

マルチアンテナ無線伝送技術

その3 MIMO多重法における信号分離技術

伝送ビットレートの飛躍的増大，あるいは高品質受信を可能とする主要技術の1つとして，マルチアンテナ技術が近年注目されている．今回は，MIMO多重法において実現できるスループット特性に大きな影響を与える，複数の送信アンテナから並列送信された異なる情報データ系列を，受信側で元の複数の信号系列に復元する信号分離アルゴリズムについて解説する．

ひぐち けんいち たおか ひでかず
樋口 健一 田岡 秀和

1. まえがき

MIMO (Multiple Input Multiple Output) 多重法は，図1に示すように，同じ無線リソース（周波数帯域，時間スロット）を用いて複数の送信機から異なる情報データ系列を並列送信して空間的に多重することにより，高速信号伝送を実現するマルチアンテナ無線伝送技術である[1][2]．したがって，受信機では複数の信号が混信状態で受信されることから，無線伝搬路の違いを利用して，元の複数の信号系列に分離する必要がある．MIMO多重法によるスループット*1増大効果は，この信号分離精度に大きく依存するため，実用レベルの演算処理量での高精度な信号分離法の実現が，MIMO多重法を移動通信方式に適用するための鍵となる．本稿では，これまでに知られている代表的な信号分離法の基本構成および課題を述べた後，これらの改良アルゴリズムについても紹介する．また，直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA：Direct Sequence-Code Division Multiple Access)*2のようなシングルキャリア伝送においてMIMO多重法を用いた場合に課題となる，マルチパス干渉 (MPI：Multipath Interference) を考慮した信号分離法についても簡単に述べる．

2. MIMO多重法における信号分離アルゴリズム

2.1 最小平均2乗誤差 (MMSE：Minimum Mean Square Error) 法

本稿では，図1に示す，4送信アンテナ，4受信アンテナのMIMO多重構成を例に取り説明する．フラットフェージング*3環境を仮定すると，受信アンテナ q ($1 \leq q \leq 4$) での受信信号 y_q で表される受信信号ベクトル Y は，式(1)で表される．

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = HX + N = \begin{bmatrix} \hat{\xi}_{1,1} & \hat{\xi}_{2,1} & \hat{\xi}_{3,1} & \hat{\xi}_{4,1} \\ \hat{\xi}_{1,2} & \hat{\xi}_{2,2} & \hat{\xi}_{3,2} & \hat{\xi}_{4,2} \\ \hat{\xi}_{1,3} & \hat{\xi}_{2,3} & \hat{\xi}_{3,3} & \hat{\xi}_{4,3} \\ \hat{\xi}_{1,4} & \hat{\xi}_{2,4} & \hat{\xi}_{3,4} & \hat{\xi}_{4,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで， H は送信アンテナ p ($1 \leq p \leq 4$) と受信アンテナ q

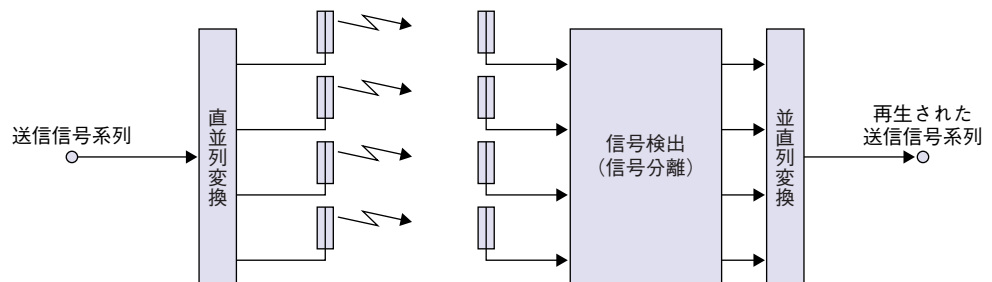


図1 MIMO多重法の送受信構成

*1 スループット：単位時間当りに，誤りなく伝送される実効的なデータ量。
*2 直接拡散符号分割多元接続：ユーザごとに異なる拡散符号を用いて広帯域に拡散し，複数ユーザの信号を同一の周波数帯域・時間スロットで多重する無線アクセス方式．W-CDMAに採用されている方式である．

*3 フラットフェージング：信号を伝送する周波数帯域内でマルチパスによる受信信号レベル変動，位相変動が一樣とみなせるフェージング．

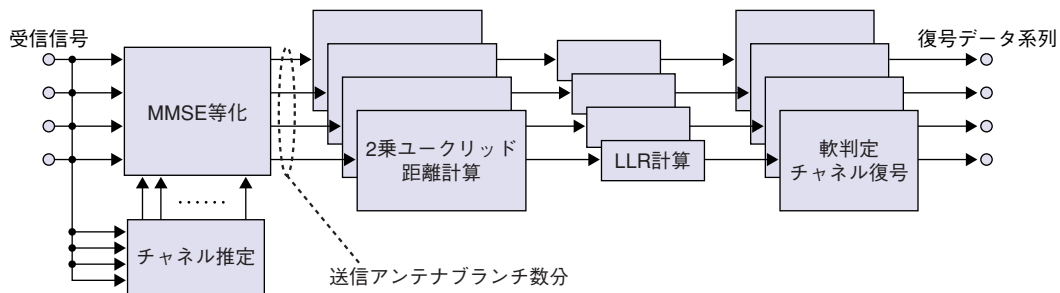


図2 MMSE法を用いる信号分離法のブロック構成

との間のフェージング変動 $\xi_{p,q}$ で表されるチャンネル行列^{*4}であり、 X は送信アンテナ p の送信信号 d_p で表される送信信号ベクトルである。 N は、受信アンテナ q での受信機で生じるガウス雑音 n_q で構成される雑音ベクトルである。式(1)は、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)^{*5} アクセスの場合、各サブキャリアの受信シンボル^{*6} に対して信号分離を独立に行うことができるため、高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform)^{*7} 後の各サブキャリアの受信信号と考えればよい。

MMSE法を用いる信号分離法のブロック構成を図2に示す[2]。受信機では、データシンボルに多重されたパイロットシンボル^{*8} を用いてチャンネル行列の推定値 \hat{H} を生成する。次に \hat{H} から、式(2)により生成されるMMSEウェイト行列を生成する。

$$W = \hat{H}^H \{ \hat{H} \hat{H}^H + N I \}^{-1} \quad (2)$$

ここで、 I は単位行列^{*9} を、 H はエルミート転置^{*10} を表す。受信信号ベクトルに、MMSEウェイト W を乗算することにより、他の送信アンテナからの干渉が抑圧する等化処理 (以下、MMSE等化) が実現される。最後に、等化後の信号からビットごとの対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio)^{*11} を計算し、軟判定^{*12} チャンネル復号を行う。MMSE法は、演算処理量は小さいがアルゴリズムの原理上、他の送信アンテナからの信号抑圧のために $(N_r - 1)$ の自由度^{*13} を使用するため、 $(N_r - N_t)$ 次 (N_r は受信アンテナ数、 N_t は送信アンテナ数) のダイバーシチ利得しか得られず、スループット特性はシリアル干渉キャンセラ (SIC: Successive

Interference Canceller) 法や最尤検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection) 法と比較して劣化する。

2.2 SIC法

信号検出後の判定帰還データシンボル^{*14} を用いて、MMSE等化および送信信号の干渉レプリカ^{*15} の除去を逐次的に行うSIC法[3]のブロック構成を図3に示す。本構成は、MIMO多重法の先駆的検討であり、V-BLAST (Vertical-Bell laboratories Layered Space-Time)^{*16} [2] で用いられる構成である。まず、各送信アンテナからの受信信号より、MMSE等化により送信アンテナ1のみの等化後の信号を得る。ここで、チャンネル復号前にデータ変調の判定を行う場合 (図3のAで示される経路を用いる場合) は、等化後の信号を仮判定しチャンネル推定値を乗算することにより、送信アンテナ1の受信信号 y_1 の推定値である干渉レプリカを生成する。受信信号から干渉レプリカを減算することにより、送信アンテナ1からの干渉成分を除去する。干渉除去後の受信信号を再度MMSE等化することにより、送信アンテナ2のみの等化後の信号を抽出する。以上の手順を、送信アンテナ4の等化後の信号を抽出するまで繰り返す。SIC法は、MMSE法と比較して若干の演算処理量の増大で実現可能であり、理想的な条件において n 番目に復号する送信信号については、 $(N_t - n + 1)$ ブランチの送信アンテナからの信号が残っているため、 $(N_r - N_t + n - 1)$ 次のダイバーシチ利得が得られる。ただし、データ変調多値数^{*17} が増大するとデータ仮判定の精度が劣化し、スループット特性が劣化する。このため、チャンネル復号後の判定帰還データシンボルを行うSIC法が提案 (図3のBで示される経路を用いる場合) されている[3]。こ

*4 チャンネル行列: 各送信アンテナと受信アンテナ間の伝搬路 (チャンネル) の振幅および位相の変動量で構成される行列。

*5 直交周波数分割多重: デジタル変調方式の1つであり、マルチパス干渉への耐性を高めるため、高速な伝送レートの信号を多数の低速な狭帯域信号に変換し周波数軸上で並列に伝送する方式。高い周波数利用効率での伝送が可能である。

*6 シンボル: 本稿では、誤り訂正符号化およびデータ変調マッピングを行った後の信号単位。

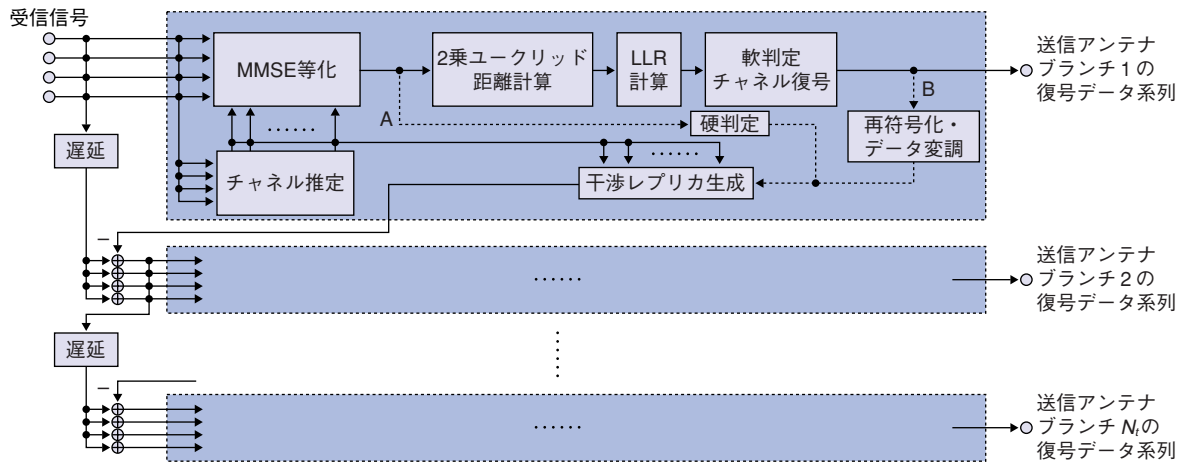
*7 高速フーリエ変換: 信号の中に含まれる周波数成分とその割合を抽出する処理を高速に計算する手法。

*8 パイロットシンボル: 移动通信システムにおいて、送信側および受信側ともに既知のシンボル。受信側におけるシンボル同期、無線伝搬路 (チャンネル) での振幅変動、位相変動量の推定および受信した信号電力、干渉電力や雑音電力の推定などに用いられる。

*9 単位行列: 対角成分が1、その他の成分が0である正方行列。

*10 エルミート転置: 各行列成分が複素数である複素行列の行と列を転置後、各成分の共役をとること。

*11 対数尤度比: 軟判定復号において必要な各受信データが0となる信頼度情報 (尤度) と、1となる信頼度情報 (尤度) の比の対数値。



硬判定：復調データを判定した、0もしくは1のみを用いて受信信号の復号を行うこと。軟判定のような信頼度情報を用いないため、軟判定と比較して誤り訂正能力は劣化する。

図3 SIC法を用いる信号分離法のブロック構成

の場合、チャンネル復号後の判定帰還データシンボルを用いることにより、干渉レプリカの生成精度が向上しスループットを改善できるが、各送信アンテナのチャンネル復号をシリアルに行う必要から処理遅延の増大、またチャンネル符号化率^{*18}が大きい場合の判定帰還データの誤りに起因する特性劣化が課題となる。

2.3 MLD法

MLD法[4]では、最尤判定に基づく信号分離を行う。全送信アンテナ p の送信シンボル候補^{*19} c_p のすべての組合せについて、受信信号の推定値を推定したチャンネル行列から生成し、全候補について受信信号からの2乗ユークリッド距離^{*20}に基づくメトリック^{*21} e を計算する。

$$e = \left\| \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (3)$$

そして、メトリックが最小となる送信シンボル候補 c_p を選択することにより、信号分離が行われる。MLD法は、 N_c 次のダイバーシチ利得が得られるため、MMSE法やSIC法と比較して、所要の情報1bit当りの平均受信信号エネルギー

一対雑音電力密度比 (E_b/N_0) を大幅に低減できる。しかしながら、送信アンテナ数、データ変調の変調多値数の増大に伴い、2乗ユークリッド距離を計算しなければいけない送信シンボル候補の組合せの数が指数関数的に増大し、演算処理量が実用的に実現可能な範囲を超えてしまう課題があった。この様子は、図4に示す木構造で表したMLDの動作を考えるとよく分かる。図は、4送信アンテナ、4位相偏移変調 (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying)^{*22} (シンボル候補の数が送信アンテナ当たり4) の例である。各枝の分岐点がシンボル候補を表し、下から送信アンテナ4の送信信号 d_4 、送信アンテナ3の送信信号 d_3 、送信アンテナ2の送信信号 d_2 、送信アンテナ1の送信信号 d_1 を示している。枝に書かれた番号は、シンボル候補番号を示しており正しいシンボル候補を検出するために、4シンボルの4乗=256個の組合せについて2乗ユークリッド距離を計算しなければいけない。さらに16値直交振幅変調 (16QAM: 16 Quadrature Amplitude Modulation)^{*23}を用いると枝の数がそれぞれ16に増えるので、シンボル候補の組合せ数は65,536個に増える。このため以下に示すとおり、さまざまな演算量削減型MLD法が提案されている。

*12 軟判定：受信シンボルに信頼度情報を付加して、これに基づいて受信信号の値そのものを利用して復号を行うこと。受信信号の値を0もしくは1に二値化して復号する硬判定と比較して、高い誤り訂正能力が得られる。
 *13 自由度：変数のうち自由に選ぶことのできる数。すなわち、全変数の数から、それらの間に成り立つ関係式の数を引いたもの。
 *14 判定帰還データシンボル：復号後のビット系列を再符号化、再変調を行ったデータシンボル。
 *15 干渉レプリカ：ある送信アンテナからの信号を検出する際、干渉となる他の送信アンテナからの信号に対する信号予想点 (レプリカ)。

*16 V-BLAST：ルーセント・テクノロジー・ベル研究所が開発したMIMO多重法における信号分離技術。
 *17 変調多値数：データ変調における信号位相点の数。例えば、QPSK (*22参照) の場合は4、16QAM (*23参照) の場合は16である。
 *18 チャンネル符号化率：情報ビット数と誤り訂正符号化後のビット数の比。
 *19 シンボル候補：各送信アンテナのデジタル変調 (QPSK (*22参照)、16QAM (*23参照) など) における送信信号点候補。
 *20 2乗ユークリッド距離：複素空間上に存在する2つの点の間の最短距離の2乗値。ユークリッド距離が小さい送信シンボル候補ほど信頼度が大きいと考えられる。

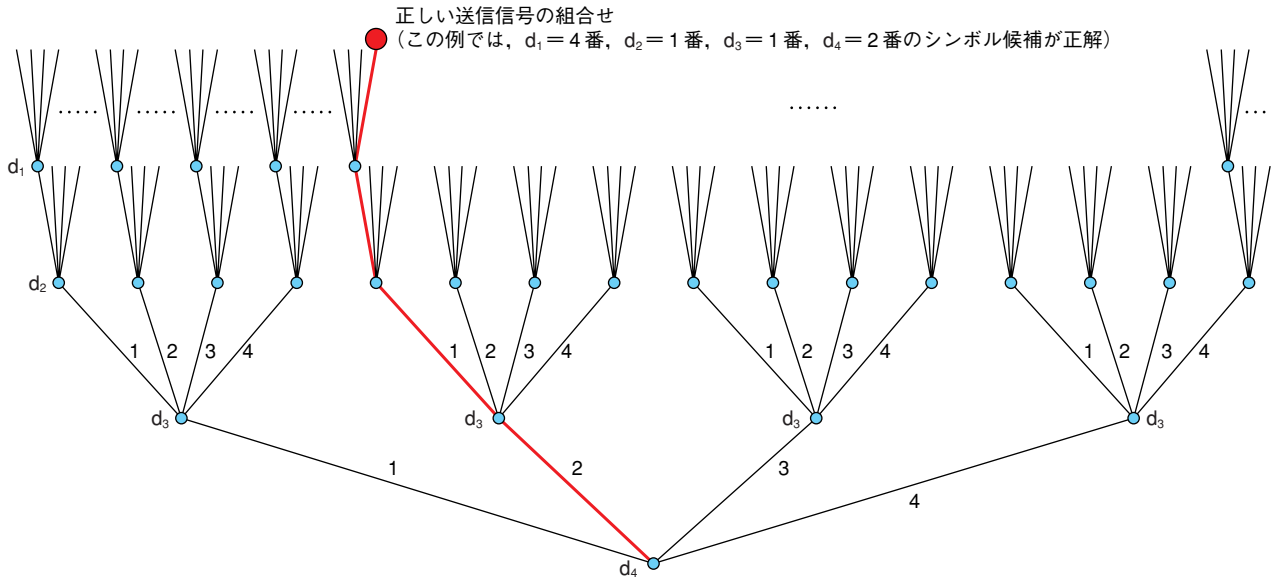


図4 木構造で表したMLD法(4送信アンテナ, QPSKの場合)

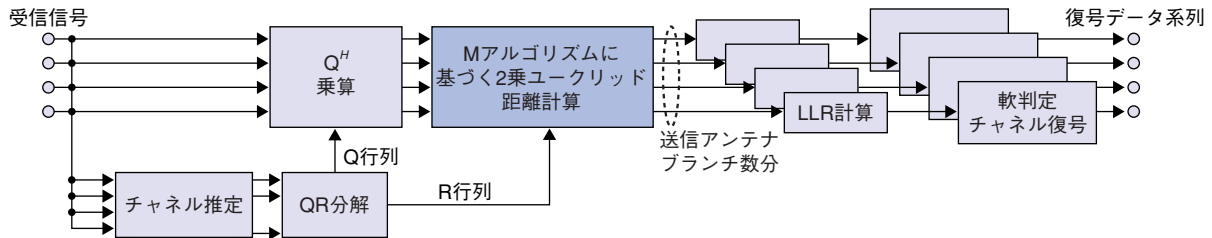


図5 QRM-MLD法を用いる信号分離法のブロック構成

(1) QRM-MLD (complexity-reduced MLD with QR decomposition and M-algorithm) 法

QR分解^{*24}およびMアルゴリズム^{*25}を適用したMLD(以下, QRM-MLD法)[5]のブロック構成を図5に示す。QRM-MLD法では, まず推定したチャンネル行列 \hat{H} をQR分解により, 式(4)のようにユニタリ行列^{*26}のQと上三角行列のRに分解する。このとき, 行列Rは, 式(4)で表される。

$$R=Q^H\hat{H}=\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & r_{1,3} & r_{1,4} \\ 0 & r_{2,2} & r_{2,3} & r_{2,4} \\ 0 & 0 & r_{3,3} & r_{3,4} \\ 0 & 0 & 0 & r_{4,4} \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで, Q^H を受信信号 Y に乗算すると, 乗算後の受信信号ベクトル Z は, 式(5)で表される。

$$Z=\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}=Q^HY=RX+N'=\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & r_{1,3} & r_{1,4} \\ 0 & r_{2,2} & r_{2,3} & r_{2,4} \\ 0 & 0 & r_{3,3} & r_{3,4} \\ 0 & 0 & 0 & r_{4,4} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで, N' は Q^H 乗算後の雑音ベクトルである。式(5)から, 例えば z_4 には, 送信アンテナ4の送信信号 d_4 しか含まれず, 送信アンテナ1~3の送信信号からの干渉が含まれないことが分かる(このことを直交化と呼ぶ)。

次に, この直交化後の受信信号ベクトル Z を使って, Mアルゴリズムと呼ばれる演算量削減型のMLDを行う。

*21 メトリック：受信信号シンボルと推定した送信信号レプリカとの間の2乗ユークリッド距離。
 *22 4位相偏移変調：デジタル変調方式の1つで, 4つの位相にそれぞれ1つの値を割り当てることにより, 同時に2bitの情報を送信可能。
 *23 16値直交振幅変調：デジタル変調方式の1つで, 振幅と位相の異なる16通りの組合せに対して, それぞれ1つの値を割り当てることにより, 同時に4bitの情報を送信可能。

*24 QR分解：任意の m 行 \times n 列複素行列 H を, m 行 \times n 列のユニタリ行列 Q と n 行 \times n 列の上三角行列 R の積, $H=QR$ に分解する数学的手法。QRM-MLD法では受信信号の直交化に用いている。
 *25 Mアルゴリズム：各ステージ(送信アンテナ)において, N 個のシンボル候補の中から M ($\leq N$)個のシンボル候補を選択することにより, 順次シンボル候補の絞り込みを行う方法。
 *26 ユニタリ行列：各行列成分が複素数である複素行列 A と A のエルミート転置の積が単位行列となる行列 A 。

木構造を用いたMアルゴリズムを使った処理量削減型MLDの模式図を図6に示す。Mアルゴリズムでは、MLDの処理を送信アンテナ数分のステージの処理に分割する。そして第1ステージでは、送信アンテナ4の送信信号 d_4 に対するシンボル候補と z_4 との2乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリック^{*27}計算を行う。そのあと、メトリックが小さい順に次のステージに引き渡すシンボル候補を選択し、残りの候補を削除する。図6の例では、生き残り候補数は2である。ここで、 z_4 には送信アンテナ1~3の干渉成分が含まれないので、高精度に d_4 の生き残りシンボル候補^{*28}の絞り込みを行うことができる。次に第2ステージでは、 d_4 の生き残り候補2つと送信アンテナ3の送信信号 d_3 のシンボル候補4つとの組合せに対して、 z_3 との2乗ユークリッド距離を計算し、前ステージでのメトリックを足し合わせた累積ブランチメトリックを求める。そして、第1ステージと同様に累積ブランチメトリックが小さい順に、2つの送信信号 d_4 と d_3 のシンボル候補の組合せを残して、他の候補をすべて削除する。以上の処理を最終ステージまで繰り返すことにより、最終的に第4ステージにおいて、全送信アンテナの生き残りシンボル候補の組合せと、対応する累積ブランチメトリックが出力される。最後に、生き残りシンボル候補の累積ブランチメトリックを基に、軟判定チャ

ネル復号のためにビットごとのLLRの計算を行う[6]。このようにQRM-MLD法では、各ステージで順次ブランチメトリックの小さい信頼度の大きな生き残りシンボル候補を選択していくことにより、従来の処理量削減を行わないMLD法（以下、Full MLD法）と比較して処理演算量を大幅に低減することができる。図の例では、MLDでは256回必要であったブランチメトリック計算をQRM-MLDは、20回に低減している。しかしながら、QRM-MLDでは、あるステージの生き残り候補数を S 、送信信号の変調多値数を C とすると、次ステージでは、 $S \times C$ 回のブランチメトリック計算が必要であり、16QAMなどの多値変調が用いられる場合、MMSE受信と比較して演算処理量は大きい。

- (2) 信頼度情報に基づく適応生き残りシンボル候補選択 (ASESS: Adaptive SElection of Surviving Symbol replica candidates based on the maximum reliability) 法を適用したQRM-MLD法

QRM-MLD法における処理演算量をさらに低減する方法として、シンボル候補の信頼度情報を用いるASESS法が提案されている[7]。図7に示すように、QRM-MLD法の各ステージにおいて、以下に示す2ステップで生き残りシンボル候補の選択とブランチメトリックの演算を行う。

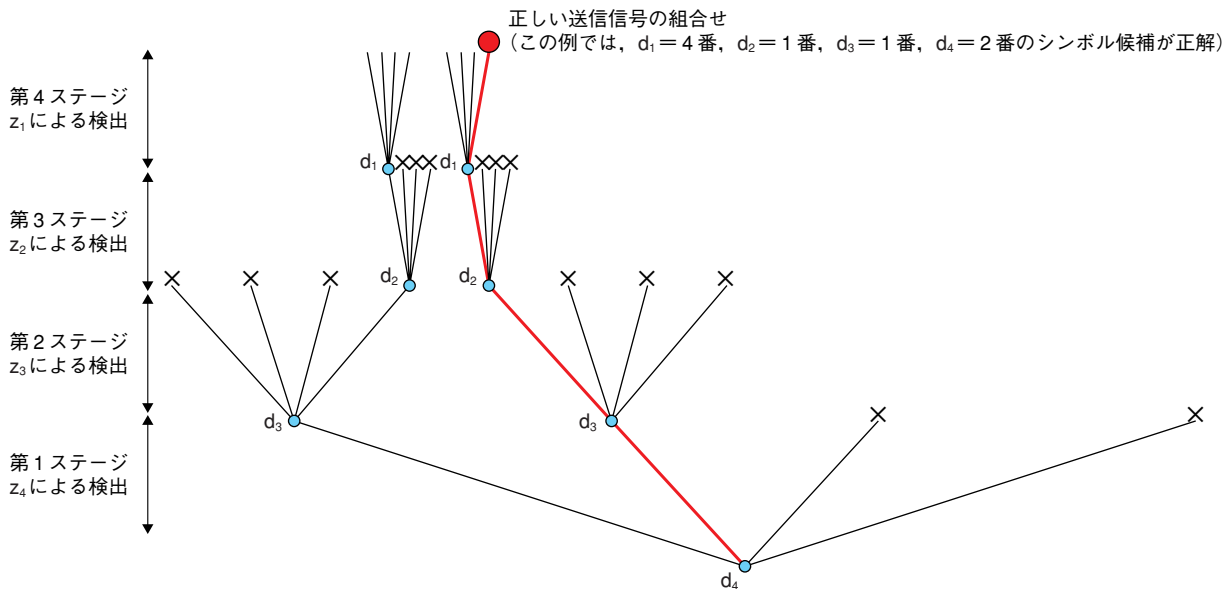


図6 木構造で表したMアルゴリズム (4送信アンテナ, QPSK, 各ステージの生き残り候補数2の例)

*27 ブランチメトリック：ある送信アンテナの受信信号点と送信シンボル候補との2乗ユークリッド距離に基づいて計算されるシンボル候補の確からしさを表す指標。
 *28 生き残りシンボル候補：各ステージにおいて、Mアルゴリズムを用いて絞り込みを行った後に選択された送信シンボル候補。

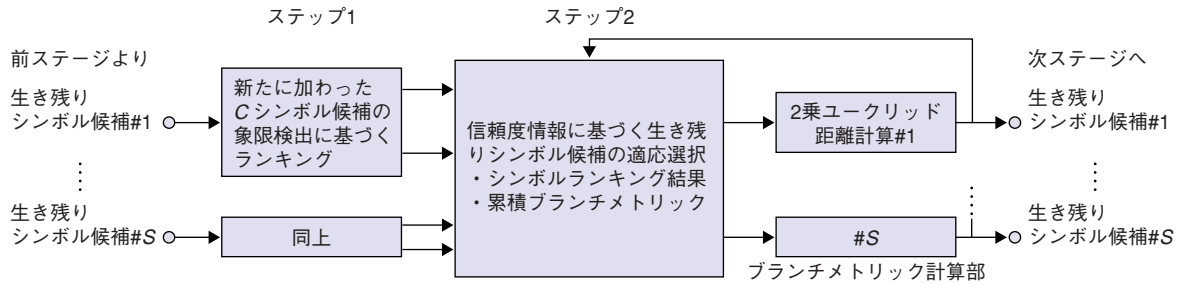
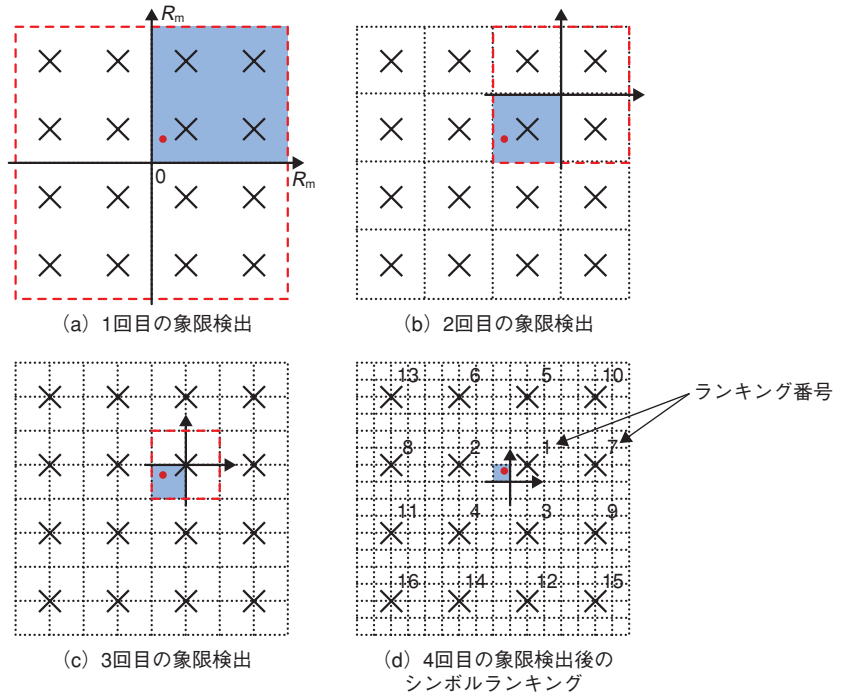


図7 ASESS法

①ステップ1：前ステージの各生き残りシンボル候補に対する新たに追加される送信シンボル候補の象限検出に基づくランキング

例として、16QAM ($C=16$) を用いたときの象限検出に基づくシンボルランキングを図8に示す。あるステージにおいて、前ステージからの生き残りシンボル候補それぞれに対して、シンボルランキングを行う。まず、 z_m (m はステージ番号) から前ステージまでの生き残りシンボル候補の信号成分を差し引いた信号 z'_m を生成する。 z'_m には、当ステージで新たに加わる送信信号の成分のみ含まれることになる。次に z'_m に対して、まず1回目の象限検出 (原点を中心に x, y 軸で区切られた4領域のどの領域に信号が位置するかの検出) を行い、 z'_m の位置する象限を検出する (図8(a))。象限検出は、 z'_m の同相/直交 (I/Q : In-phase/Quadrature-phase) 成分^{*29}の符号を検出するだけで非常に簡単に行うことができる。続いて、検出した象限の中心にI/Q軸を移動し、2回目の象限検出を行う (図8(b))。この処理を N 回 (図8では $N=4$) 繰り返すことにより、信号のコンスタレーション^{*30}内の領域を $2^N \times 2^N$ に分割した小領域のいずれに z'_m が位置するかを検出できる。その後、検出した小領域の中心からの距離が小さい順に、新たに加わる送信信号のシンボル候補のランキングを行う。上位にランキングされた



・：残留受信信号。 Q^H 乗算後の受信信号から前ステージまでの生き残りシンボル候補の信号成分を差し引いた信号。

図8 象限検出に基づくシンボルランキング

シンボル候補ほど信頼度が高いことになる。

②ステップ2：繰り返し処理を用いた信頼度情報に基づく適応生き残りシンボル候補の選択

ASESSの動作原理を図9に示す。図9において、縦軸は累積ブランチメトリックを示す (累積ブランチメトリックが小さいほど信頼度が高い)。ASESS法のねらいは、従来のQRM-MLDのようにブランチメトリックを計算してから生き残り候補を選択する代わりに、先に信頼度の高いシンボル候補を生き残り候補として選択し、選択された候補に対してのみブランチメ

* 29 同相/直交成分：複素デジタル信号の同相 (In-phase) および直交 (Quadrature) 成分。

* 30 コンスタレーション：受信信号を復調した際に、2次元平面 (I/Q成分) にマッピングされた各シンボルデータのこと。

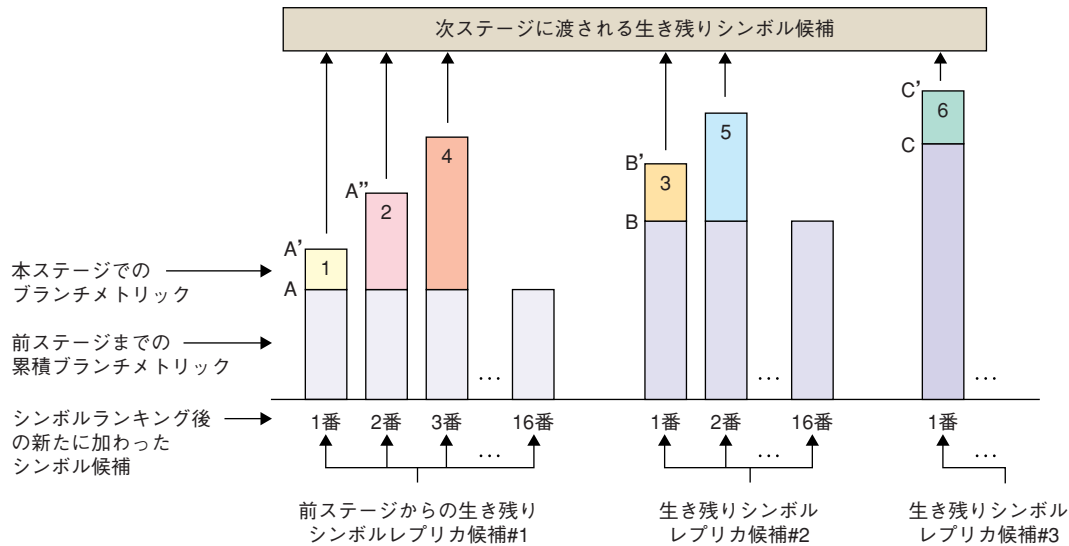


図9 ASESS法における生き残りシンボル候補選択の例 (16QAMを仮定)

トリックを計算することにある。そこで、最初の生き残り候補の選択では、もっとも累積ブランチメトリックの更新値が小さくなると「期待」される候補は、前ステージでの累積ブランチメトリックがもっとも小さい生き残りシンボル候補1とランキング1位の新たに加わるシンボル候補の組合せである。したがって、この組合せが、次ステージの生き残りシンボル候補1として選択され、累積ブランチメトリックの更新が行われる (更新されたメトリックをA'とする (図9))。次に、生き残りシンボル候補1の更新された累積ブランチメトリックA'と他の生き残りシンボル候補の累積ブランチメトリック (BとC (図9)) が比較される。図の例では、依然生き残りシンボル候補1の更新された累積ブランチメトリックがもっとも小さい。そこで、2番目の次ステージのシンボル候補として、生き残りシンボル候補1にランキング2位の新たに加わるシンボルの組合せが選択され、累積ブランチメトリックが更新される (更新されたメトリックをA''とする (図9))。次の選択では、生き残りシンボル候補2の累積ブランチメトリックBが最小なので、このシンボル候補とランキング1位の新たに加わるシンボル候補の組合せが3番目の次ステージの生き残りシンボル候補として選択される (図9)。以上から分かるように、ASESS法では、シンボルランキング結果と、その時点で計算されてい

る累積ブランチメトリックの大きさから、もっともそのステージで更新される累積ブランチメトリックの値が小さくなると予想されるシンボル候補を生き残り候補として逐次選択する。以上の処理が、次ステージに引き渡す生き残り候補数分繰り返された後、次ステージの処理に移行する。したがって、ASESS法を用いる場合、ステージごとのブランチメトリック計算は、生き残りシンボル候補数Sまで低減される。なお、図9はS=6の例を示している。

帯域幅が100MHz、送受信アンテナブランチ数が4のMIMO多重法を用いるOFDM無線アクセスにおいて、MMSE法、Full ML D法、オリジナルのQRM-MLD法およびASESSを適用するQRM-MLD法の信号分離を用いたときの受信アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 に対する平均パケット誤り率特性を図10に示す [7]。16QAM、符号化率8/9のターボ符号化^{*31}を用いており、データレートは1Gbit/sである。図より、MLDベースの信号分離法を用いた場合、MMSE法と比較して、平均パケット誤り率が 10^{-2} を満たす所要平均 E_b/N_0 を約13dBと大幅に低減できており、MIMO多重を用いた高速データレートを広カパレッジで実現するためには、MLDに基づく信号分離法が非常に有効であることが分かる。一方、MLDベースの信号分離法と比較すると、ASESS法を用いたQRM-MLD法は、オ

*31 ターボ符号化：誤り訂正符号化技術の1つ。復号結果の信頼度情報を用いて、繰り返し復号することにより、強力な誤り訂正能力が得られる。

オリジナルのQRM-MLD法とほぼ同等の特性を実現でき、Full MLD法からの劣化も0.5dB程度に抑えられている。このとき、ASESSを用いるQRM-MLD法は、オリジナルのQRM-MLD法およびFull MLD法と比較して、演算処理量をそれぞれ約1/4および約1/1200に低減できる（MMSEの2倍程度）。

(3) QRM-MLDにおけるブランチメトリックに基づく各ステージ独立生き残りシンボル候補数制御法

QRM-MLD法では、各ステージにおける生き残りシンボル候補数を低減することにより、ブランチメトリックの計算回数を減らして処理演算量を低減できるが、同時に正しいシンボル候補の選択見逃し確率が増大する。したがって、チャンネル状態に応じて最小の S_m に制御することが望ましい。そこで、各ステージで独立に生き残りシンボル候補数を制御する方法（各ステージ独立 S_m 制御法）が提案されている[8]。各ステージ独立 S_m 制御法における生き残り候補選択の例を図11に示す。まず、そのステージでの最小累積ブランチメトリックに雑音電力の X 倍の値を加えたものを、そのステージの生き残り候補選択のためのしきい値として計算する。ここで X は、事前に決めた固定値である。そして、累積ブランチメトリックがしきい値よりも小さいシンボル候補のみ、次ステージに引き渡す生き残りシンボル候補として選択する。本方法により、各ステージでのシンボル候補の信頼度が高い（すなわち最小累積ブランチメトリックが小さい）場合には、より少ない生き残り候補数に制御することができる。本方法は、ASESS法を用いたQRM-MLDと組み合わせることもできる。

(4) LSD (List Sphere Decoding) 法

QRM-MLD法と同様に、直交化後の受信信号 Z と R を用いて処理量削減型のMLDを行うアルゴリズムとしてLSD法が提案されている[9]。LSD法では、QRM-MLD法と異なり、あるステージで累積ブランチメトリックが事前に決められるしきい値 T よりも小さいシンボル候補が検出された場合は、直ちにこのシンボル候補に対する次ステージの処理に移行し、新たな送信アンテナの信号を追加して、当該シンボル候補に対する累積ブランチメトリックの更新を行う。一方、累積ブランチメトリックが T よりも大きい場合は、このシンボル候補を棄却して、次ステ

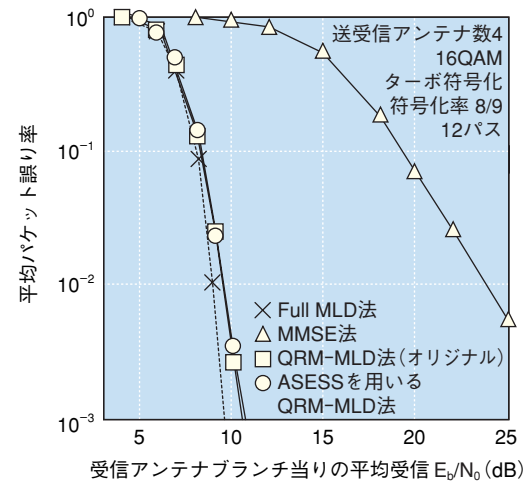


図10 OFDM MIMO多重におけるパケット誤り率特性

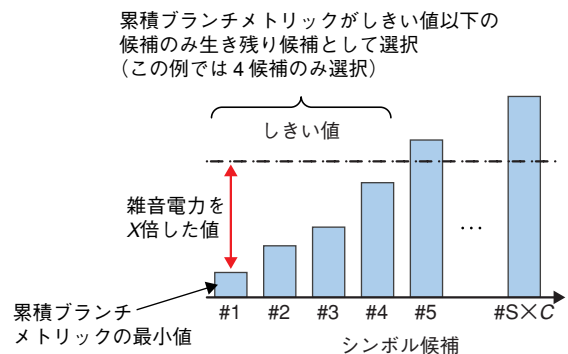


図11 各ステージ独立 S_m 制御における生き残りシンボル候補選択の例

ージ以降のブランチメトリックの計算を行わないことにより、演算処理量を削減する。LSD法ではQRM-MLD法と異なり、必ず累積ブランチメトリックが小さいシンボル候補から順次リスト数分のシンボル候補を選択することができるが、探索を終了するまでに要するブランチメトリックの計算回数は、送信シンボルとチャンネル状態に大きく依存する。ASESS法の象限検出に基づくシンボルランキングの考え[7]をLSD法に適用することにより、ブランチメトリックの計算回数を低減する方法が提案されている[9]。

3. MPIがある場合の信号分離法

シングルキャリア無線アクセスにおいてMIMO多重法を用いた場合、図12に示すように、他の送信アンテナからの

干渉に加えて、自信号のMPIが生じる。したがって、信号分離を行う際にこのMPIを考慮する必要がある。

ここでMMSE法とSIC法は、基本的には前述のOFDM時と同様の構成を用いることができる。MMSE法では周波数領域処理を用いる場合、まず高速フーリエ変換により受信信号を周波数領域の信号に変換し、パイロットチャネルを用いて推定される各周波数成分におけるチャンネル行列を基に、式(2)のMMSEウェイトを生成し等化を行う。等化後の受信信号を、逆フーリエ交換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)^{*32}により時間領域の信号に再変換し、他の送信信号からの干渉とMPIの両方が抑圧された信号が得られる。また、シングルキャリア無線アクセスにおけるSIC法[3]は、各マルチパスのチャンネル推定値を乗算して、伝搬遅延を考慮して足し合わせることで、マルチパスを考慮した干渉レプリカ候補を生成する点のみがOFDMの場合と異なる。

一方、MLD法はMPIがある場合にも、原理的にはマルチパス信号を独立に送信された信号とみなして最尤検出することはできるが、この場合、演算処理量は送信アンテナ数とマルチパス数の積に対して指数関数的に増大するため、現実的でない。シングルキャリア無線アクセスにおいて、MLDベースの信号分離を実現する方法として、以下の2つのアプローチが考えられる。なお、各構成においてMLDベースの信号分離は、すでに説明したQRM-MLDなどの任意の方法が適用可能である。

① マルチパス干渉キャンセラ (MPIC: MPI Canceller)^{*33}後にMLDを行う構成

本構成は、大きくMPIレプリカ生成部とMPIレプリカ減算部および後続するMLDベースの信号分離部から構成される[10][11]。MPIレプリカ生成部では、MMSE等化により仮判定データシンボル系列を求め、チャンネル推定値を乗算することにより、MPIレプリカを生成する。受信信号から、ある1つのパス以外のMPIレプリカを差し引いた受信信号を、受信アンテナ数とパス数の積の

数だけ生成する。このMPI除去後の受信信号がMLDベースの信号分離部に入力され、最終的な高精度信号分離が行われる。

② MPIのみを等化する線形フィルタリング後の信号を用いたMLD

本構成は、線形フィルタリング部と後続するMLD部から構成される。線形フィルタリング部では、前述の2次元MMSE等化器とは異なり、他の送信アンテナからの送信信号の抑圧は行わず、MPIのみを抑圧するように線形等化ウェイトを生成する[12]。MPIのみを等化した受信信号が、後続のMLD部にそのまま入力され各送信アンテナの信号に分離される。本構成は、MPICを用いるQRM-MLD法と比較すると、データシンボルの仮判定誤りの影響がないという利点があるが、マルチパス数が多い場合は、等化後の受信信号をそのままQRM-MLDに入力するため、雑音強調による特性劣化が生じる。

4. あとがき

本稿では、MIMO多重法における信号分離アルゴリズムについて、MMSE法、SIC法、MLD法のアプローチの基本構成を述べるとともに、これらの改良法について概説した。今回は、セルラ環境でのカバレッジ増大に有効なアダプティブアンテナアレイビーム生成 (AAA-BF: Adaptive Antenna Array-Beam Forming) 法について、最新の研究開

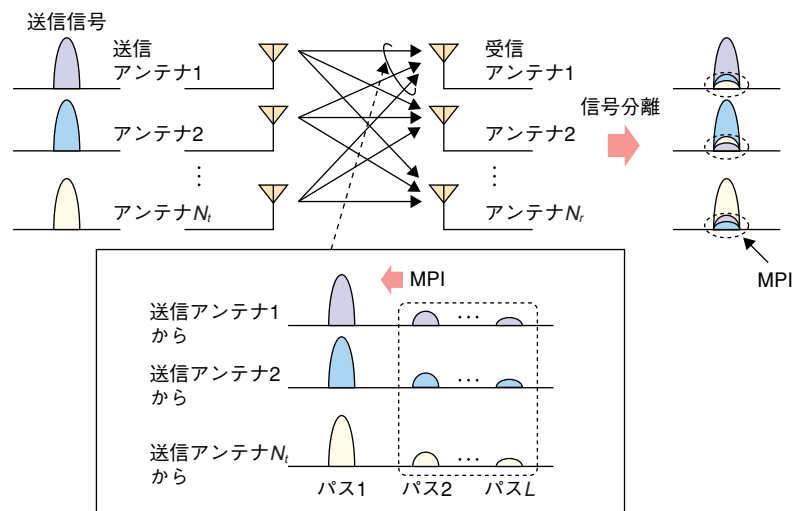


図12 DS-CDMAにおけるMIMO多重法

*32 逆フーリエ変換: 高速フーリエ変換の逆変換。各周波数成分の信号の畳み込みにより、時間波形の信号を生成する。
 *33 マルチパス干渉キャンセラ: 各パスの受信信号成分に含まれる、他マルチパス干渉成分のレプリカを生成後、減算(除去)しながら復調処理を行うこと。

発の動向, 実際のシステムへの適用に向けた技術課題について紹介する.

文献

- [1] R.D. Murch and K.B. Letaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 76-83, Apr. 2002.
- [2] G.J. Foschini, Jr.: "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [3] H. Huang, S. Venkatesan, A. Kogiantis and N. Sharma: "Increasing the peak data rate of 3G downlink packet data systems using multiple antennas," *Proc. of IEEE VTC2003-Spring*, pp. 311-315, Apr. 2003.
- [4] A. van Zelst, R. van Nee and G.A. Awater: "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. of IEEE VTC2000-Spring*, pp. 1070-1074, May 2000.
- [5] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gilson: "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 2, pp. 710-721, Mar. 2005.
- [6] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Itoh, Y. Kakura, A. Ushirokawa and H. Seki: "Likelihood Function for QRM-MLD Suitable for Soft-Decision Turbo Decoding and Its Performance for OFCDM MIMO Multiplexing in Multipath Fading Channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.1, pp.47-57, Jan. 2005.
- [7] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," *Proc. of IEEE Globecom 2004*, pp. 2480-2486, Nov. 2004.
- [8] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda and M. Sawahashi: "Independent Adaptive Control of Surviving Symbol Replica Candidates at Each Stage Based on Minimum Branch Metric in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," *Proc. of IEEE VTC2004-Fall*, pp. 1558-1564, Sep. 2004.
- [9] 前田 規行, 樋口 健一, 川合 裕之, 佐和橋 衛: "OFDM MIMO 多重における信頼度情報に基づく適応生き残りシンボルレプリカ候補選択を適用した Sphere decoding 法," *信学技報*, RCS2004-222, pp. 67-72, Nov. 2004.
- [10] N. Maeda, J. Kawamoto, H. Kawai, K. Higuchi, M. Sawahashi, M. Kimata and S. Yoshida: "QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller for MIMO multiplexing in broadband DS-CDMA," *Proc. of IEEE PIMRC2004*, pp. 1741-1746, Sep. 2004.
- [11] J. Kawamoto, H. Kawai, N. Maeda, K. Higuchi and M. Sawahashi: "Investigations on likelihood function for QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller suitable for soft-decision Turbo decoding in broadband CDMA MIMO multiplexing," *Proc. of IEEE ISSSTA2004*, pp. 628-633, Sep. 2004.
- [12] T. Muharemovic, E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak and B. Aazhang: "Hybrid Linear-Iterative Detection Algorithms for MIMO CDMA Systems in Multipath Channels," *Proc. of IEEE ICASSP 2002*, Vol. 3, pp. 2621-2624, May 2002.