

# 時空間符号化とネットワーク符号化による超高信頼な未来無線通信の研究 (継続)

岩波保則 名古屋工業大学大学院工学研究科教授

## 1 はじめに

本研究は、超高信頼性・高速性のある未来の無線通信方式を開発する目的で、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 無線通信における時空間符号 (Space Time Code) 化とリレー中継伝送におけるネットワーク符号化を用いることを目的として行われた。研究成果は MIMO 時空間符号化方式とリレー中継伝送における幅広い様々な要素技術の提案として、種々の論文、国際会議論文及び研究発表で報告されている。本稿では、それらの中で「周波数選択性 MIMO 通信路に於ける M-FSK 伝送に対する ISI キャンセラーと MLD を用いた時間領域信号分離検出方式」につき述べる。

FSK (Frequency Shift Keying) 信号は定包絡線性を有し、電力効率の高い非線形増幅器の使用に有利である。しかし、FSK 方式は非線形変調方式であるため、従来、周波数選択性通信路に対し、受信側で等化処理を行うことが難しかった。また、無線通信の高データ速度・高信頼度化に向け MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式は必須となりつつあるが、MIMO 方式の変復調は基本的に線形行列演算に基づくため、非線形 FSK 変調方式への適用は従来余り検討されて来なかった。我々は、まず文献[1]などで示された FSK 信号の復調前における線形等化方式につき検討し、サイクリックプレフィクス (Cyclic Prefix; CP) を用いる SC-FDE (Single Carrier - Frequency Domain Equalization) 方式[2]が FSK 信号の等化方式としても利用出来ることを示した[3], [4]。その上で、さらに良い BER 特性が期待できる方式として、CP の代わりに零挿入 (Zero Padding; ZP) を用いた最尤判定法 (Maximum Likelihood Detection; MLD) の適用についても検討を行い、BER 特性の大幅な改善を行った[5]。本研究では MLD 受信方式に過去のシンボルの判定結果を利用した ISI キャンセラー[6]を組み込むことで、より少ない計算量で MLD を行う方式を実現した。

## 2 周波数選択性 MIMO 通信路における周波数領域等化 (FDE) を用いた MFSK の伝送特性

図 2.1 に MFSK (M-ary FSK) FDE 方式の送受信機構成を示す。送信機側では送信データビットを MFSK 変調した後、ガードインターバルとして Cyclic Prefix (CP) を図 2.2 のように付加する。このとき FSK の 1 シンボル時間を  $T_s$  とし、1 ブロック長  $T_p$  に  $n$  個のシンボルが含まれるとする ( $T_p = nT_s$ )。受信側では CP を除去した後、アナログ受信信号をサンプリング周波数  $f_s = 1/\Delta t$  でサンプリングして離散時刻信号を得る。ここで、1 シンボルにつき  $2c$  個のサンプル値を取るとすると  $T_s = 2c\Delta t$  となる。このときの分割数  $2c$  は、M-FSK 信号の標本化に対してエイリアジングを起こさない程度に大きい値にする。位相連続 M-FSK 信号の電力スペクトル密度のグラフを図 2.3 に示す。但し変調指数は  $h=0.7$  とした。CP 除去後の受信信号は 1 ブロックにつき  $n$  個のシンボルが含まれることから、1 ブロック当たりのサンプル値の数は  $2cn$  個となり、これが FFT ポイント数となる。

提案方式では、この受信離散時刻信号に対して FFT を行い周波数領域信号に変換した後、周波数領域等化 (FDE) によって符号間干渉 (ISI) の補償を行う。FDE は MMSE 基準を用いて各周波数ポイント毎に行う。その後、IFFT によって時間領域信号に戻し、通常の M-FSK 検波器により復調を行う。

M-FSK 検波器に入力される信号は、FDE による等化を行う際にサンプリングされ離散時刻信号となっているが、サンプリングの分割数  $2c$  を十分に大きく取っているので連続信号に等価である。つまり、この信号はこの段階で通常の M-FSK 検波プロセスでの復調が可能状態となっている。本研究では M-FSK 検波器として、比較的簡易なデバイス構成で実現可能な non-coherent な検波方式であるエネルギー検波と周波数検波を用いて BER 特性の検討を行った。エネルギー検波では  $M$  個のエネルギー検波器出力を用いて、硬判定によってシンボル判定を行い、受信データビットを得る。周波数検波の場合は、1 シンボル長  $T_s$  における位相変化量を、硬判定によってシンボル判定を行い、受信データビットを得る。

また、FDE で用いる MIMO 通信路における MMSE 基準の逆行列については、[3] で述べられているように、M-FSK の非線形変調方式特有の電力スペクトル密度の分布の偏り (図 2.3) を各周波数ポイントのウェイトに反映させる。

この MMSE ウェイトに対し、表 2.1 に示す条件で計算機シミュレーションを行い BER 特性を得た。また用い

た通信路の遅延プロフィールを図 2.4 に示す。

まず図 2.5 に SISO 及び MIMO 通信路における M-FSK FDE MMSE ( $M=2, 4, 16$ ) のエネルギー検波方式の BER 特性を示す。SISO 通信路の BER 特性と MIMO 通信路の BER 特性は、ほぼ同様であることが判る。したがって MIMO 空間多重により伝送効率が改善される。また図 2.6 では、 $2 \times 2$  MIMO 通信路において、狭帯域な変調条件の代表として 2FSK で  $h=0.3$  を、比較的広帯域な変調条件の代表として 4FSK で  $h=0.7$  を選び、エネルギー検波と周波数検波の BER 特性を比較した結果を示す。狭帯域な条件では若干周波数検波のほうが良いが、広帯域な条件では周波数検波はあまり BER 特性が良くない。よって、エネルギー検波の方が多値化に向いていると言える。

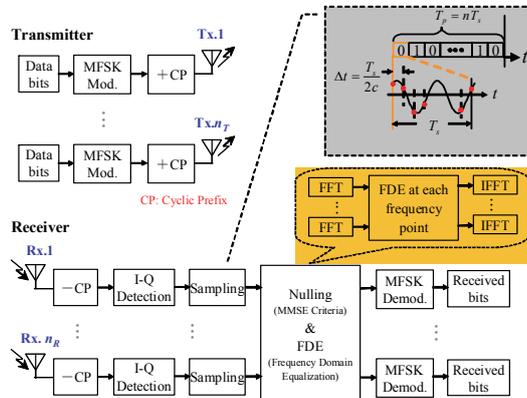


図 2.1 MIMO M-FSK FDE 方式の送受信機システム

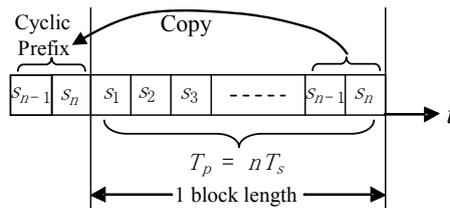


図 2.2 FSK 信号 FDE 方式における Cyclic Prefix 挿入

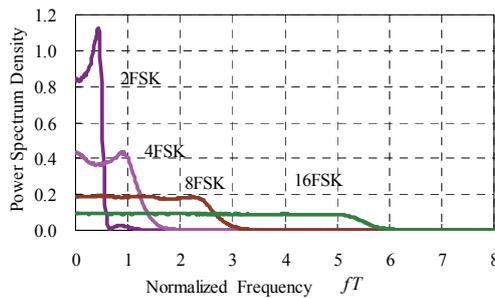


図 2.3 M-FSK 信号の電力スペクトル密度 ( $h=0.7$ )

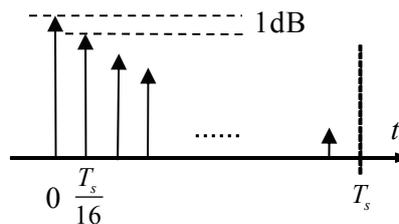


図 2.4 通信路遅延プロフィール

表 2.1 シミュレーション条件

変調方式	M-ary FSK (M=2, 4, 16)
変調指数 $h$	0.7 又は 0.3
検波方式	エネルギー検波 (Energy detection) 又は 周波数検波 (L&D detection)
アンテナ本数	SISO, MIMO 2×2, MIMO 4×4
分割数 $2c$	$2c = 16$ for M=2 $2c = 32$ for M=4 $2c = 64$ for M=16
1 ブロックあたりのシンボル長 $nT_s$	$16T_s$
等化器	FDE MMSE 基準
通信路推定	受信側で既知
FFT サイズ ( $2c \times n$ )	256 for M=2 512 for M=4 1024 for M=16
CP 長	$T_s$

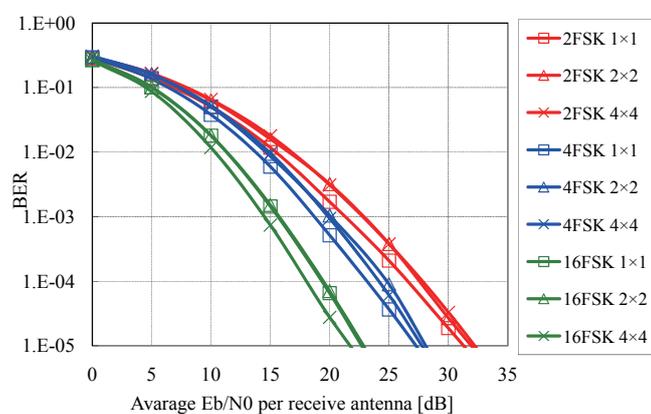


図 2.5 MIMO 通信路における M-FSK FDE エネルギー検波での BER 特性 ( $h = 0.7$ )

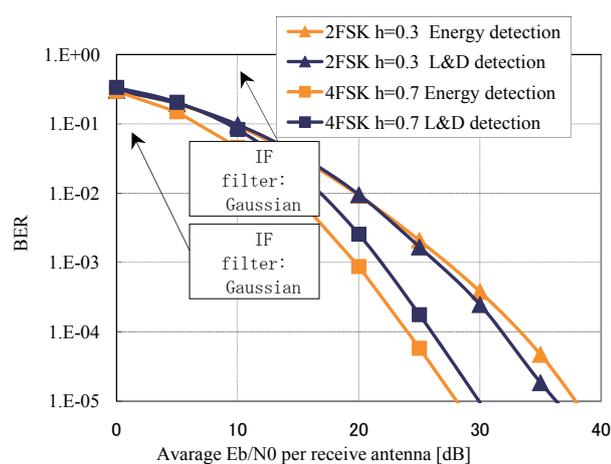


図 2.6 MIMO 通信路における M-FSK FDE のエネルギー検波と周波数検波の BER 特性

### 3 周波数選択性 MIMO 通信路における ISI キャンセラーと MLD を用いた M-FSK の伝送特性

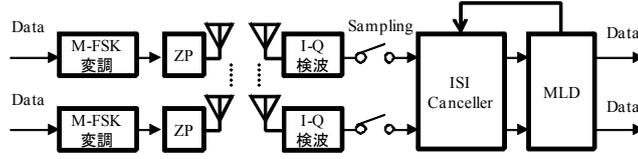


図 3.1 ISI キャンセラーと MLD を用いた MIMO M-FSK 送受信機の構成

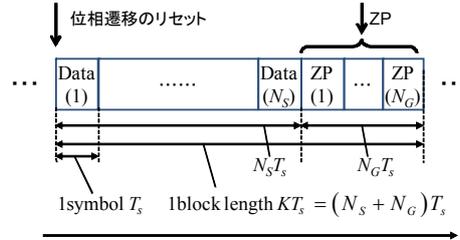


図 3.2 本方式における Zero Padding (ZP)

CP を用いた周波数領域等化法よりさらに良い BER 特性を得るため、本研究では ISI キャンセラーと MLD を用いた時間領域信号分離検出方式を考える。

提案方式である ISI キャンセラーと MLD を用いた時間領域 MIMO M-FSK 信号分離検出方式の原理を簡単に述べる。図 3.1 に提案方式の送受信機の構成を示す。送信機側では、M-FSK 変調されたデータに図 3.2 で示すように Zero Padding (ZP) を施したのち、各アンテナから送信する。ZP においては位相連続 FSK (CP-FSK) の位相遷移のリセットも同時に行う。これにより ZP 部を越えて MLD の判定誤りが伝搬することを防ぐ。受信機側では、I-Q 検波によりベースバンド信号を得た後に、M-FSK 信号の 1 シンボル時間  $T_s$  を  $c$  等分する  $\Delta t$  間隔でのサンプリングを行う。ISI キャンセラーで時刻  $k$  以前の判定済みビットから生成した硬値受信レプリカを受信信号から減算してキャンセルする。次に MLD によって、過去シンボルによる ISI 除去後の受信信号と受信レプリカ候補信号の信号間距離の 2 乗和を元にしたメトリックを最小にする組み合わせを探索し、これを判定結果とする。

以下に提案する等化・分離アルゴリズムについて詳しく述べる。送信アンテナ数を  $n_T$ 、受信アンテナ数を  $n_R$ 、遅延波の最大マルチパス遅延時間を  $LT_s$  とすると、通信路行列  $\mathbf{H}$  は式 (3.1) のように表される。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} & \cdots & \mathbf{h}_{1n_T} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} & \cdots & \mathbf{h}_{2n_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{h}_{n_R 1} & \mathbf{h}_{n_R 2} & \cdots & \mathbf{h}_{n_R n_T} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_{mn} = \begin{bmatrix} h_{ji}^{(0)} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ h_{ji}^{(Lxc-1)} & & & h_{ji}^{(0)} \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{ji}^{(Lxc-1)} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで  $i$  番目のアンテナの  $k$  番目の送受信シンボルと受信雑音を式 (3.2) のように定義する。

$$\left. \begin{array}{l} \text{送信シンボル: } \mathbf{x}_k^{(i)} = (s_{k,1}^{(i)}, \dots, s_{k,c}^{(i)})^T; \mathbf{X}_k = (\mathbf{x}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_k^{(n_T)})^T \\ \text{受信シンボル: } \mathbf{y}_k^{(i)} = (r_{k,1}^{(i)}, \dots, r_{k,c}^{(i)})^T; \mathbf{Y}_k = (\mathbf{y}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{y}_k^{(n_R)})^T \\ \text{受信雑音: } \mathbf{n}_k^{(i)} = (n_{k,1}^{(i)}, \dots, n_{k,c}^{(i)})^T; \mathbf{N}_k = (\mathbf{n}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{n}_k^{(n_R)})^T \end{array} \right\} \quad (3.2)$$

このとき受信信号  $y_{p,q}^{(1)}, y_{p,q}^{(2)}$ , ( $p=k, \dots, k+L; q=1, \dots, c$ ) は次のように表される。但しここでは簡単のため  $n_T = n_R = 2$ ,  $L=1$  とする。

$$\left. \begin{aligned}
y_{p,1}^{(1)} &= \left\{ h_{11}^{(0)} x_{p,1}^{(1)} + h_{11}^{(1)} x_{p-1,c}^{(1)} + \cdots + h_{11}^{(c-1)} x_{p,2}^{(1)} \right\} \\
&\quad + \left\{ h_{12}^{(0)} x_{p,1}^{(2)} + h_{12}^{(1)} x_{p-1,c}^{(2)} + \cdots + h_{12}^{(c-1)} x_{p,2}^{(2)} \right\} + n_{p,1}^{(1)} \\
&\quad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\
y_{p,c}^{(1)} &= \left\{ h_{11}^{(0)} x_{p,c}^{(1)} + h_{11}^{(1)} x_{p,c-1}^{(1)} + \cdots + h_{11}^{(c-1)} x_{p,1}^{(1)} \right\} \\
&\quad + \left\{ h_{12}^{(0)} x_{p,c}^{(2)} + h_{12}^{(1)} x_{p-1,c-1}^{(2)} + \cdots + h_{12}^{(c-1)} x_{p,1}^{(2)} \right\} + n_{p,c}^{(1)} \\
y_{p,1}^{(2)} &= \left\{ h_{21}^{(0)} x_{p,1}^{(1)} + h_{21}^{(1)} x_{p-1,c}^{(1)} + \cdots + h_{21}^{(c-1)} x_{p,2}^{(1)} \right\} \\
&\quad + \left\{ h_{22}^{(0)} x_{p,1}^{(2)} + h_{22}^{(1)} x_{p-1,c}^{(2)} + \cdots + h_{22}^{(c-1)} x_{p,2}^{(2)} \right\} + n_{p,1}^{(2)} \\
&\quad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\
y_{p,c}^{(2)} &= \left\{ h_{21}^{(0)} x_{p,c}^{(1)} + h_{21}^{(1)} x_{p,c-1}^{(1)} + \cdots + h_{21}^{(c-1)} x_{p,1}^{(1)} \right\} \\
&\quad + \left\{ h_{22}^{(0)} x_{p,c}^{(2)} + h_{22}^{(1)} x_{p-1,c-1}^{(2)} + \cdots + h_{22}^{(c-1)} x_{p,1}^{(2)} \right\} + n_{p,c}^{(2)}
\end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

ここで、送信アンテナ 1 と 2 の  $k$  番目の送信シンボル  $\mathbf{x}_k^{(1)}, \mathbf{x}_k^{(2)}$  の要素である  $x_{k,1}^{(1)}, \dots, x_{k,c}^{(1)}, x_{k,1}^{(2)}, \dots, x_{k,c}^{(2)}$  に着目する。送信シンボル  $\mathbf{x}_k^{(1)}, \mathbf{x}_k^{(2)}$  の応答は  $LT_S$  後までの受信シンボル  $\mathbf{y}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{y}_{k+L}^{(1)}, \mathbf{y}_k^{(2)}, \dots, \mathbf{y}_{k+L}^{(2)}$  に分布する。そこで送信シンボル  $\mathbf{x}_k^{(1)}, \mathbf{x}_k^{(2)}$  を判定する下準備として、ISI キャンセラーにおいて受信シンボル  $\mathbf{y}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{y}_{k+L}^{(1)}, \mathbf{y}_k^{(2)}, \dots, \mathbf{y}_{k+L}^{(2)}$  から過去の送信シンボル ( $\mathbf{x}_{k-1}$  以前) の干渉 (ISI) を取り除く。このとき用いる干渉レプリカについて  $i$  番目のアンテナの  $k$  番目干渉レプリカ  $\mathbf{y}_p^{(i)}$  を式 (3.4) のように定義する。

$$\text{干渉レプリカ} : \tilde{\mathbf{y}}_p^{(i)} = \left( \tilde{r}_{p,1}^{(i)}, \dots, \tilde{r}_{p,c}^{(i)} \right)^T ; \tilde{\mathbf{Y}}_p = \left( \tilde{\mathbf{y}}_p^{(1)}, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_p^{(n_R)} \right)^T \quad (3.4)$$

( $p = k-L, \dots, k+L$ )

この干渉レプリカは、過去  $LT_S$  の送信シンボルとチャネル情報 (CSI) を用いて式 (3.5) で求められる。

$$\left( \tilde{\mathbf{Y}}_{k-L}, \dots, \tilde{\mathbf{Y}}_k, \dots, \tilde{\mathbf{Y}}_{k+L} \right)^T = \mathbf{H} \left( \tilde{\mathbf{X}}_{k-L}, \dots, \tilde{\mathbf{X}}_{k-1}, \overbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}^{(L+1)\text{symbols}} \right)^T \quad (3.5)$$

ここで  $\tilde{\mathbf{X}}_p$  ( $p = k-L, \dots, k-1$ ) には過去のシンボルの判定結果を用いる。式 (3.5) から干渉レプリカ  $\tilde{\mathbf{Y}}_k, \dots, \tilde{\mathbf{Y}}_{k+L}$  を求めたら、式 (3.6) により干渉除去を行う。

$$\hat{\mathbf{Y}}_p = \mathbf{Y}_p - \tilde{\mathbf{Y}}_p \quad (p = k, \dots, k+L) \quad (3.6)$$

ここで  $\hat{\mathbf{Y}}_p$  は干渉除去後の受信シンボルである。 $\hat{\mathbf{Y}}_p$ , ( $p = k, \dots, k+L$ ) は送信信号  $\mathbf{X}_p$  と受信ノイズ  $\mathbf{N}_p$ 、干渉残留成分  $\varepsilon_p$  を用いて式 (3.7) のような形でも表すことができる。

$$\left( \hat{\mathbf{Y}}_k, \dots, \hat{\mathbf{Y}}_{k+L} \right)^T = \mathbf{H} \left( \mathbf{X}_k, \dots, \mathbf{X}_{k+L} \right)^T + \left( \mathbf{N}_k, \dots, \mathbf{N}_{k+L} \right)^T + \left( \varepsilon_k, \dots, \varepsilon_{k+L} \right)^T \quad (3.7)$$

干渉残留成分  $\varepsilon_p$  は過去の MLD の判定に誤りがなければ  $\mathbf{0}$  となる。ここで、送信信号候補を  $\hat{\mathbf{X}}_p$  とすると、 $\mathbf{N}_p = \mathbf{0}, \hat{\mathbf{X}}_p = \mathbf{X}_p$  のとき式 (3.8) が成り立つ。

$$\left( \hat{\mathbf{Y}}_k, \dots, \hat{\mathbf{Y}}_{k+L} \right)^T = \mathbf{H} \left( \hat{\mathbf{X}}_k, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{k+L} \right)^T \quad (3.8)$$

そこで式 (3.8) の両辺の差をとり、式 (3.9) のように各要素の 2 乗和をメトリックとしてそれを最小とする送信信号パターン候補  $\{\hat{\mathbf{X}}_p\}, (p = k, \dots, k+L)$  を MLD により探索することで送信信号  $\mathbf{x}_k$  を推定する。

$$\arg \min_{\{\hat{\mathbf{X}}_p\}, (p=k, \dots, k+L)} \left[ \left\| \left( \hat{\mathbf{Y}}_k, \dots, \hat{\mathbf{Y}}_{k+L} \right)^T - \mathbf{H} \left( \hat{\mathbf{X}}_k, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{k+L} \right)^T \right\|^2 \right] \quad (3.9)$$

以上の提案送受信システムに対し、表 3.1 に示すシミュレーション条件を用い BER 特性を求めた。また使用した各送受信アンテナ間の遅延プロファイルを図 3.3 に示す。

図 3.4 より提案方式は従来方式に比べ、 $1 \times 1$  において  $\text{BER} = 10^{-5}$  で 13dB、 $2 \times 2$  では  $\text{BER} = 10^{-5}$  で 16dB 程度の利得が得られており、より高い等化・分離検出性能を実現している。また提案方式は MLD-ZP 方式 [5] と比べ、過去の判定結果を元に ISI キャンセラーで過去のシンボルの ISI の影響を取り除くことで、ブロック

長に依存しない計算量での Full MLD が可能となっている. これにより計算量の削減を実現し, ZP 挿入による伝送効率低下を抑えるため 1 ブロック当たりの送信データシンボル長  $N_s T_s$  をより大きくすることも可能である.

表 3.1 シミュレーション条件

変調方式	M-ary FSK (M=4)	
変調指数 $h$	0.7	
アンテナ間通信路	16 パス等電力準静的レイリーフェージング通信路	
遅延間隔 $\tau$	$1/8 T_s$	
アンテナ本数	SISO 1×1, MIMO 2×2	
通信路推定	受信側で既知	
信号分離検出	ISI Canceller with MLD	FDE-CP (MMSE) with energy detection
分割数 $2c$	$2c=16$ for M=4	
1 ブロックの送信データシンボル長 $N_s T_s$	$4T_s$	
ZP/CP 長	$2T_s$ (ZP)	$2T_s$ (CP)
FFT サイズ $2c \times N_s$	----	64

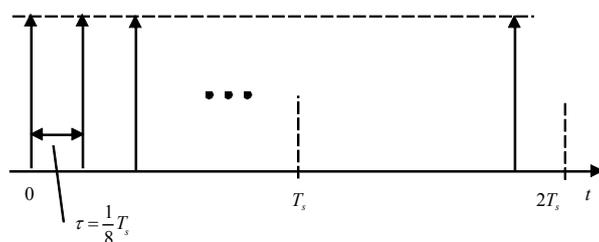


図 3.3 通信路遅延プロフィール

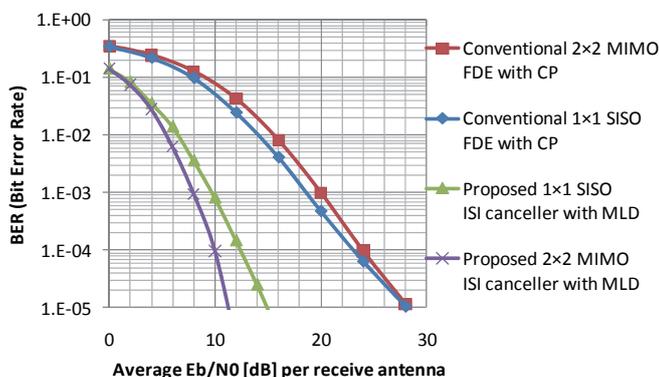


図 3.4 4FSK ( $h=0.7$ ) MIMO マルチパス通信路での BER 特性

#### 4 周波数選択性 MIMO 通信路における ISI キャンセラーと M アルゴリズムを用いた M-FSK の伝送特性

前章 3. で述べた提案方式は, ISI キャンセラーの採用により MLD の計算量を削減することで送信ブロック長  $N_s$  を大きくとることを可能にした. しかしこの方式でも通信路の遅延波の最大遅延時間が大きくなるほど MLD の計算量が増加するという問題は残る. これは最大遅延時間が大きいほど判定対象のシンボルがより多数の未来シンボルへ影響を与えるため, 1 シンボルの判定のために MLD の対象として切り出すウィンドウサイズを大きくとる必要があり, その結果 MLD で探索を行う送信信号パターン数が大幅に増加するからである. そこで本章では第 3 章の提案方式の MLD 処理の部分に M アルゴリズムを適用することで計算量の削減を行う

受信方式を提案する. Full MLD におけるメトリックは式(3.8)を基に次式で定義した.

$$\left\| \left( \hat{\mathbf{Y}}_k, \dots, \hat{\mathbf{Y}}_{k+L} \right)^T - \mathbf{H} \left( \hat{\mathbf{X}}_k, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{k+L} \right)^T \right\|^2 \quad (4.1)$$

ここで時刻  $k$  からの  $i$  シンボル目までの累積メトリックを次式で定義する.

$$\left\| \begin{array}{l} \left( \hat{\mathbf{Y}}_k, \dots, \hat{\mathbf{Y}}_{k+(i-1)}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} \right)^T \\ - \mathbf{H} \left( \hat{\mathbf{X}}_k, \dots, \hat{\mathbf{X}}_{k+(i-1)}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} \right)^T \end{array} \right\|^2 \quad (i=1, \dots, 1+L) \quad (4.2)$$

この累積メトリックは, 各アンテナの  $i$  シンボル目までの送信信号候補の尤度基準として用いることができる. この累積メトリックを用いて,  $i$  を順次増やしながらの各ステップにおける  $i$  シンボル目までの送信信号候補を  $M_c$  個 ( $M$  アルゴリズムパラメータ) に絞り込む. これにより, 最終的な候補探索回数は, Full MLD の場合  $M^{N_w n_r}$  回 ( $M$ : 変調多値数,  $n_r$ : 送信アンテナ数  $N_w$ : MLD のウィンドウ内のデータシンボル数) となる. 一方,  $M$  アルゴリズムを適用した場合には  $(1+(N_w-1)M_c) \times M^{n_r}$  回となり, 指数部に  $N_w$  が含まれなくなるため, 計算量を大幅に削減することができる.

ここで, 具体例として図 4.1 及び図 4.2 で送受信アンテナ数  $n_T = n_R = 2$ , ウィンドウサイズ  $N_w T_s = 3T_s$ , 変調多値数  $M = 2$ ,  $M$  アルゴリズムのパラメータ  $M_c = 2$  とした場合で詳細な説明を行う.

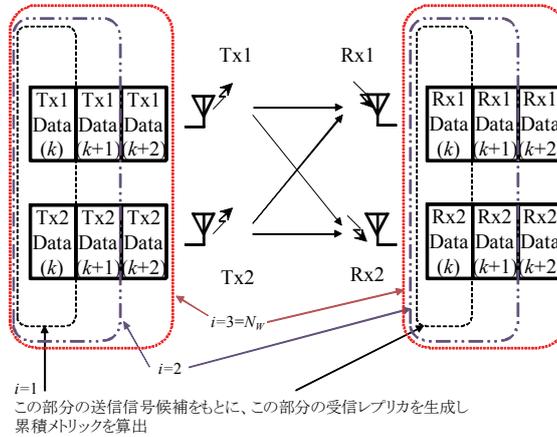


図 4.1 送受信の様子 ( $n_T = 2, N_w = 3, M = 2$  の例)

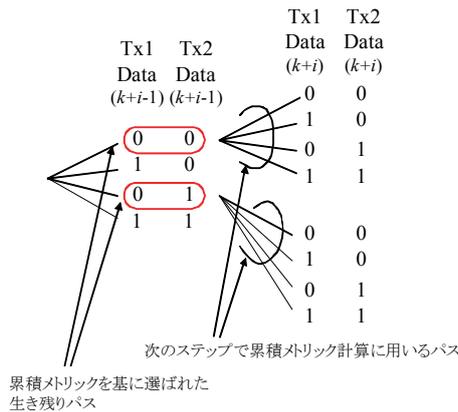


図 4.2 パス選択 ( $n_T = 2, N_w = 3, M = 2, M_c = 2$  の例)

<Step1>  $i=1$ での累積メトリックを算出(図 4.1)

<Step2>  $i=1$ での累積メトリックを元に送信信号トレリスから  $M_c$  個の生き残りパスを選択 (図 4.2)

<Step3>  $i$  を 1 ずつ増やし step1, 2 を繰り返す,  $i = N_w$  で最も累積メトリックの小さいパスから時刻  $k$  の送信データを判定

以上の M アルゴリズムを用いた提案送受信システムについて表 4.1 に示すシミュレーション条件を用い BER 特性を算出した. また使用した各送受信アンテナ間の遅延プロフィールを図 4.3 に示す.

図 4.4 より, この条件下では  $M_c=8\sim 16$  程度で Full MLD と同等の BER 特性の特性を得られており,  $M_c$  の値を適切に選ぶことで計算量の増加を抑えながら Full MLD に匹敵する高信頼性を得られると考えられる. 概略に計算量について考えると,  $M^{N_w n_r}$  に比例する Full MLD に対し,  $M^{n_r}$  に比例する M アルゴリズムではウィンドウサイズ  $N_w$  を大きくとることで大きな遅延時間を持つ通信路にも対応でき, 多値数  $M$  や送信アンテナ数  $n_r$  の選択の自由度が高くなるという効果も期待できる.

表 4.1 シミュレーション条件

変調方式	M-ary FSK (M=4)
変調指数 $h$	0.7
アンテナ間通信路	16 パス等電力準静的レイリーフェージング通信路
遅延間隔 $\tau$	$1/8 T_s$
アンテナ本数	MIMO 2×2
通信路推定	受信側で既知
信号分離検出	ISI Canceller with M-algorithm/MLD
分割数 $2c$	$2c=16$ for M=4
1 ブロックの送信データシンボル長 $N_s T_s$	$8T_s$
ZP 長	$2T_s$

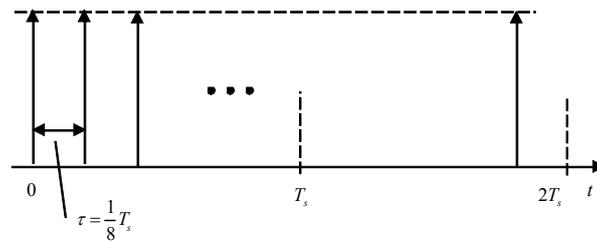


図 4.3 通信路遅延プロフィール

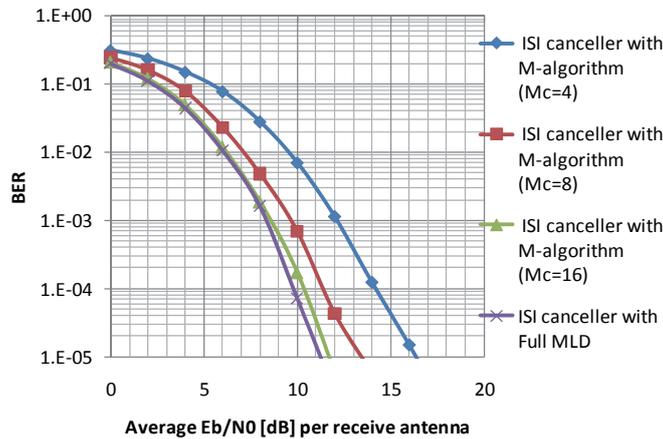


図 4.4 4FSK ( $h=0.7$ ) MIMO 2×2 マルチパス通信路での BER 特性

## 5 MIMO M-FSK 受信機における計算量

MIMO M-FSK の受信機における計算量を, 受信処理における複素積和演算回数によって評価する.

受信処理に必要な 1 判定シンボルあたりの複素積和演算回数を求めた結果を表 5.1 に示す. ただし  $2c$  はサンプリングにおける 1 シンボルの分割数,  $\ell$  は遅延波のパス数,  $L$  は (遅延波の最大遅延時間) / (1 シンボル時間) の値 (小数) を切り上げた整数,  $n_r$  は受信アンテナ数,  $n_t$  は送信アンテナ数,  $M$  は変調多値数,  $M_c$  は M アルゴリズムのパラメータ,  $N_s$  は 1 ブロックのデータシンボル数である. また,  $\alpha = (\ell \times n_t + 1)$  とおく. また表 5.2 の条件における受信機での計算量を比較した結果を図 5.1 に示す.

表 5.1 1 判定シンボルあたりの複素積和演算回数

FDE	$2c \times \left[ \begin{array}{l} 10 \log_2(2c \times n) \\ + 2 \times O(n_T^2) + 2n_T - 13 \end{array} \right]$
MLD	$\left\{ 2 \{ 2c \times N_s + (\ell - 1) \} \times n_r \times \alpha - 1 \right\} \times M^{n_r N_s} / (n_r \times N_s)$
M-algorithm	$2 \left\{ \begin{array}{l} 2c \times n_r \times \alpha \\ \times \left[ \begin{array}{l} 1 + N_s \\ + \frac{1}{2} (N_s - 2)(N_s + 1) \times M_c \end{array} \right] \\ + \left[ \begin{array}{l} 2 \times 2c \times N_s \\ + (\ell - 1) \times (\alpha + 2) \end{array} \right] \times n_r \times M_c \end{array} \right\} \times M^{n_r} / (n_r \times N_s)$
ISI canceller with MLD	$2 \{ 2c \times n_r \times \alpha \times (L + 1) \} \times (M^{n_r \times (L+1)} + 1) / n_r$
ISI canceller with M-algorithm	$2 \{ 2c \times n_r \times \alpha \} \times \left[ \begin{array}{l} (L + 1) \\ + \left\{ 1 + M_c \times \frac{1}{2} L(L + 3) \right\} \times M^{n_r} \end{array} \right] / n_r$

表 5.2 計算量比較における条件

変調方式	M-ary FSK (M= 4)
通信路	16 パス等電力 準静的レイリーフェージング通信路
遅延間隔 $\tau$	$T_s / 8$
アンテナ本数	MIMO 2×2
通信路推定	受信側で既知
分割数 $2c$	16
ZP/CP 長	$2T_s$

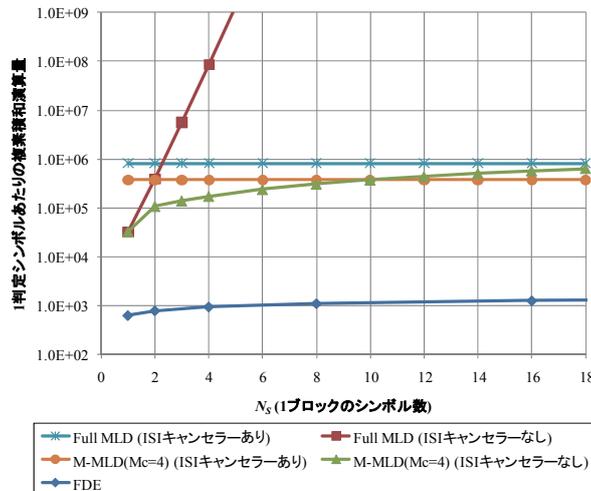


図 5.1 4FSK MIMO 2×2 の受信機における計算量

図 5.1 より ISI キャンセラーを用いた M-MLD はブロック長  $N_s$  によらず一定であり，Full MLD と比較すると  $N_s = 3$  以上， $M_c = 4$  の M アルゴリズムと比較すると  $N_s = 10$  以上で ISI キャンセラーを用いた M-MLD の方が少ない計算量で受信処理ができるといえる．M アルゴリズムは変調多値数  $M$  や送信アンテナ数  $n_T$  が大きいほど計算量抑制効果が大きいので，多値化・多送信アンテナ化にも効果がある．

## 6 まとめと今後の課題

周波数選択性 MIMO 通信路における M-FSK 伝送において，ISI キャンセラーと MLD/M アルゴリズムを用いた提案方式により，従来我々が提案した FDE 方式に比べ，高い信号等化・分離検出性能が得られた．また提案方式では過去の判定結果を用いることで，送信ブロック長に依存しない計算量で MLD が行え，探索候補数の増大を抑えながら高い信頼性を得ることができる．M アルゴリズムによる計算量抑制の効果により，通信路の最大遅延時間や変調多値数，送信アンテナ数といった条件により幅広く対応することを可能にした．今後の課題としては，現在はチャネル情報(CSI)を受信側で既知としているが，より实际的にチャネル測定した場合について検討することなどが考えられる．

### 【参考文献】

- [1] 牧 昌弘，赤岩 芳彦，“FSK 周波数検波における適応等化”，信学技報，IEICE Technical Report, RCS 93-54, pp.23-28, September, 1993.
- [2] David Falconer, Sirikiat Lek Ariyavisitakul, Anader Benyamin-Seeyar, Brian Eidson, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems,” IEEE Commun. Mag., pp.58-66, April 2002.
- [3] 肱元 学，岩波 保則，岡本 英二，“周波数選択性 MIMO 通信路における M-FSK 非同期検波方式に関する検討”，信学技法 RCS2008-230, pp.107-112, Mar. 2009.
- [4] 中山 健治，岩波 保則，岡本 英二，“周波数選択性通信路に於ける MIMO-MFSK の周波数検波方式とエネルギー検波方式の比較検討”，ソサイエティ大会 B-5-34, Sep. 2009.
- [5] 中山 健治，岩波 保則，岡本 英二，“周波数選択性 MIMO 通信路に於ける MFSK の MLD 受信方式に関する検討”，総合大会, Mar. 2010.
- [6] 中信 公志，岩波 保則，岡本 英二，“MIMO 周波数選択性通信路に於ける時間領域等化・分離器方式の比較検討”，電子情報通信学会技術研究報告 109(440), pp.467-472, 2010-03-03.

### 〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
MLD-based MFSK Demodulation on MIMO Frequency Selective Fading Channel	International Conference on Wireless and Mobile Communications 2011 (ICWMC2011)	2011 年 6 月
MIMO MFSK receivers using FDE and MLD on quasi-static frequency selective fading channels	International Symposium on Information Theory and its Applications 2010 (ISITA2010)	2010 年 10 月
MIMO M-FSK 伝送における ISI キャンセラーと MLD を用いた時間領域信号分離検出方	2010 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-22	2010 年 9 月
周波数選択性 MIMO 通信路に於ける MFSK の MLD 受信方式に関する検討	2010 電子情報通信学会総合大会, B-5-44	2010 年 3 月