

並列干渉キャンセラを用いて軟判定情報を生成するターボ符号化 MIMO システムの伝送特性

中島 昭範[†] ガーグ ディープシカ[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: [†]{ nakajima, deep }@mobile.ecei.tohoku.ac.jp [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし MLD とダイバーシチ受信を組み合わせる MIMO 受信を扱っている。本論文では、複数受信アンテナでの受信信号と MLD の硬判定出力値を用いて、キャンセル重み付並列干渉キャンセル操作と最大比合成を行うことでターボ復号用の軟判定情報を求める方法を提案し、その誤り率特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード 移動通信, レイリーフェージング, ターボ符号化, MIMO, MRC 軟判定値, キャンセル重み

Turbo Coded MIMO System with Adaptive Parallel Interference Canceller

Akinori NAKAJIMA[†], Deepshikha GARG[†], Fumiyuki ADACHI[‡]

Graduate School of Engineering, Tohoku University 05Aoba, Aramakiyaza, Aobaku, Sendai-shi, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{ nakajima, deep }@mobile.ecei.tohoku.ac.jp [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract MLD and diversity reception are employed in a MIMO system. In this paper, we propose a new method to generate soft value for turbo decoding. They are generated from the received signals and hard decision output value of MLD using an adaptive parallel interference canceller and are combined with the maximum ratio combining scheme. The BER performance of the proposed scheme obtained by computer simulation is presented in this paper.

Keyword Mobile Communication, Rayleigh Fading, Turbo Coded, MIMO, MRC Soft Value, Cancel Weight

1. まえがき

今後の移動通信システムは、高速かつ多様なマルチメディア情報を扱う高速伝送サービスの提供へと発展するものと予想され、より高速の無線伝送技術の実現が望まれている。利用できる無線周波数帯域幅が限られているため、周波数利用効率のより高い無線技術の開発が必要である。その要求を満たす技術の1つとして期待されているのが、複数送受信アンテナを用いる MIMO (multi-input multi-output) システムである[1]。現在、様々な MIMO システムが研究されているが、代表的なものに、帯域幅を広げずに伝送レートを向上させることが可能な空間分割多重 (Space Division Multiplexing: SDM) がある[2]。SDM は送信データ系列を複数の並列系列に変換し、それぞれを複数送信アンテナから同一の搬送波周波数を用いて同時送信するものである。受信機では、送信された信号が重畳して受信されるため、送信信号の分離が必要となる。送信信号の分離法として、最大対数尤度判定 (Maximum Log-likelihood Detection: MLD) [3]、MMSE、ZF、V-BLAST 等、様々な方法が知られている。

移動無線通信では、チャンネル状態が時々刻々変化するマルチパスフェージングが発生する[3]。このようなマルチパスフェージング環境下ではビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう。そこで、MIMO と誤り訂正符号化との併用が必要になる。強力な誤り訂正符号化として最近注目されているのが、複数の復号器で繰り返して復号を行うターボ符号化[6],[7]である。

本論文では、MLD とダイバーシチ受信を組み合わせ

た MIMO 受信を考えている。MLD は複数の受信アンテナで受信した信号を用いて硬判定出力する。しかし、ターボ復号器に入力するためには軟判定値が必要である。そこで、本論文では、並列干渉キャンセラ (PIC) を用いて MIMO チャンネルを SIMO チャンネルに変換して最大比合成 (MRC) することによって、ターボ復号用の軟判定値を生成する方法を提案している。また、送信されたシンボルをビット毎に尤度を計算して軟判定値を生成する方法も知られている[1]。本論文で提案しているシステムでは、MLD の誤判定時に PIC 操作を行うことで、干渉をかえって増大してしまう。そこで、筆者らは、これを避けるために、キャンセル重みの導入を提案した[4],[5]。文献[4],[5]では固定キャンセル重みを用いたが、MLD 判定の信頼性を基にしたキャンセル重みを用いることで更に BER 特性が改善できるものと考えられる。そこで、本論文では、MLD 判定の信頼性に基づいた適応キャンセル重みを提案する。2本のアンテナと QPSK 変調を用いる MIMO システムと同じ周波数効率を有する、Alamouti の時空間符号化送信ダイバーシチ[8](16QAM-STTD システム)と BER 特性を比較する。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章では PIC と MRC 処理を用いる軟判定値生成について述べる。第3章では周波数非選択性レイリーフェージングチャンネルにおける MIMO システムの平均 BER 特性について計算機シミュレーション結果を述べている。第4章はむすびである。

2. (N,M)MIMO 伝送系モデル

図1に、N本の送信アンテナとM本の受信アンテナ

を用いる (N,M) MIMO 伝送系の等価低域表現モデルを示す。

系列長 L ビット(ただし,便宜上 L を偶数と仮定している)の2値情報ビット系列 $\{d_i; i=0\sim(L-1)\}$ は,符号化率 R のターボ符号器によって2値符号化系列 $\{x_j; j=0\sim(LR-1)\}$ に符号化される。その後,チャンネルインタリーブで系列順序が交錯されたのち,送信アンテナ本数と等しい N 個の並列データ系列に直並列変換 (Serial/parallel conversion: S/P)される。第 n 番目($n=0\sim(N-1)$)の並列データ系列は4値位相変調(QPSK)シンボル系列 $\{s_n(k)\}$ に変換されたのち,第 n 番目の送信アンテナから同一搬送波周波数を用いて送信される。

N 本のアンテナから送信された信号は各々独立な周波数非選択性レイリーフェージングを受けて M 本の受信アンテナで受信されるものとする。時刻 k における,第 m 番目の受信アンテナで受信される受信信号 $r_m(k)$ の等価低域表現は次式となる。

$$r_m(k) = \sqrt{2S} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{n,m}(k) s_n(k) + n_m(k) \quad (1)$$

ここで, S は平均受信電力, $\xi_{n,m}(k)$ は第 n 番目の送信アンテナと第 m 番目の受信アンテナを結ぶフェージングチャンネルの複素利得である。 $n_m(k)$ は第 m 番目の受信アンテナで受信される雑音過程であり,平均0で分散 $2\sigma^2=2N_0/T$ の複素ガウス変数である。 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度, T はシンボル長である。

式(1)から分かるように,各受信アンテナには N 個の送信シンボルの和が受信されている。 M 個の受信信号 $\{r_m(k); m=0\sim M-1\}$ よりMLD判定し, N 個の推定送信シンボル $\{\hat{s}_n(k); n=0\sim N-1\}$ を出力する。

このシステムにさらにターボ符号化を組み合わせるときに必要なのがターボ復号器入力のための軟判定値である。本論文では,PICとMRC処理によって,軟判定値を生成する方法を提案している。

3. 軟判定値生成法

3.1. PICとMRCダイバーシチ合成

キャンセル重みを用いるPICとMRCダイバーシチ合成により軟判定値を生成する方法を以下で述べる。第 m 番目の受信アンテナでは, N 個の送信アンテナからの送信信号の和が受信されている。PICを用いて,各受信アンテナで受信した信号から,第 n 番目のアンテナから送信された送信シンボルに対応する成分のみを抽出する。このようにしてMIMOチャンネルをSIMOチャンネルに変換する。こうして,シングルアンテナ送信時に相当する M 個のSISOチャンネル受信信号標本をMRCダイバーシチ合成することで軟判定値を得る。このようなPICとMRCを行う構造を示したのが図2である。PICの動作を以下に示す。MLD出力の N 個の硬判定シンボル $\{\hat{s}_n(k); n=0\sim N-1\}$ を用いて,次式のように第 n 番目の送信アンテナから送信された送信符号 $s_n(k)$ の第 m 番目の受信アンテナの受信信号の推定値 $\hat{r}_{n,m}(k)$ を,次式のように求める。

$$\hat{r}_{n,m}(k) = r_m(k) - \lambda(k) \sum_{\substack{n'=0 \\ \neq n}}^{N-1} \hat{s}_{n'}(k) \hat{\xi}_{n',m}(k), \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (2)$$

ここで, $\hat{\xi}_{n',m}(k)$ は $\sqrt{2S}\xi_{n',m}(k)$ の推定値であり, $\lambda(k)(0 \leq \lambda(k) \leq 1)$ はキャンセル重みである。キャンセル重みについては次節で述べる。 $N-1$ 本から送信された送信シンボルの符号間干渉が除去され,送信符号 $s_n(k)$ に対応する受信値が M 個得られる。すなわち, M ブランチダイバーシチ受信と同じである。アンテナダイバーシチ受信とターボ復号を組み合わせるときの最適な合成法はMRCであることが知られている[9]。MRC出力は,次式のようになる。

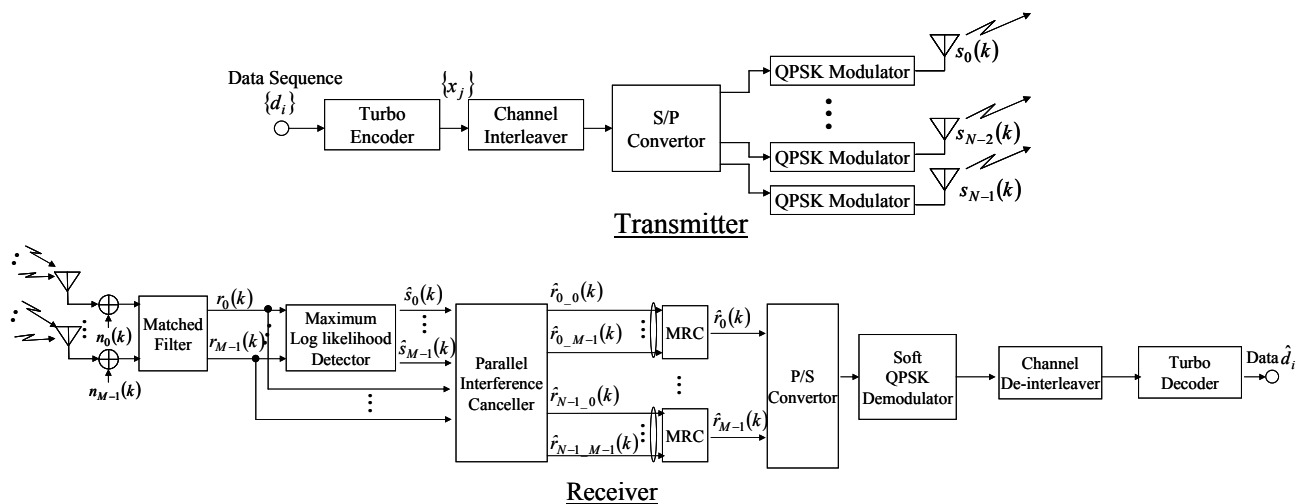


図1 (N,M) MIMO 伝送系の等価低域表現モデル

$$\hat{r}_n(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{r}_{n_m}(k) \hat{\xi}_{n_m}^*(k) \quad (3)$$

ここで、*は複素共役操作を表す。このあと、並直変換 (Parallel/serial conversion) を行い、QPSK 軟判定を行う。

3.2. 適応キャンセル重み

MLD の判定に誤りが生じたとき干渉キャンセラでは干渉を増大させてしまう。キャンセル重みは、干渉増大を避けるために導入している。本論文では、チャンネル推定は理想的に行われているものとする。

第 l 番目の送信アンテナから送信された QPSK シンボルについて MLD 判定誤りが生じたとする。すなわち、 $\hat{s}_l(k) \neq s_l(k)$ である。式(2)に代入すると、第 n 番目の送信アンテナから送信された送信符号 $s_n(k)$ の推定値 $\hat{r}_{n_m}(k)$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \hat{r}_{n_m}(k) &= r_m(k) - \lambda(k) \sum_{\substack{n'=0, \\ \neq n}}^{N-1} \hat{s}_{n'}(k) \hat{\xi}_{n'_m}^*(k) \\ &= \sqrt{2S} s_n(k) \xi_{n_m}(k) \\ &\quad + \sqrt{2S} (s_l(k) \xi_{l_m}(k) - \lambda(k) \hat{s}_l(k) \hat{\xi}_{l_m}^*(k)) \\ &\quad + \sqrt{2S} (1 - \lambda(k)) \sum_{\substack{n'=0, \\ \neq n \text{ or } l}}^{N-1} s_{n'}(k) \xi_{n'_m}(k) + n_m(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ただし、 $l \neq n$ であるものとする。式(4)からわかるように、MLD 判定誤りが発生すれば、その誤ったシンボル成分についての符号間干渉(第 2 項目)が残る。 $(k)=1$ の時は 2 倍の符号間干渉が残る。この干渉増大がターボ符号化 MIMO の特性を劣化させる。キャンセル重みが $0 < \lambda(k) < 1$ のときは、MLD 誤判定時の並列干渉キャンセル操作では $(k)=1$ のときよりも干渉増大を避けるこ

とができる。ところが、MLD が正しい判定を行ったときは、干渉を除去しきれず、他の送信アンテナからの信号成分の $(1 - \lambda(k))$ 倍の符号間干渉(第 3 項目)が残留してしまう問題がある。

MLD 判定の信頼性が高いときにはキャンセル重みを大きく、小さい時には小さな重みを用いれば、効果的に干渉を小さくできるであろう。そこで、本論文では、MLD 判定の確からしさに基づいた重みを用いる適応 PIC を提案している。以下にその動作原理を示す。

MLD 判定は次式のメトリック $L(k)$ が最小となる候補ベクトル $\hat{s}(k) = [\hat{s}_0(k), \hat{s}_1(k), \dots, \hat{s}_{N-1}(k)]$ を探索し、その候補ベクトルが最も確からしいとして、硬判定出力する。

$$L(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \left| r_m(k) - \sqrt{2S} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{n_m}(k) \hat{s}_n(k) \right|^2 \quad (5)$$

MLD 判定の信頼性は、最も確からしい候補ベクトルのメトリック $L_{\min}(k)$ 、2 番目に確からしい候補ベクトルのメトリック $L_{\text{secondmin}}(k)$ から知ることができる。図 3 は、時刻 k における、第 0 番目の信号点配置と受信信号点の関係を複素平面上に表したものである。簡単のため、(2,1)MIMO システムを仮定している。 $\Delta L = L_{\min}(k) - L_{\text{second}}(k)$ の値が小さい時は判定を誤る確率が高く、大きい時は低いことを利用したキャンセル重みを次式に示す。

$$\lambda(k) = 1 - \exp[-\alpha \Delta L] \quad (6)$$

ここで、 α は 2 つのメトリックの差をキャンセル重みにどれだけ反映させるかのパラメータである。

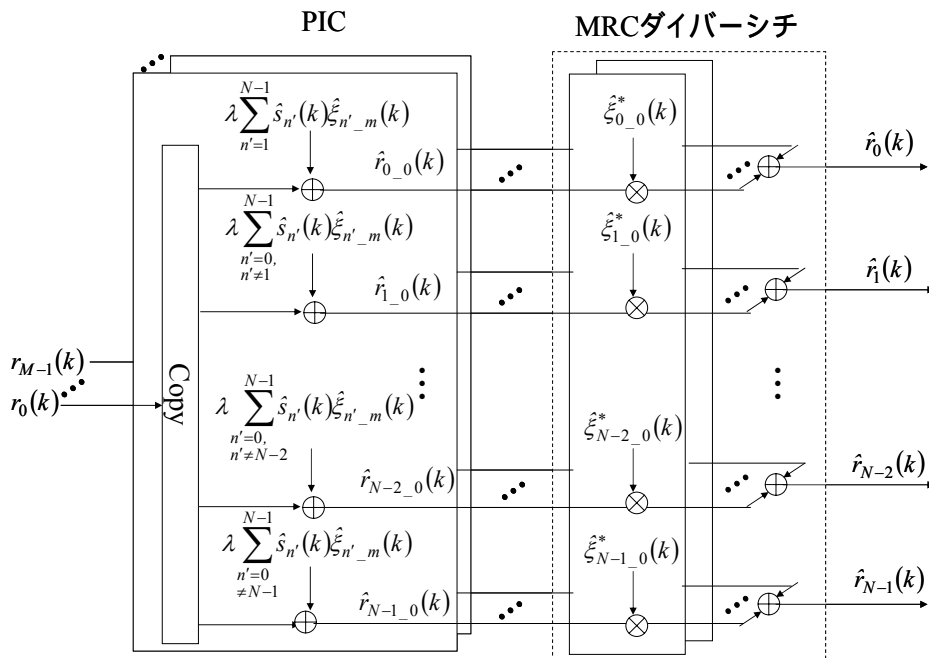


図 2 PIC と MRC の接続

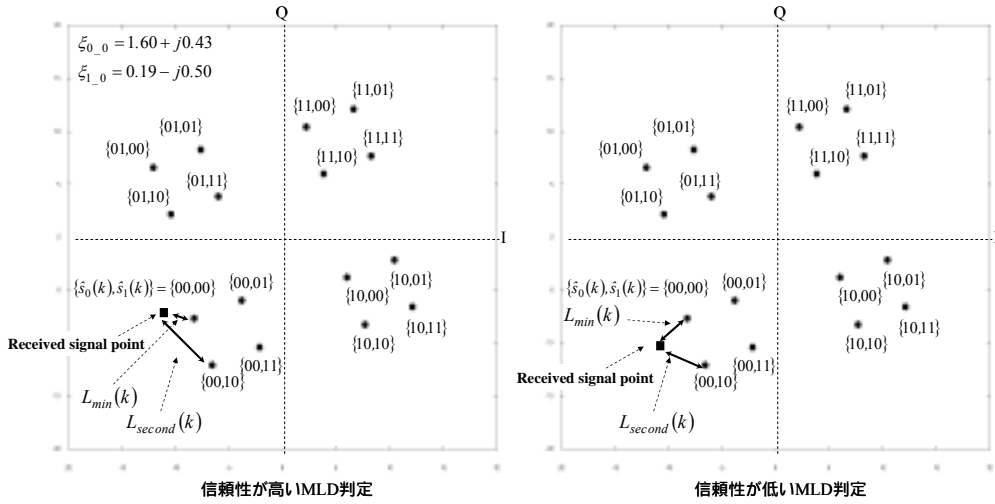


図3 第0番目の受信アンテナにおける信号点配置と受信信号点

PICでは、MLD硬判定シンボルベクトルを用い、レプリカを生成する。シンボルベクトル毎、シンボル毎、ビット毎にレプリカを生成する3つの方法が考えられる。以下に、3つのキャンセル操作について述べる。説明を簡単にするため、 $(2, M)$ MIMOシステムを考える。送信シンボルを $\{s_0(k), s_1(k)\} = \{00, 00\}$ とし、MLD硬判定(最も確からしいベクトル)が $\{\hat{s}_0(k), \hat{s}_1(k)\} = \{00, 10\}$ 、二番目に確からしい候補ベクトルが $\{\hat{s}_0(k), \hat{s}_1(k)\} = \{00, 00\}$ であったものとし、第 m 番目の受信アンテナにおける干渉キャンセル操作を行うものとする。また、干渉キャンセル操作では、式(6)のキャンセル重みを用いる。表記を簡単にするため、時刻を表すパラメータ k を省略する。

(1)シンボルベクトル毎のキャンセル

次式のような、硬判定シンボルにキャンセル重みとチャネル推定値を乗算してレプリカを生成しPIC操作を行う。

$$\begin{cases} r_{0_m} = r_m - \lambda \hat{s}_1 \hat{\xi}_{1_m} \\ r_{1_m} = r_m - \lambda \hat{s}_0 \hat{\xi}_{0_m} \end{cases} \quad (7)$$

(2)シンボル毎のキャンセル

2つの候補ベクトルを比較し、シンボル判定結果が同じであれば、判定が確からしいものとして、 $\beta = 1$ とする。異なっていれば、式(6)を用いてレプリカを生成する。この例では、2つの候補ベクトル共に \hat{s}_0 が同じなので、 $\hat{s}_0 \hat{\xi}_{0_m}$ をレプリカに用いる。一方、 \hat{s}_1 は異なるので、 $\lambda \hat{s}_1 \hat{\xi}_{1_0}$ をレプリカに用いる。次式のような並列干渉キャンセルを行う。

$$\begin{cases} r_{0_m} = r_m - \lambda \hat{s}_1 \hat{\xi}_{1_m} \\ r_{1_m} = r_m - \hat{s}_0 \hat{\xi}_{0_m} \end{cases} \quad (8)$$

(3)ビット毎のキャンセル

シンボル毎のキャンセルと同様、2つの候補ベクトルをビット単位で比較し、判定結果が一致するビット位置には $\beta = 1$ を、異なる部分には式(6)に基づいたキ

ャンセル重みを乗算してレプリカを生成する。この例では、 \hat{s}_1 の第1ビットのみ異なっている。そこで、 \hat{s}_0 を用いて作られるレプリカは $\hat{s}_0 \hat{\xi}_{0_0}$ 、 \hat{s}_1 を用いて作られるレプリカは $\hat{s}'_1 \hat{\xi}_{1_m}$ (ただし、 $\hat{s}'_1 = \lambda \text{Re}[\hat{s}_1] + j \text{Im}[\hat{s}_1]$) である。次式のようなPIC操作を行う。

$$\begin{cases} r_{0_m} = r_m - \hat{s}'_1 \hat{\xi}_{1_m} \\ r_{1_m} = r_m - \hat{s}_0 \hat{\xi}_{0_m} \end{cases} \quad (9)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

表1にシミュレーション条件を示す。系列長 $L=998$ ビットの情報ビット系列を送信するものとする。本論文では、 $(7, 5)$ 再帰的システムティック畳み込み(RSC)符号器を2個用いた符号化率 $1/3$ のターボ符号化を用いる。図3にターボ符号器の構造を示す。ターボ符号器出力の2つのパリティビット系列を周期的にバンクチャして、符号化率 $R=1/2$ の符号化系列を生成する。なお、2つ目のRSC符号器入力には1つ目のRSC符号器入力系列を内部インターリーブした系列であり、内部インターリーブには $S = \sqrt{I}$ とする S-random インターリーブ[10]を用いている。なお、ターボ符号化後の系列長は2000ビットであり、正方形に近い 50×40 -ビットブロックインターリーブをチャネルインターリーブとして用いている。

フェージングチャネルは周波数非選択性であるものとし、 $N \times M$ 個のフェージングチャネル利得は互いに独立で分散が1に等しい複素ガウス過程であるものとする。なお、ターボ符号化後のビットレートで正規化した最大ドップラー周波数は $f_b T_b = 0.001$ であるものとした(これは2GHzの搬送波を用いて1本の送信アンテナでシンボルレートが64kspsのQPSKシンボル系列を送信するとき、約70km/hの移動速度に相当する)。MLDとPICでは $N \times M$ 個のフェージングチャネルのチャネル利得を推定することが必要であるが、本シミュレーションでは理想チャネル推定を仮定する。

本論文は、送信アンテナ数を $N=2$ 、受信アンテナ本数を $M=1, 2, 4$ としている。また、同一の周波数効率

4bps/Hz を有し Alamouti の時空間送信符号化ダイバーシチ [8] を用いる 16QAM-STTD の特性を (N, M) MIMO と比較する。

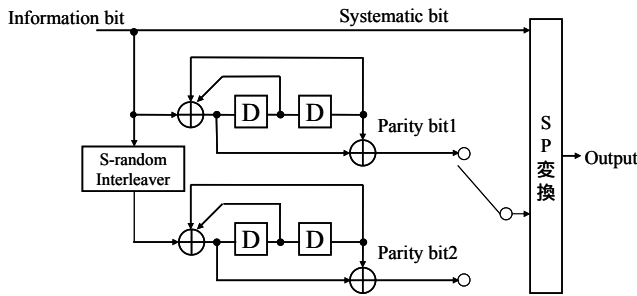


図 4 ターボ符号器

表 1. シミュレーション条件

Spectrum Efficiency		4 bps/Hz
Transmitter	Information bit length	$I=998$
	Turbo Encoder	(7,5)RSC component encoder
		Rate 1/2
		S-random interleaver
	Channel Interleaver	50×40 -bit Block interleaver
	Modulation scheme	QPSK
<i>No. of antennas</i>	$N=2$	
Channel Model	Frequency nonselective Rayleigh fading	
	Normalized Maximum Doppler Frequency	$f_D T_b = 0.001$
Receiver	<i>No. of antennas</i>	$M=1, 2, 4$
	Channel Estimation	Ideal
	Turbo Decoder	Log-MAP 9 iterations

4.2. キャンセル重みを用いない PIC

図 5 は、ターボ符号化なしのときについて $(2, M)$ MIMO ($M=1, 2, 4$) の BER 特性を平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットしたものである。ここで E_b/N_0 は情報 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比を表している。また、キャンセル重みは $\lambda(k)=1$ に設定している。 $(2, 1)$ MIMO は $(2, 1)$ 16QAM-STTD より特性が大幅に劣化している。 $M=2$ では特性差は縮まるものの BER 10^{-4} を得るための平均受信 E_b/N_0 は、約 2.5dB の劣化が見られる。 $M=4$ となると特性の優劣が逆転し、 $(2, 4)$ MIMO は $(2, 4)$ 16QAM-STTD より特性が優れる。その理由を以下に述べる。 $(2, 1)$ 16QAM-STTD では受信アンテナ 2 本に相当するダイバーシチ効果が得られる。一方、 $(2, 1)$ MIMO ではダイバーシチ効果がないので、 $(2, 1)$ MIMO は $(2, 1)$ 16QAM-STTD より特性が劣っている。一方、 $(2, 2)$ 16QAM-STTD は受信アンテナ 4 本相当のダイバーシチ効果が、一方、 $(2, 2)$ MIMO も受信アンテナ 2 本によるダイバーシチ効果しか得られないため、

$(2, 2)$ 16QAM-STTD のダイバーシチ効果の方が大きい。このため、 $(2, 2)$ MIMO は $(2, 2)$ 16QAM-STTD より BER 特性が劣る。また、 $(2, 4)$ 16QAM-ATTD は受信アンテナ 8 本相当の、一方、 $(2, 4)$ MIMO は 4 本によるダイバーシチ効果が得られる。受信アンテナ 4 本と 8 本では十分ダイバーシチ効果が得られるため、その特性差は小さい。その結果、 $(2, 4)$ 16QAM-ATTD より信号点間距離の大きい $(2, 4)$ MIMO の方が特性が良くなると考えられる。

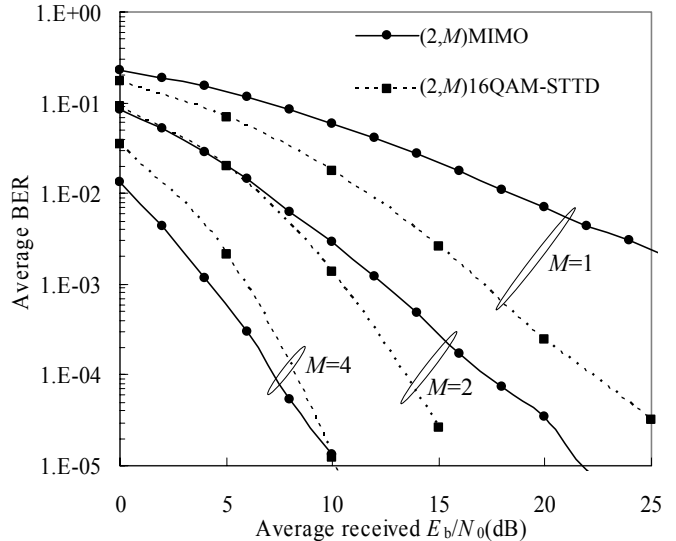


図 5 $(2, M)$ MIMO ($k=1$) と $(2, M)$ 16QAM-STTD の BER 特性。 $M=1, 2, 4$ 。

図 6 はターボ符号化 $(2, M)$ MIMO ($k=1$) の平均 BER をプロットしたものである。ターボ符号化しないときと同様に $(2, 1)$ MIMO の BER 特性は $(2, 1)$ 16QAM-STTD よりも劣化している。所要平均 BER $= 10^{-4}$ を得るための受信 E_b/N_0 は $(2, 1)$ 16QAM-STTD の方が $(2, 1)$ MIMO より約 7 dB 少ない。MIMO の特性が劣化しているのは、PIC 操作を行うと、MLD 判定誤りに時に干渉をかえって増大させてしまうからである。この影響により、ターボ符号化 $(2, M)$ MIMO の BER 特性が劣化してしまうのである。 $M=1$ のときと異なり、ターボ符号化 $(2, 2)$ MIMO は $(2, 2)$ 16QAM-STTD より特性が優れている。所要平均 BER $= 10^{-4}$ を得るための受信 E_b/N_0 は、 $(2, 2)$ MIMO の方が $(2, 2)$ 16QAM-STTD より 2dB 少ない。 $M=4$ とすると、更に MIMO の特性が改善し、 $(2, 4)$ MIMO の方が $(2, 4)$ 16QAM-STTD より 4.5dB 少ない。

先に述べたように MLD 判定誤りが PIC に影響を及ぼす。理想 MLD を仮定したときの BER 特性 ($k=1$) を図 6 に点線でプロットした。ターボ符号化 $(2, M)$ MIMO の所要平均 E_b/N_0 は $M=1$ のとき理想 MLD のときより約 7dB、 $M=2$ のときには約 4.5dB、 $M=4$ のときは約 2dB 劣化している。従って、MLD 判定誤りが MIMO 特性の劣化を引き起こしていることが分かる。

次節では、干渉低減方法の 1 つとして、PIC 操作時に MLD の判定の確からしさに基づいたキャンセル重みをレプリカに乗算してキャンセルする適応 PIC を用いるときの特性改善効果を明らかにする。

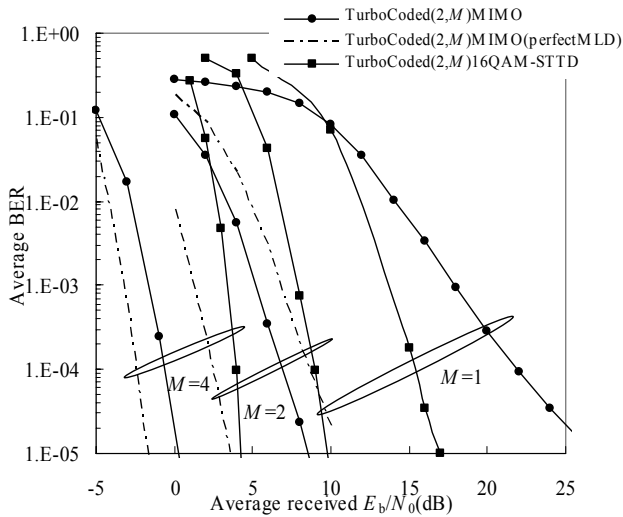


図 6 $M=1,2,4$. ターボ符号化 $(2,M)$ MIMO ($k=1$)とターボ符号化 $(2,M)$ 16QAM-STTD の BER 特性 .

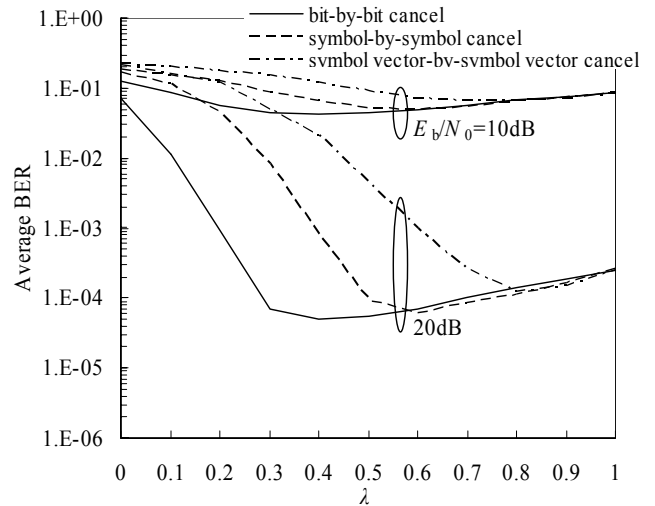
4.3. 適応 PIC を用いる MIMO の BER 特性

MIMO の BER 特性劣化は , 並列干渉キャンセラに及ぼす ML D の判定誤りの影響によるものであることを述べた . 以下では , 固定キャンセル重みを用いるときと適応キャンセル重みを用いるときの BER 特性を比較する .

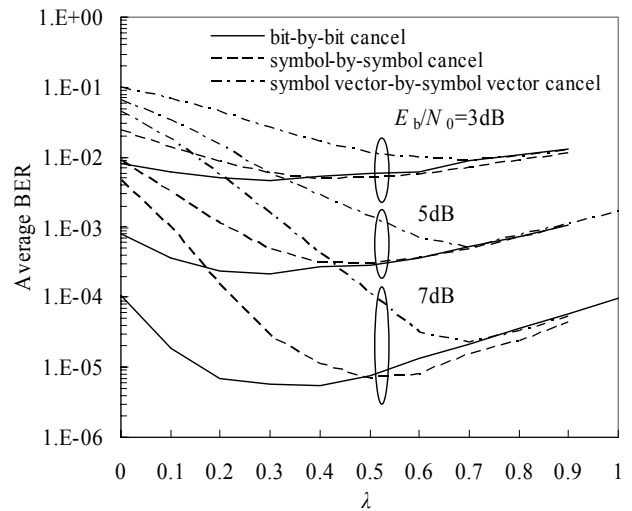
図 7 は固定キャンセル重み対平均 BER の特性である . この図から , ビット毎のキャンセル重みを用いる方法が , 3 つのキャンセル方法の中で最も BER を小さくできることが分かる . $M=1$ のときは $(k)=0.4$ が , $M=2$ のときは $(k)=0.3$, $M=4$ のときは $=0.2$ が最適であることが分かる .

図 8 は適応キャンセル重みのパラメータ 対平均 BER 特性である . ビット毎のキャンセル重みを用いる方法が最も特性が優れ , $=0.1$ が最適であることがわかる .

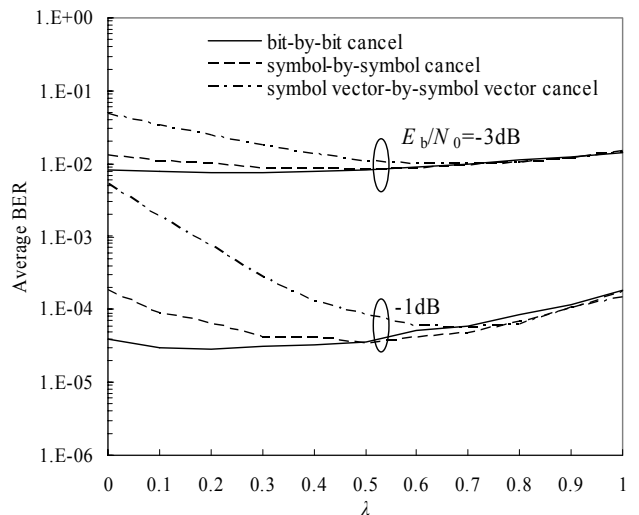
図 9 は固定キャンセル重み ($M=1,2,4$ のとき , それぞれ $(k)=0.4, 0.3$ と 0.2) と適応キャンセル重みを用いたターボ符号化 MIMO の平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性をプロットしたものである . $M=1$ のとき , ビット毎適応キャンセル重みを用いた MIMO の特性は固定キャンセル重み $(k)=1$ の MIMO の特性よりも優れているものの , 16QAM-STTD とほぼ同じ特性となっている . しかし , M を多くすると BER 特性は更に改善し , $M=2$ と 4 のとき , ビット毎適応キャンセル重みを用いた MIMO の特性は固定キャンセル重み $(k)=1$ のときよりも , 平均 BER= 10^{-4} において , それぞれ約 2dB , 1dB 特性が改善されている .



(a) $M=1$

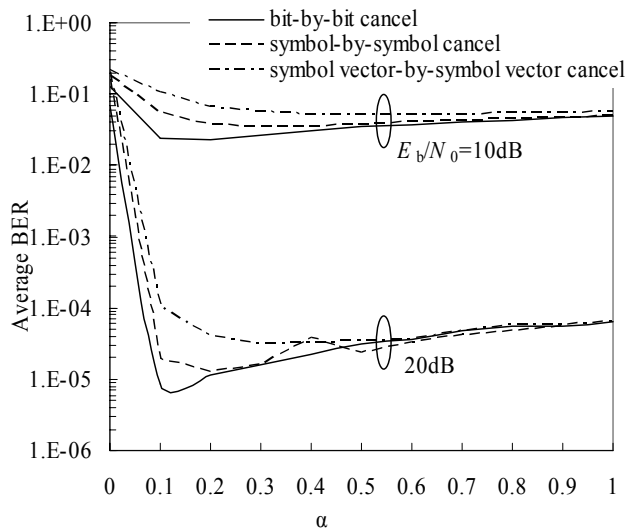


(b) $M=2$

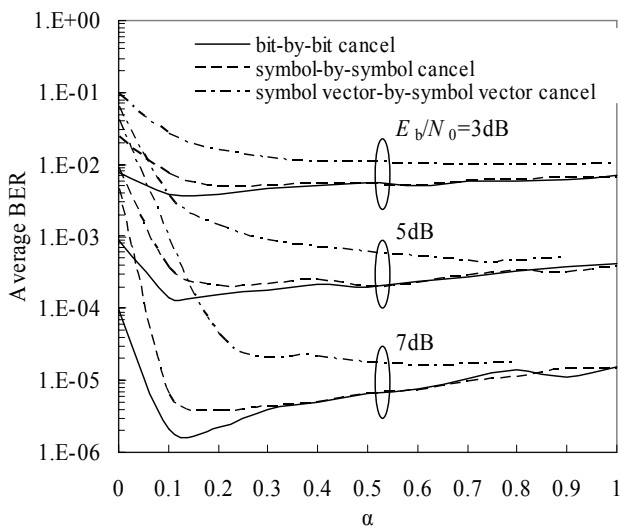


(c) $M=4$

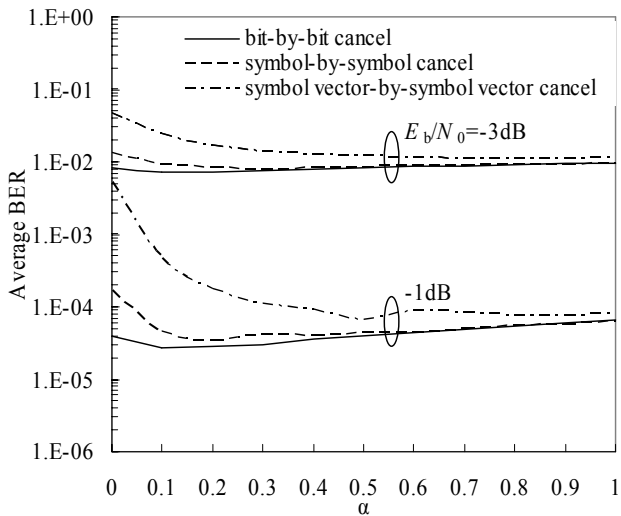
図 7 固定キャンセル重みをパラメータにしたターボ符号化 $(2,M)$ MIMO の平均 BER 特性 .



(a) $M=1$



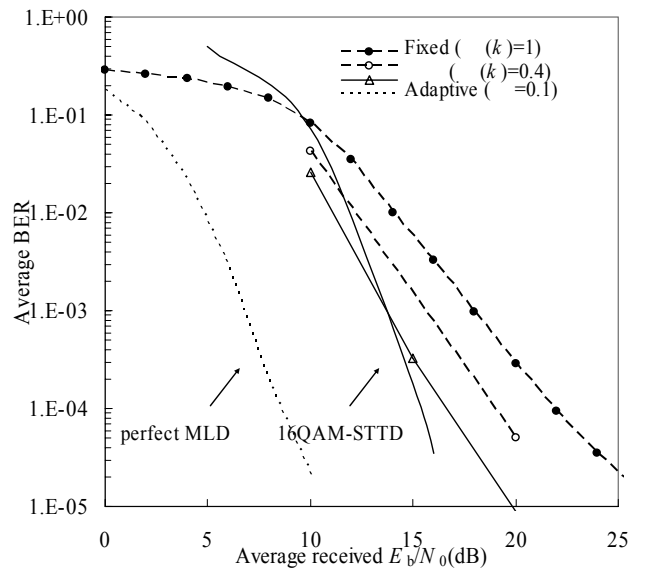
(b) $M=2$



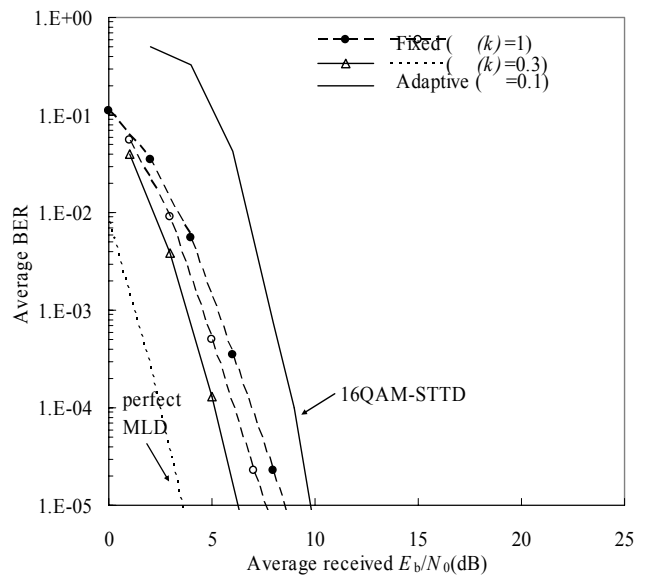
(c) $M=4$

図 8 適応キャンセル重みの α をパラメータにした

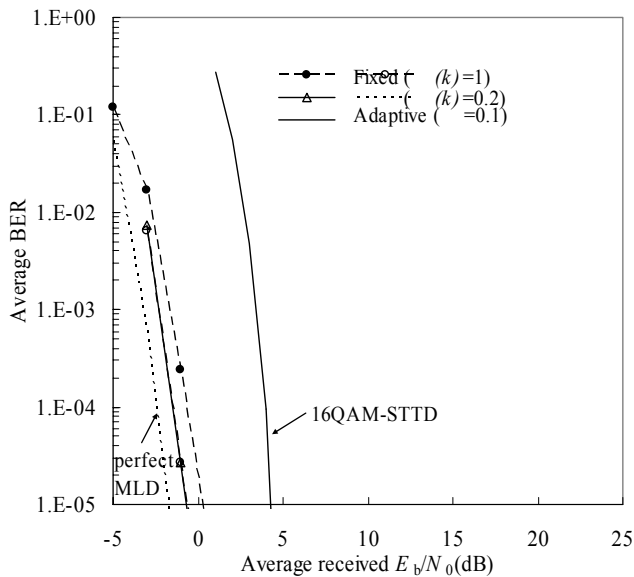
ターボ符号化(2,M)MIMO の平均 BER 特性 .



(a) $M=1$



(b) $M=2$



(c) $M=4$

図 9 固定、適応キャンセル重みを用いたターボ符号化(2,M)MIMO の BER 特性改善効果

5. むすび

本論文では、適応 PIC と MRC ダイバーシチ合成を用いて軟判定値を生成するターボ符号化 MIMO システムについて、MLD 誤判定による干渉の増大を避けるために適応キャンセル重みを提案した。そして、計算機シミュレーションにより BER 特性の改善効果を明らかにした。

ターボ符号化(2,M)MIMO の BER 特性は、 $M=1$ では、16QAM-STTD より劣化するものの、 $M=2$ のときは MIMO の特性が優れる。MIMO の特性が劣化する原因は、MLD 判定誤りが PIC 出力の干渉を増大させてしまうためである。MLD 判定誤りによる干渉増大を避けるキャンセル重みを用いると、ビット毎にキャンセルする方法が最も良く、理想 MLD を用いた特性に、 $M=1$ では約 5.5dB、 $M=2$ では約 2dB、 $M=4$ では約 1dB まで近づいている。

今後は、多値化や送受信アンテナ数を更に増やした場合、チャンネル推定を行った場合についての伝送特性を検討していく。また、1 ビット毎に尤度を求めて軟判定値を生成する方法[1]との伝送特性を比較する予定である。

文献

- [1] A. Stefanov and T. M. Duman, "Turbo Coded Modulation for Wireless Communications with Antenna Diversity," *Journal of Communications and Networks*, vol. 2, No.4, Dec. 2000.
- [2] R. van Nee, A. van Zelst and G. Awater, "Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System," *Proc. IEEE VTC2000-Spring*, vol.1, pp.6-10, May2000.
- [3] 奥村義久, 進士正明, "移動通信の基礎", 電子通信学会, 1986.
- [4] 中島昭範, 木村良平, 安達文幸, "レイリーフェージング環境下におけるターボ符号化

QPSK-MIMO の誤り率特性", 東北大学第 452 回 伝送工学研究会, 2002 年 12 月 20 日.

- [5] 中島昭範, 木村良平, 安達文幸, "ターボ符号化 MIMO システムにおける軟判定値生成法", 電子情報通信学会総合大会, 2003 年 3 月 21 日.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes (1)", *Proc. IEEE Int. Conf. On Communications*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [7] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview", *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 49, No. 6, pp. 2208-2233, Nov. 2000.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [9] 木村良平, ガーグ・ディープシカ, 安達文幸, "高速フェージング環境下における繰り返しチャネル推定を用いたターボ復号特性", 東北大学第 446 回 伝送工学研究会, 2001 年 11 月 20 日.
- [10] O. F. Acikel and W. E. Ryan, "Punctured Turbo Codes for BPSK/QPSK Channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, No.9, pp.1315-1323, Sept.1999.