \quad (12)$$

$$f_D T = \frac{v f_c}{c} T \quad (13)$$

ここで、 d は最大伝搬距離差、 c は伝搬速度、 v は移動速度、 f_c は搬送波周波数を表す。MC 伝送方式では、 T をパラメータとして周波数選択性と時間選択性を制御することが可能である。本論文では、MC 伝送方式の一種である MSC 伝送方式 [6], [9] を用いる。図5に周波数領域における MSC 伝送方式の構成を示す。図中の α はロールオフ率、 δ はキャリアセパレーションを示す。今後、特に断らない限り、通常は、ロールオフ率 $\alpha = 0.2$ 、キャリアセパレーション $\delta = 1.2$ と設定する。なお、これらのパラメータによりサブキャリア間隔を制御可能であり、適切な値に設定することにより ICI (intercarrier interference) の影響を抑圧することが可能となる。また、 N_{SC} はサブキャリアの数を表す。MSC 伝送方式は狭帯域化した SC を並列に配置し、伝送する方式である。したがって、シンボル周期 T は MSC 伝送方式の N_{SC} によって決定する。本論文では、 $N_{SC} = 1$ の時の T を T_0 と定義する。

5.2 2 重選択性の総合的評価

図6および図7に、周波数領域・時間領域での、SC 伝送方式と 4SC 伝送方式の比較をそれぞれ示す。こ

図6 周波数領域における SC と 4SC の比較

Fig. 6 Comparison between SC and 4SC in frequency domain

図7 時間領域における SC と 4SC の比較

Fig. 7 Comparison between SC and 4SC in time domain

こで、 $f_0 (= 1/T_0)$ は $N_{SC} = 1$ 時のシンボルレートを表す。図より、4SC 伝送方式は SC 伝送方式と比較して、遅延波の影響を 1/4 に低減可能である。つまり MSC 伝送方式は、 N 個のサブキャリアにより、周波数選択性を $1/N$ に低減可能である。一方で、式 (2) から、 T_0 の拡大によって時間選択性が N 倍に増大する。すなわち、次の関係が成立する。

$$\tau_D/T = \frac{1}{N} \tau_D/T_0 \quad (14)$$

$$f_D T = N f_D T_0 \quad (15)$$

5.3 大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムにおけるパラメータ

本節では、厳しい 2 重選択性伝搬環境における応用例として、大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムとそのパラメータに関して述べる。空間波列車無線システムでは、次の 2 つが要求される。

- (1) 高い周波数利用効率の実現
- (2) 高信頼通信の実現

上記 (1) は、列車無線システムでは、使用可能な周波数帯域幅が限られているためである。それゆえ、高い周波数利用効率を実現する方式として、同一の周波数で同報通信を実現する同一周波数複局同時送信方式が有効である。同一周波数複局同時送信方式を前提とし

表1 大ゾーン空間波列車無線システムのパラメータ
Table 1 Parameters on large-cell train radio communications

列車の走行速度 v	300 km/h (= 83.3 m/s)
伝搬速度 c	3.0×10^8 m/s
搬送波周波数 f_c	400 MHz
シンボルレート f_0	4.8 ksps
$f_D T_0$	2.3%

た大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムでは、次の2つの課題がある。

- 大ゾーン化による隣接基地局からの遅延時間広がり
- 列車の高速移動に伴うドップラー変動

前者は周波数選択性に、後者は時間選択性に相当する。つまり、大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムは、周波数選択性と時間選択性が同時に発生する2重選択性伝搬環境となる。上記(2)は、列車無線システムは中央指令局と列車乗務員間の音声通信であり、安全性確保のために高信頼性が要求されるためである。また、近年無線通信を活用した列車制御システム[21]が実現されており、高信頼通信の実現は不可欠であると考えられる。したがって、本論文ではターゲットBER (bit error rate) を 10^{-4} 、誤り訂正符号適用時のターゲットBLER (block error rate) を 10^{-6} として性能評価を行う。

表1に、大ゾーン空間波列車無線システムにおけるパラメータの一例を示す。ここで、 $N_{SC} = 2$ 時は T_0 を2倍に拡大するため $f_D T = 4.6\%$ 、 $N_{SC} = 4$ 時は T_0 を4倍に拡大するため $f_D T = 9.3\%$ となる。つまり、サブキャリア数の増加に伴い、 $f_D T$ が増大する。

6. 計算機シミュレーション結果

本章では計算機シミュレーション結果により、提案するDTC8PSKと従来方式であるDQPSKのBER特性とBLER特性を比較する。

比較する変調/符号化器は $m = 2$ であり、復調/復号器は両方式共にPSP-MDDである。また、変調信号スペクトルは $\alpha = 0.2$ の送受均等分割ロールオフ特性とし、キャリアセパレーション δ は1.2とする。これらのパラメータと表1記載のシンボルレート f_0 より、SC伝送方式時とMSC伝送方式時の占有帯域幅は5.76 kHzで同一となる。

6.1 1パス伝送路下の特性

図8 静的伝送路下でのBER特性 ($N_R = 1$)

Fig. 8 BER performance as a function of E_b/N_0 on static channels without ISI ($N_R = 1$)

図8に、 $N_R = 1$ としたISI (intersymbol interference) の存在しない静的伝送路下でのBER特性を示す。ここで、本節ではBER = 10^{-4} を実現する E_b/N_0 を受信感度と定義する。図より、以下のことが明らかとなる。

- DTC8PSKは、DQPSKよりも良好な受信感度を示す
- 伝送路予測PSP-MDDの雑音の影響により、予測次数 L の増加に伴い受信感度が劣化する
- DTC8PSKは、拘束長を図4の符号を用いて $K = 5$ に拡大することにより、受信感度を改善可能である

また、 $K = 5$ としたDTC8PSKはDQPSK ($L = 1$)と比較して、受信感度を3 dB程度改善していることが明らかとなる。

図9に平均 $E_b/N_0 = 25$ dB、 $N_R = 4$ とした、ISIの存在しない動的伝送路下におけるBER特性を示す。図より、以下のことが明らかとなる。

- BER = 10^{-4} において、提案するDTC8PSKはDQPSKと比較して追従特性が良好である
- 両方式共に、予測次数 L の増加に伴い追従特性を改善可能であるが、 $L = 2$ 以上では伝送路予測の効果は低下する

図9 動的伝送路下での BER 特性 (平均 $E_b/N_0 = 25$ dB, $N_R = 4$)

Fig. 9 BER performance as a function of $f_D T$ at average E_b/N_0 of 25 dB on independent flat Rayleigh fading channels without ISI ($N_R = 4$)

- DTC8PSK は、拘束長を図4の符号を用いて $K = 5$ に拡大することにより、追従特性を改善可能である

ここで、 $K = 5$ とした DTC8PSK は $f_D T = 18\%$ 程度まで $BER = 10^{-4}$ を達成可能である。また、 $BER = 10^{-4}$ で DQPSK ($L = 1$) と比較すると、 $f_D T$ を 4%程度改善していることが明らかとなる。

図8と図9の結果より、 $K = 5$ とした DTC8PSK は、 $K = 3$ の DTC8PSK と比較して追従特性と受信感度の両方を同時に改善可能であることが明らかである。以降本論文では、両方式の予測次数 L は 1 とし、DTC8PSK の拘束長 K は 5 とする。

6.2 2パス伝送路下の特性

本節では、2重選択性環境下での MSC-DTC8PSK と MSC-DQPSK の BLER を比較する。伝送路は 2パス独立レイリーフェージングとし、直接波と遅延波の電力比である DUR (desired signal to undesired signal power ratio) は 6 dB とする。また、本節および 6.3 では、 $N_R = 4$ とし、誤り訂正符号にはリード・ソロモン (RS) 符号 RS (192, 168, 8) を用いる。

図10に、平均 $E_s/N_0 = 25$ dB とした時の τ_D/T_0 をパラメータとした BLER 特性を示す。図より、以下の

図10 τ_D/T_0 をパラメータとした BLER 特性 (平均 $E_s/N_0 = 25$ dB, $f_D T_0 = 2.5\%$, $N_R = 4$)

Fig. 10 BLER performance as a function of τ_D/T_0 at average E_s/N_0 of 25 dB ($f_D T_0 = 2.5\%$, $N_R = 4$)

図11 平均 E_s/N_0 をパラメータとした BLER 特性
Fig. 11 BLER performance as a function of average E_s/N_0 ($\tau_D/T_0 = 3/4$, $f_D T_0 = 2.5\%$, $N_R = 4$)

ことが明らかとなる。

- 両方式で、サブキャリア数の増加に伴い遅延波特性を改善可能である
- 4SC-DTC8PSK は $\tau_D/T_0 = 19/16$ 程度まで $\text{BLER} = 10^{-6}$ を達成可能であり、4SC-DQPSK と比較して遅延波特性が $\tau_D/T_0 = 1/4$ 程度良好である

図 11 に $\tau_D/T_0 = 3/4$, $f_D T_0 = 2.5\%$ とした時の平均 E_s/N_0 をパラメータとした BLER 特性を示す。ここで、本節および 6.3 では $\text{BLER} = 10^{-6}$ を実現する E_s/N_0 を受信感度と定義する。図より、以下のことが明らかとなる。

- 平均 E_s/N_0 が良好な場合でも、両方式で $N_{SC} = 1, 2$ の時 $\text{BLER} = 10^{-6}$ を達成できない
- $N_{SC} = 4$ の場合、両方式で $\text{BLER} = 10^{-6}$ を達成可能であるが、4SC-DTC8PSK は 4SC-DQPSK と比較して受信感度を 3 dB 程度改善している

以上の結果より、2重選択性環境下で、提案する MSC-DTC8PSK が MSC-DQPSK よりも良好な 2重選択性耐性と受信感度を有していることが明らかとなる。

6.3 列車無線システムを想定した特性

本節では、2重選択性環境の一例として、同報通信による大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムを想定した、計算機シミュレーションによる性能比較を行う。計算機シミュレーションのパラメータは表 1 記載の通りとする。シミュレーション環境は、文献 [6] で使用されているものを利用するため、ここでは簡単にレビューする。図 12 に、想定する通信システムを示す。図中の BS は基地局を、MS は移動局を、 R_{cell} は基地局のセル半径を示し、 $2R_{cell}$ に対応する遅延時間差を $\Delta\tau$ と定義する。ここで、基地局に関しては、簡単のため、片側の基地局の数を 6、つまり、両側の基地局数を 12 と設定している。そのため、移動局が受信する最も遠い基地局からの信号は、最も近い基地局からの信号と比較して最大 $10R_{cell}$ の距離差に対応する遅延波となる。本論文では、信号の距離減衰は 2.5 乗則に基づくものとし、 E_b を直近の基地局からの信号電力で定義する。本来、列車無線の伝送路に関しては、直接波成分とレイリー成分から構成されるライスフェージング環境で評価するべきである。しかし、本論文では簡単のため、より厳しいレイリーフェージング環境で評価することにする。また、本来の列車無線

システムでは、ビットタイミングの推定を実施する必要があるが、本論文では、直接波の先頭タイミングを既知として性能評価することにする。それゆえ、本論文での評価結果は、再生クロックによる性能劣化は含まれないものの、2重選択性耐性の比較がより明確にできると考えられる。

図 12 想定する通信システム

Fig. 12 Communication system under consideration

図 13 $\Delta\tau/T_0$ をパラメータとした BLER 特性 (平均 $E_s/N_0 = 25$ dB, $f_D T_0 = 2.3\%$, $N_R = 4$)

Fig. 13 BLER performance as a function of $\Delta\tau/T_0$ at average E_s/N_0 of 25 dB ($f_D T_0 = 2.3\%$, $N_R = 4$)

図 13 に 平均 $E_s/N_0 = 25$ dB とした時の $\Delta\tau/T_0$ をパラメータとした BLER 特性を示す。図より、以下のことが明らかとなる。

- 両方式共に N_{SC} の増加に伴い耐遅延特性が向上するが、 $N_{SC} = 8$ では $f_D T = 18.5\%$ に増大し追従不可能となり、性能が大幅に劣化する
- $N_{SC} = 1, 2$ では両方式で性能差はあまり見られないが、図 9 で明らかにした追従特性の差によ

表2 欧州方式と提案方式の比較

Table 2 Comparison of the European systems and the proposed scheme

	GSM-R	TETRA	提案方式
セル半径	5-10 km	10-25 km	39 km 程度
周波数繰返し	multiple	multiple	1
BER/BLER	BER = 10^{-2} 程度		BLER = 10^{-6}
搬送波周波数	900 MHz	400 MHz	400 MHz
列車の走行速度	300-500 km/h		300 km/h

り, $N_{SC} = 4$ 以上では提案する DTC8PSK の方が良好な耐遅延特性を有する

- 4SC-DTC8PSK は $\Delta\tau/T_0 = 5/4$ まで BLER = 10^{-6} を達成可能であり, 4SC-DQPSK と比較して耐遅延特性が $\Delta\tau/T_0 = 1/4$ 程度良好である

ここで, 式 (12) と表 1 のパラメータより, $\Delta\tau/T_0 = 5/4$ は $d \approx 78$ km ($R_{cell} \approx 39$ km) と算出できる。表 2 に, 欧州方式の列車無線システムである, GSM-R (global system for mobile communications-railway), TETRA (terrestrial trunked radio) [22] との比較を示す。表より, 提案方式は欧州方式と比較し, 高信頼通信を実現しつつ, TETRA がカバー可能なセル半径を約 1.5 倍に拡大可能である。また提案方式は, 周波数繰返しが無い同一周波数複数局同時送信を想定しているため, 周波数利用効率の観点からも欧州方式より有効である。一方で, GSM-R や TETRA は列車の走行速度が 500 km/h でも動作可能であるが, 今回提案方式では 300 km/h 以上での検証が行えていないという課題が残留している。以上の結果より, 提案する MSC-DTC8PSK が, 厳しい 2 重選択性伝搬環境の一つである同報通信による大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムに適用可能であることが明らかとなる。

図 14 に $\Delta\tau/T_0 = 1, f_D T_0 = 2.3\%$ とした時の平均 E_s/N_0 をパラメータとした BLER 特性を示す。図より, 以下のことが明らかとなる。

- 平均 E_s/N_0 が良好な場合でも, 両方式で $N_{SC} = 1, 2, 8$ の時 BLER = 10^{-6} を達成できない
- $N_{SC} = 4$ の場合, 両方式で BLER = 10^{-6} を達成可能であり, 4SC-DTC8PSK は 4SC-DQPSK と比較して受信感度を 6 dB 程度改善している

以上の結果より, 同報通信による大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システム下で, 提案する MSC-DTC8PSK が MSC-DQPSK よりも良好な受信感度を有している

図 14 平均 E_s/N_0 をパラメータとした BLER 特性 ($\Delta\tau/T_0 = 1, f_D T_0 = 2.3\%, N_R = 4$)

Fig. 14 BLER performance as a function of average E_s/N_0 ($\Delta\tau/T_0 = 1, f_D T_0 = 2.3\%, N_R = 4$)

ことが明らかとなる。

7. むすび

本論文では, 良好な耐 2 重選択性に加え, 良好な受信感度を有する通信方式として, MSC-DTCM に予測形の PSP-MDD を用いた通信方式を提案した。提案した DTCM は, 差動符号化に TCM を組み合わせることにより, 伝送効率を低下させることなく, 伝送路予測 PSP-MDD にて課題となる受信感度の劣化を改善するものである。次に, 計算機シミュレーション結果により, 2 重選択性環境において, 提案した MSC-DTC8PSK が MSC-DQPSK よりも良好な耐 2 重選択性と受信感度を有していることを明らかにした。その結果, 提案方式は, 2 重選択性環境の一つである同報通信による大ゾーン空間波高速鉄道用列車無線システムに適用可能であることを示した。特に, 提案する 4SC-DTC8PSK は列車の移動速度が 300 km/h の時, セル半径 $R_{cell} \approx 39$ km まで BLER = 10^{-6} を達成可能であることを明らかにし, 4SC-DQPSK と比較して BLER = 10^{-6} を実現する E_s/N_0 を 6 dB 程度改善可能であることを明らかにした。

本論文では, 2 重選択性環境における MSC-DTCM の動作とその列車無線システムへの応用に関して検討

し、以下の課題が残留している。

- MSC 伝送方式により PAPR (peak to average power ratio) が増大すること
- 各種 MC 伝送方式との性能比較が行えていないこと
- 列車の走行速度が 500 km/h を想定した計算機シミュレーションの評価が行えていないこと
- シミュレーションにおける伝搬環境をレイリーフェージングとして想定し、より列車無線の伝送路に近いライスフェージング環境での評価を行えていないこと
- シミュレーション評価における標本化タイミングに関して、直接波の先頭タイミングを既知として性能評価しており、受信側で再生したタイミングにて性能評価していないこと

上記 5 点は、著者らの今後の課題として継続して検討する予定である。

謝辞 本研究は JSPS 科研費 19K04382 の助成を受けたものである。本研究に関して、ご助言を頂いた本学無線信号処理研究室卒業生 高橋拓也氏に深謝する。

参考文献

- [1] 久保博嗣: 厳しい 2 重選択性伝搬路に適した無線伝送方式 ~ 高速移動体通信と移動体音響通信の高信頼化に向けて~, 信学技報, Vol. CQ2018-48, pp. 13-18, Aug. 2018.
- [2] L. Lu, G.Y. Li, A.L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang: An overview of massive MIMO: Benefits and challenges, IEEE J. Select. Topics Signal Processing, Vol. 8, No. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson: Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems, IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, April 2002.
- [4] 吉田勝弘, 西村佳久, 安部哲也, 大島良夫, 久保博嗣, 浦口剛, 岡崎彰浩, 棚田一夫, 岩瀬厚志, 山崎茂, 田子憲三, 谷口順: 鉄道環境におけるデジタル列車無線の試験評価 (1) - 周波数繰り返しとビート干渉の影響 -, 信学技報, Vol. RCS2001-62, pp. 1-6, July 2001.
- [5] 吉田勝弘, 西村佳久, 安部哲也, 大島良夫, 久保博嗣, 浦口剛, 岡崎彰浩, 棚田一夫, 岩瀬厚志, 山崎茂, 田子憲三, 谷口順: 鉄道環境におけるデジタル列車無線の試験評価 (2) - 送信時間ダイバシティによるビート干渉抑圧効果 -, 信学技報, Vol. RCS2001-63, pp. 7-12, July 2001.
- [6] 高橋 拓也, 久保 博嗣: 狭帯域多重シングルキャリア伝送方式による高速鉄道用大ゾーン空間波列車無線, Journal of Signal Processing, Vol. 24, No. 3, pp. 91-100, May 2020.
- [7] A.C. Singer, J.K. Nelson and S.S. Kozat: Signal processing for underwater acoustic communications, IEEE Commun. Mag., Vol. 47, pp. 90-96, Jan. 2009.
- [8] 新免真己, 青木拓也, 海老原格, 水谷孝一: 携帯端末向け近距離音響通信用ソフトウェアモデム, 信学論 (B), Vol. J97-B, No. 7, pp. 507-514, July 2014.
- [9] 吉井 綸太郎, 塚本 圭哉, 高橋 拓也, 竹村 真志, 久保 博嗣: 水中音響通信のための差動多重シングルキャリア伝送方式とそのフィールド試験結果, Journal of Signal Processing, Vol. 24, No. 3, pp. 101-111, May 2020.
- [10] 伊丹 誠: OFDM の基礎と応用技術, IEICE Fundamentals Review, Vol. 1, No. 2, p. 35-43, Oct. 2007.
- [11] B. Farhang-Boroujeny: OFDM versus filter bank multicarrier, IEEE Signal Processing Mag., Vol. 28, No. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [12] H. Kubo, A. Okazaki, K. Tanada, P. Bertrand and K. Murakami: A multiple-symbol differential detection based on channel prediction for fast time-varying fading, IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 8, pp. 3393-3400, Aug. 2005.
- [13] 久保哲朗, 高橋拓也, 久保博嗣: 伝送路予測多重遅延検波を用いた差動トレリス符号化変調, 信学技報, Vol. RCS2019-86, pp. 285-290, June 2019.
- [14] 久保哲朗, 高橋拓也, 久保博嗣: 伝送路予測多重遅延検波を用いたマルチキャリア差動トレリス符号化変復調, 信学技報, Vol. RCS2019-291, pp. 143-148, Jan. 2020.
- [15] T. Kubo and H. Kubo: Multi-carrier differential trellis-coded modulation/demodulation employing multiple differential detection with channel prediction, Proc. of 2020 International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA), online, pp. 519-523, Oct. 2020.
- [16] G. Ungerboeck: Channel coding with multilevel / phase signals, IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 28, No. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [17] G. Ungerboeck: Trellis-coded modulation with redundant signal sets - Part I: Introduction, IEEE Commun. Mag., Vol. 25, No. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.
- [18] G. Ungerboeck: Trellis-coded modulation with redundant signal sets - Part II: State of the art, IEEE Commun. Mag., Vol. 25, No. 2, pp. 12-21, Feb. 1987.
- [19] H. Kubo, K. Murakami and T. Fujino: Adaptive maximum-likelihood sequence estimation by means of combined equalization and decoding in fading environment, IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 13, pp. 102-109, Jan. 1995.
- [20] F. Adachi and M. Sawahashi: Decision feedback multiple symbol differential detection for M-ary DPSK, Electron. Lett., Vol. 29, No. 15, pp. 1385-1387, July 1993.
- [21] Y. Kon: The new train control system ATACS by using ADS technologies, Proc. of 2nd International Workshop on Autonomous Decentralized System, Beijing, China, pp. 206-210, Nov. 2002.
- [22] White paper: A comparison of TETRA and GSM-R for railway communications.
<http://fplreflib.findlay.co.uk/images/pdf/tetratoday/A-comparison-of-TETRA.pdf>

付録 A 走行速度 300 km/h 以下での特性

図 15 に走行速度を 0 km/h, 100 km/h, 200 km/h とした際の 4SC-DTC8PSK と 8SC-DTC8PSK の計算機シミュレーション結果を示す。ここで、平均 $E_s/N_0 = 25$ dB とし、 $N_R = 4$ とした。4SC-DTC8PSK は図 13 の結果と比較して耐遅延特性が劣化していることが確認で

きる。これは、提案する DTC8PSK が一定の数値まではドップラー周波数が大きい方が良好な結果を示すためである。他方、8SC-DTC8PSK は図 13 記載の結果と比較して特性を改善していることが確認できる。

図 15 $\Delta\tau/T_0$ をパラメータとした BLER 特性 (平均 $E_s/N_0 = 25$ dB, $f_D T_0 = 0\%, 0.8\%, 1.5\%$, $N_R = 4$)

Fig. 15 BLER performance as a function of $\Delta\tau/T_0$ at average E_s/N_0 of 25 dB ($f_D T_0 = 0\%, 0.8\%, 1.5\%$, $N_R = 4$)

付録 B ピークファクタの比較

表 3 ピークファクタの比較

Table 3 Comparison of the peak factor

	DQPSK	DTCQPSK	DTC8PSK
$N_{SC} = 1$	5.7 dB	5.7 dB	5.6 dB
$N_{SC} = 2$	8.6 dB	8.7 dB	8.5 dB
$N_{SC} = 4$	11.6 dB	11.7 dB	11.5 dB
$N_{SC} = 8$	14.5 dB	14.6 dB	14.3 dB

表 3 に、MSC-DQPSK と MSC-DTCM のピークファクタをそれぞれ示す。表より、それぞれの方式を PAPR の観点で比較したところ、大きな差がないことが確認できる。他方、MSC 伝送方式のサブキャリア数を 2 倍にすることで、ピークファクタが 3 dB 程度増加することが確認できる。

久保 哲朗 2019 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。現在、立命館大学大学院理工研究科電子システム専攻在学中。ディジタル無線通信方式の研究に従事。

久保 博嗣 1984 年大阪大学工学部通信工学科卒業。1986 年大阪大学大学院工学研究科修士課程修了。同年三菱電機 (株) 入社。同社情報技術総合研究所無線通信技術部部長を経て、2012 年から立命館大学理工学部電子情報工学科教授。ディジタル無線通信方式の研究開発に従事。平成 6 年度電子情報通信学会学術奨励賞、平成 21 年度第 20 回電波功績賞電波産業会長賞、平成 22 年度科学技術分野の文部科学大臣表彰科学技術賞受賞。工博。電子情報通信学会シニア会員、IEEE 会員、RISP 会員。

(2020 年 8 月 18 日受付 ; 2021 年 1 月 1 日再受付)