【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04J15/00 H04L1/06
【技術名称】３－４－２－１　Maximum Likelihood Detection（MLD）

【技術内容】
原理:
送信信号 s に対して、受信信号 r の条件付確率密度関数 $p(r\,|\,s)$ が与えられたとき、s を変数とする関数 $p(r\,|\,s)$ を尤度関数と呼ぶ。最尤検出器(MLD)においては、r に対して最も大きな尤度に対応する s を送信された信号 $\hat{s}$ とみなして検出された信号出力とする。
詳細:
AWGN 通信路により伝送された信号に対して、サンプルされた受信信号が $\mathbf{r}=(r_1, r_2, \ldots, r_N)^{\mathrm{T}}$ であるとする。受信ベクトル $\mathbf{r}$ から送信されたシンボルを検出するための最適な規範として最大事後確率(MAP)規範、最尤(ML)規範がある。以下では、送信信号 $\mathbf{s}_m=(s_1, s_2, \ldots, s_M)^{\mathrm{T}}, m=1, 2, \ldots, M^Q$ (M は送信シンボル数、Q は変調多値数)が符号化されていないとして最尤規範による信号検出法を説明する。
受信ベクトル $\mathbf{r}$ に対して、その信号区間に送信された送信信号を正しく判定する確率 $p(\mathbf{s}_m\,|\,\mathbf{r})$ が最大となるような規範が必要である。 $p(\mathbf{s}_m\,|\,\mathbf{r})$ はベイズの定理により次式で与えられる。

$$p(\mathbf{s}_m\,|\,\mathbf{r})=\frac{p(\mathbf{r}\,|\,\mathbf{s}_m)\,p(\mathbf{s}_m)}{p(\mathbf{r})}$$

最尤検出では $p(\mathbf{s}_m)$ は $\mathbf{s}_m$ に依存しないと仮定する。また、分母はどの $\mathbf{s}_m$ でも同じである。従って、確率 $p(\mathbf{s}_m\,|\,\mathbf{r})$ が最大となるのは、$p(\mathbf{r}\,|\,\mathbf{s}_m)$ が最大となるときである。雑音電力が σ_n^2 である AWGN 通信路における $p(\mathbf{r}\,|\,\mathbf{s}_m)$ は

$$p(\mathbf{r}\,|\,\mathbf{s}_m)\propto \exp\left[-\frac{\left|\mathbf{r}-\mathbf{s}_m\right|^2}{\sigma_n^2}\right]$$

であるので、MLD は複数ある送信信号候補 $\mathbf{s}_m$ の内で、$|\,\mathbf{r}-\hat{\mathbf{s}}_m|^2$ を最小にする $\hat{\mathbf{s}}_m$ を出力する。
MIMO における MLD の具体例を示す。送信アンテナ M 、受信アンテナ N の MIMO フラットフェージング通信路における受信信号ベクトル $\mathbf{r}$ は、送信信号ベクトル $\mathbf{s}_m$ と $M\times N$ の通信路行列 $\mathbf{H}$ を用いて

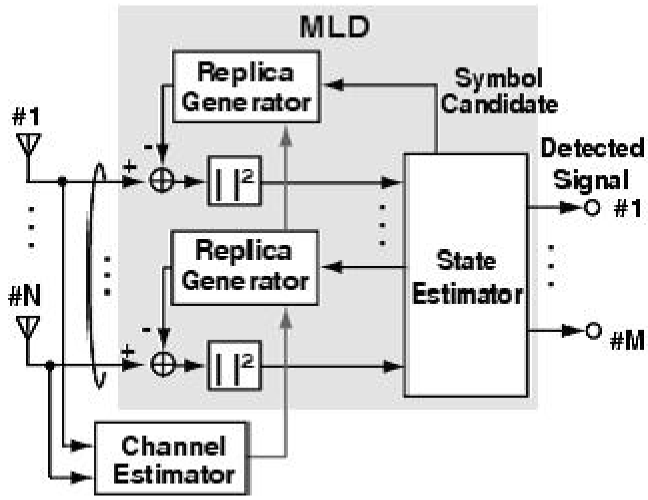
$$\mathbf{r}=\mathbf{H}\,\mathbf{s}_m+\mathbf{n}$$

と表せる。ただし、$\mathbf{n}$ は N 次元雑音ベクトルである。MIMO MLD 受信機は、受信信号に対して送信信号候補 $\hat{\mathbf{s}}_m$ を用いてレプリカを生成し、そのユークリッド距離 $|\,\mathbf{r}-\hat{\mathbf{H}}\,\hat{\mathbf{s}}_m|^2$ を最小とする信号候補を出力する。ただし、$\hat{\mathbf{H}}$ は $\mathbf{H}$ の推定値である。
図に MIMO MLD 受信機の構成を示す。まず、受信信号から $\hat{\mathbf{H}}$ が推定される。次に、$\hat{\mathbf{H}}$ と M 個のシンボルを含んだ信号候補 $\hat{\mathbf{s}}_m$ を用いて受信信号のレプリカを N 本の受信アンテナの受信信号に対して生成し、その差の絶対値２乗をメトリックとして比較を行う。そして、メトリックを最小とする $\hat{\mathbf{s}}_m$ を送信信号として決定する。メトリックの計算回数は、 Q^M となり指数的に増加する。
長所:
MLD は、 $p(\mathbf{s}_m)$ が未知の場合にもそれらが等しいと仮定して計算できる。また、MIMO MLD 受信機は最尤推定理論に基づいた最適受信機であり、線形検出器や V-BLAST に対して優れた伝送特性を実現できる。
短所:
$p(\mathbf{s}_m)$ が既知の場合には、これを考慮することで、より信頼度の高い判定が可能である。
従来技術・歴史:
MIMO 受信機における MMSE や ZF に基づいた MIMO 線形検出器では、$(N-M)$ のダイバーシチ次数し

か得られないが、計算量をMLDに比べて大幅に削減できる。

【図】

MIMO MLD 受信機



“Digital Communications Fourth Edition, Figure12.2-1, p.717”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3”を基に作成

【出典／参考資料】

[1]“ディジタルコミュニケーション”, “1999”, “J.G.Proakis”, “坂庭, 鈴木, 荒木, 酒井, 渋谷, 訳”, “科学技術出版 発行”

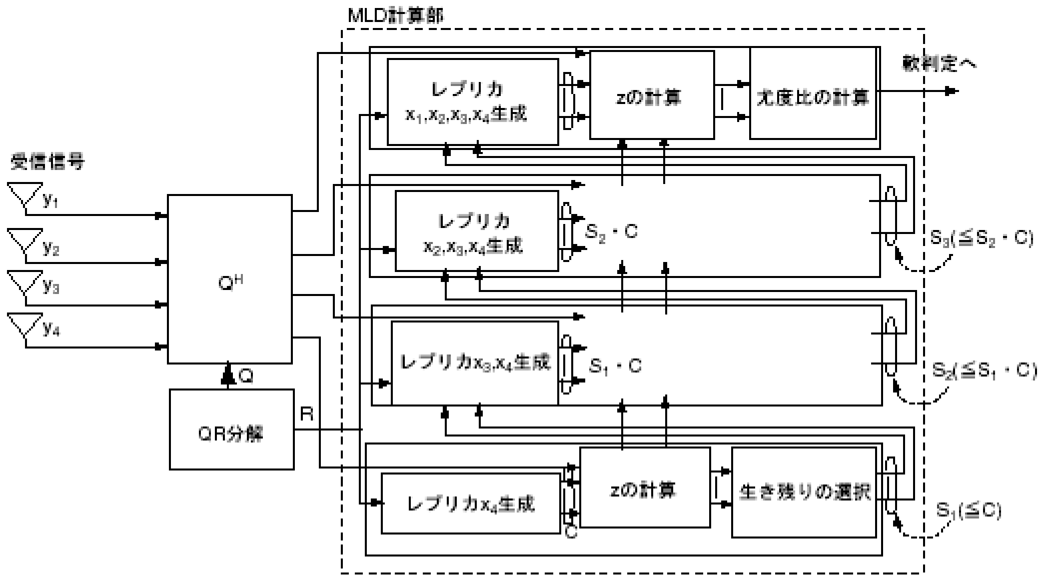
【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04J15/00 H04L1/06
【技術名称】３－４－２－２　QR分解による演算規模削減

【技術内容】
原理:
空間分割多重（Space Division Multiplexing: SDM）はビットレートを上げるために複数のアンテナとMLD を用いる。そのため計算量がアンテナの数により指数関数的に増大する。そこで、QR分解とMアルゴリズムを利用してMLDの演算処理量を削減するアルゴリズム（QRM-MLD）が提案されている。
詳細:
QRM-MLDはチャネル行列に対するQR 分解を利用して送信信号を直交化（ヌリング）する操作を行なった後にMアルゴリズム（サバイバーアルゴリズム）を用いて複数ステージ構成で順次送信シンボルレプリカの候補数を削減していくことにより、処理の簡単化を図るものである。
手順を図１に示す。QRM-MLD は、チャネル行列を QR 分解し、受信信号に行列 $\boldsymbol{Q}$ の共役複素転置行列 $\boldsymbol{Q^H}$ を乗算したヌリング後の受信信号を生成する QR 分解部と、ヌリング後の受信信号を用いたシンボルレプリカ削減型 MLD 部から構成される。QR 分解部では、まず、パイロットチャネルを用いて推定した $\boldsymbol{H}$ に対して QR 分解を行い、H＝ＱＲ を満たすユニタリ行列 $\boldsymbol{Q}$ と上三角行列 $\boldsymbol{R}$ を生成する。その後、$\boldsymbol{Q^H}$ を受信信号ベクトル $\boldsymbol{Y}$ に乗算し、ヌリング後の受信信号ベクトル $\boldsymbol{Z}$ を生成する。

$$\mathbf{Z}=\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}=\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Y}=\mathbf{R}\boldsymbol{X}+\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{N}=\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix}$$

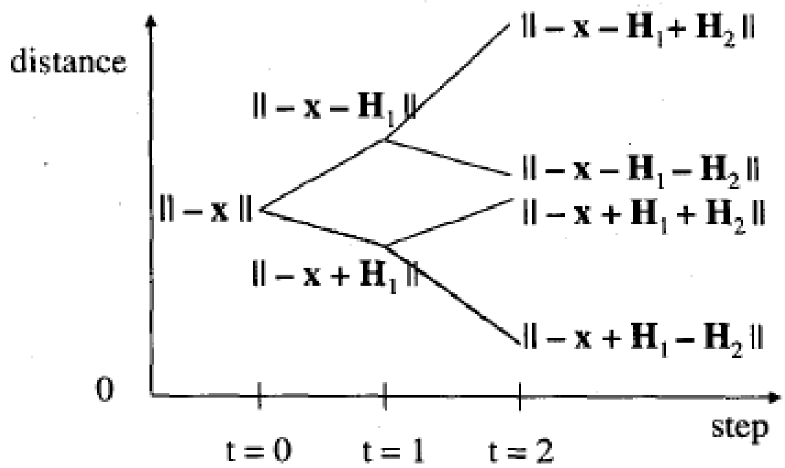
次に、シンボルレプリカ削減型MLD部では、z_4とx_4のC個(Cは変調多値数で、QPSKなら４、16QAMなら16)の送信シンボルレプリカとr_{44}成分の積により得られる受信シンボルレプリカとの2乗ユークリッド距離からx_4の送信シンボルレプリカ数をS_4個($S_4≦C$)に削減する。次に生き残りシンボルレプリカの2乗ユークリッド距離とz_3を用いてx_4とx_3を合成した送信シンボルレプリカをS_3個($S_3≦S_4×C$)に絞り込む。以上の処理を送信アンテナ数分繰り返し、全送信アンテナの生き残ったシンボルレプリカに対する2乗ユークリッド距離を求める。z_mにはx_1～$x_{m\text{-}1}$の信号成分が含まれないため、x_mのシンボルレプリカを送信アンテナ1からm-lの干渉の影響を受けずに高精度に選択できる。最後に生き残りシンボルレプリカのユークリッド距離を基にチャネル復号のためにビット毎の対数尤度比計算を行う。
長所：
QR分解を用いた送信信号のヌリング後に送信アンテナ毎に逐次シンボルレプリカを削減することで、低演算量で高精度な信号分離を実現でき、変調多値数、チャネル符号化率が増大した場合も良好なスループット特性が得られる。
従来技術・歴史:
MLD による計算は図２に示すようにツリー構造になる。従来の方法では、
(1) 全ての場合についてメトリックを計算する方法、
(2) ステップごとに状態を硬判定する方法、
(3) 上記２つの方法の中間としてステップごとに良好なK 番目までのノードを残す方法（K ベスト法）、
(4) ノードごとに最良と最悪の場合を計算していくサバイバーアルゴリズム
がある。

【図１】
　QR分解を用いたサバイバーアルゴリズムのブロック図



出典:“OFCDM-MIMO多重におけるパイロットチャネル推定ランキングを用いるシンボルレプリカ候補削減型QR分解-MLDの構成”,“IEICE信学技報RCS2003-312”,“March,2004”,“川合裕之,樋口健一,佐和橋衛,伊藤匠,鹿倉義一,後川彰久,関宏之 著”の図１を基に作成

【図２】
　MLD におけるツリー構造



出典：“Reduced Complexity Space Division Multiplexing Receives”,“VTC200, Lucent Technologies Bell Labs.”,“2000”,“Geert Awater,Allert van Zelst,Richard van Nee 著”,“p.14, Figure 1: Maximum likelihood sequencial decoding tree”(© 2005 IEEE)

【出典】
[1]“Reduced Complexity Space Division Multiplexing Receives”,“VTC200, Lucent Technologies Bell Labs”,“2000”,“Geert Awater,Allert van Zelst,Richard van Nee 著”

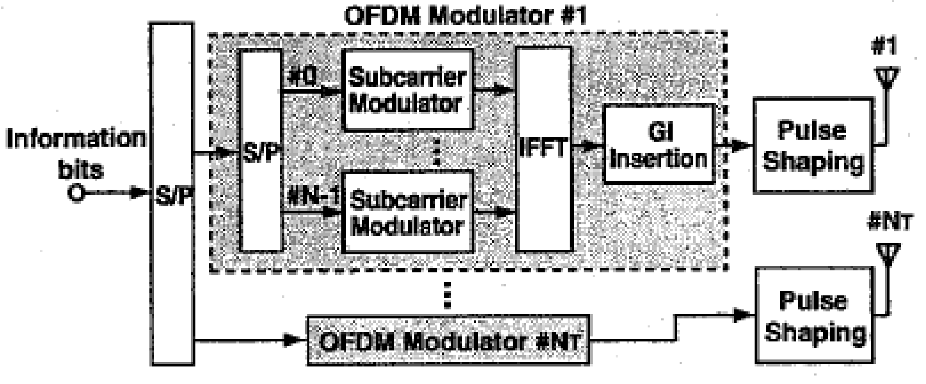
【参考資料】

[2]“Reduced Complexity Space Division Multiplexing Receivers”,“VTC Japan, 2000”,“2000”,“Geert. Awater, Allert. van. Zelst and Richard. van. Nee 著”

[3]“Matrix Analysis”,“Cambridge University Press”,“1985”,“R. A. Horn, C. R. Johnson 著”,“Cambridge, UK”

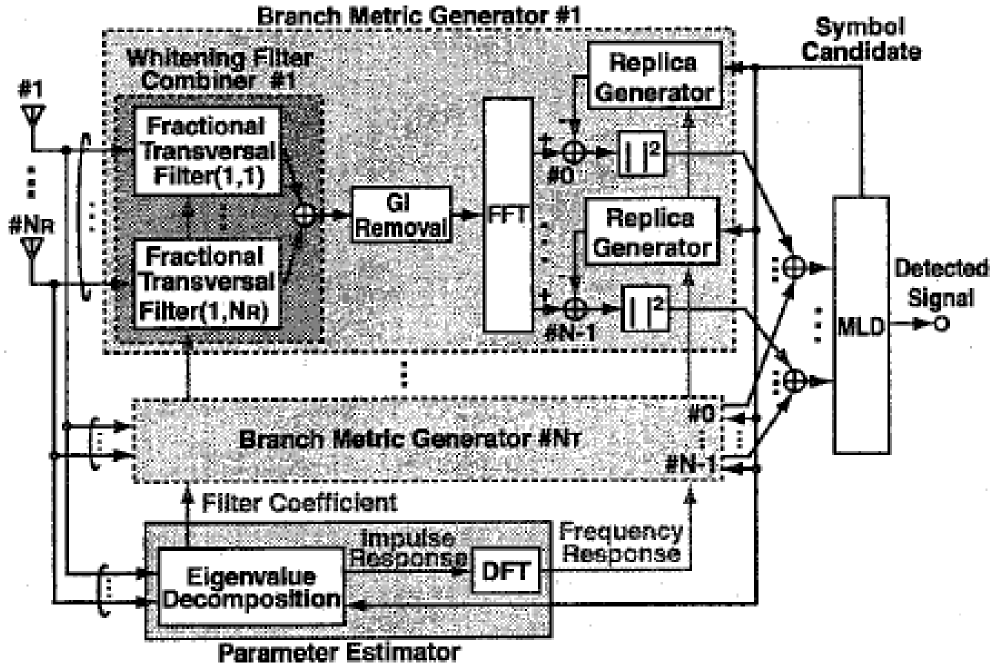
【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－３　MIMO-OFDM 最尤受信方式

【技術内容】
原理:
　他ユーザからの信号が漏れこむことを同一チャネル干渉環境とよぶ。同一チャネル干渉環境における MIMO-OFDM の受信方式として、線形白色化フィルタとレプリカ生成器を縦続接続し、最尤推定に基づいた受信機を構成する。
詳細:
　送信機の構成を図１に示す。送信ビット系列は直並列変換で N_T に分割され、それぞれが OFDM 変調されて送信される。
　受信機の構成を図２に示す。受信機ではまず受信信号を特異値分解し、得られた値を用いて線形白色化フィルタの係数を求める。また、受信信号は N_T 個のブランチメトリック生成器に入力される。その各々について線形白色化フィルタによって他ユーザからの干渉信号を除去することによって、仮想的な N_T 個の受信ブランチを形成する。その後、FFT によってサブキャリア信号に変換し、サブキャリアごとにレプリカ信号が減算されて N 個のサブキャリアメトリックを算出する。そのサブキャリアメトリックを用いて判定信号を軟出力する。
　受信機の簡略化構成を図３に示す。簡略化構成ではブランチメトリック生成器を１つとして、白色化フィルタの係数推定に RLS アルゴリズムを用いる。そのために BER 特性が劣化するが、同一チャネル干渉が存在する環境においてはその差は非常に小さい。
長所:
　同一チャネル干渉を線形白色化フィルタで除去することによって、従来の白色化フィルタを用いない最尤受信と比較して良好な BER 特性が得られる。
従来技術・歴史:
　MIMO-OFDM において、最尤推定に基づいて検出を行うことによって最良の特性が得られる。しかし、他ユーザの信号が漏れこむ同一チャネル干渉環境において、同一チャネル干渉を除去しつつ最尤推定による検出を行う方法はなかった。

【図１】
　送信機の構成


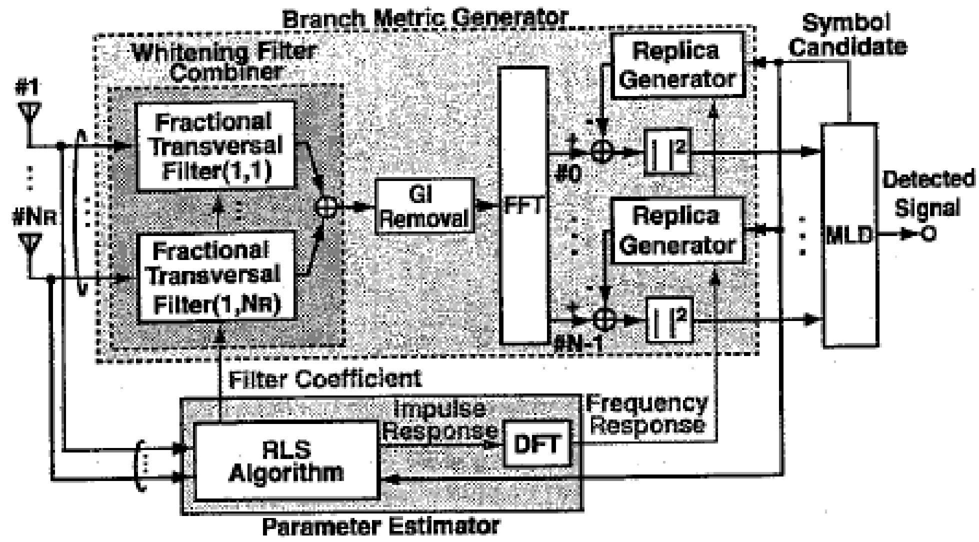
出典:“同一チャネル干渉環境における MIMO-OFDM 最尤受信方式”,“信学技報, RCS2003-112, pp.13-18”,“August, 2003”,“山田洋治郎, 府川和彦, 鈴木博, 須山聡 著”,“p.14, Figure 2: MIMO-OFDM送信機の構成”

【図２】
送信機の構成



出典 :“ 同一チャネル干渉環境における MIMO-OFDM 最尤受信方式 ”, “ 信学技報, RCS2003-112, pp.13-18 ”, “ August, 2003 ”, “ 山田洋治郎, 府川和彦, 鈴木博, 須山聡 著 ” , “ p.14, Figure 3: アレー線形合成最尤検出(AC-MLD)受信方式の構成 “

【図３】
受信機の簡略化構成 (文献 [1] の Fig. 4 から)



出典 :“ 同一チャネル干渉環境における MIMO-OFDM 最尤受信方式 ”, “ 信学技報, RCS2003-112, pp.13-18 ”, “ August, 2003 ”, “ 山田洋治郎, 府川和彦, 鈴木博, 須山聡 著 ” “ p.17, Figure 4: 簡略化構成 (AC-SMLD) “

【出典】

[1]“同一チャネル干渉環境における MIMO-OFDM 最尤受信方式”, “信学技報, RCS2003-112, pp.13-18”, “August, 2003”, “山田洋治郎, 府川和彦, 鈴木博, 須山聡 著”

【参考資料】

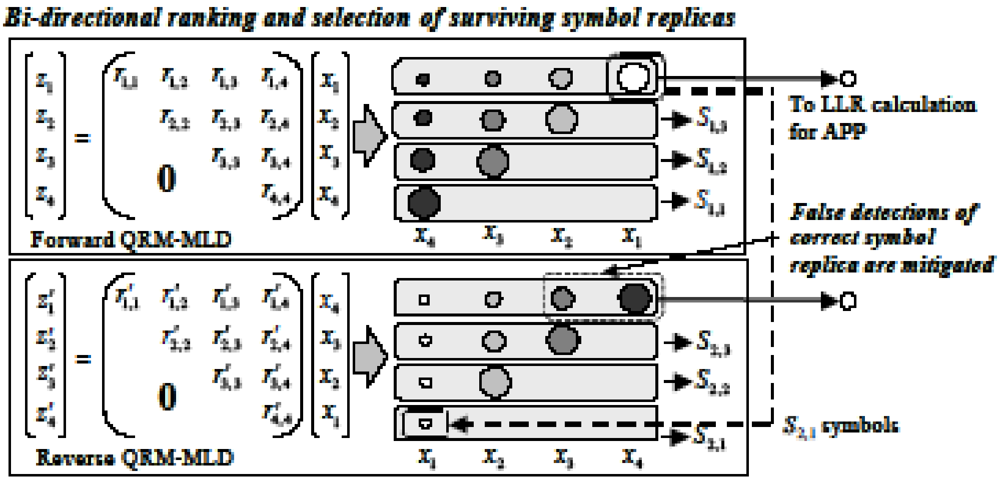
[2]“A MIMO-OFDM maximum likelihood reception scheme in co-channel interference environments”, “IEEE Vehicular Technol. Conf. 2004-Spring, Milan, Italy, OFDM2.4.1-5”, “May, 2004”, “K. Fukawa, Y. Yamada, H. Suzuki, and S. Suyama 著”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－４　BD(Bi-directional)-QRM[1]-MLD 法

【技術内容】
原理:
各送信ストリームについて、受信レベルが大きい順にランキングして検波処理を行う。フォワードQRM-MLD を行った後に、送信ストリームのランキングを逆にしたリバース QRM-MLD を行う。フォワード QRM-MLD の処理においては、従来の QRM-MLD に比較して各ステージにおける生き残りシンボルレプリカ候補数を小さく設定する。
詳細:
フォワード QRM-MLD は従来の QRM-MLD とほぼ同じである。そこでリバース QRM-MLD の動作について説明する。図１は BD-QRM-MLD 法の動作の原理について説明している。
(1) フォワード QRM-MLD と逆順に送信ストリームをランキングする。ランキング後の送信ストリームを上位から順に、 x_1、 x_2、 x_3、 x_4 とする。チャネル行列の列成分の入れ替えを行った後、チャネル行列を QR 分解し、受信信号ベクトルに $\mathbf{Q}$ 行列の複素共役転置を乗算して送信ストリームを直交化した受信信号を生成する。
(2) 第１ステージでは、フォワード QRM-MLD の最終ステージにおける累積ブランチメトリックが小さい順に $S_{2,1}$ 個の x_1 のシンボルレプリカ候補に対してのみ、２乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリックを計算する。ただし、 $S_{2,1}$ における 2 はリバースを示し、1 は第１ステージを表す。
(3) 第２ステージでは、 $S_{2,1}$ 個の x_1 のシンボルレプリカ候補と、フォワード QRM-MLD の最終ステージにおける最小の累積ブランチメトリックを得た x_2 のシンボルレプリカ候補、およびこのシンボルレプリカ候補からの距離が近い順に C_{rank-1} 個のシンボル候補（図２参照）の組み合わせ（全 $S_{2,1}C_{rank}$ 通り）に対して累積ブランチメトリックを計算する。累積ブランチメトリックの小さい順に $S_{2,2}$ 個のシンボルレプリカ候補を生き残り候補に選択する。
(4) (3)を最終ステージまで繰り返す。
(5) 最後に、フォワード QRM-MLD とリバース QRM-MLD の最終ステージの生き残りシンボルレプリカ候補と累積ブランチメトリックを基にビット毎の対数尤度比(LLR: Log Likelihood Ratio)を計算し軟判定ターボ復号を行う。
長所:
送信ストリーム間の受信電力の差が小さくなるアンテナ間のフェージング相関の大きい環境で、従来の１方向の送信ストリームランキングを用いる QRM-MLD と比較して、性能を大きく改善できる。
従来技術・歴史:
１方向の送信ストリームランキングを用いる QRM-MLD があった。

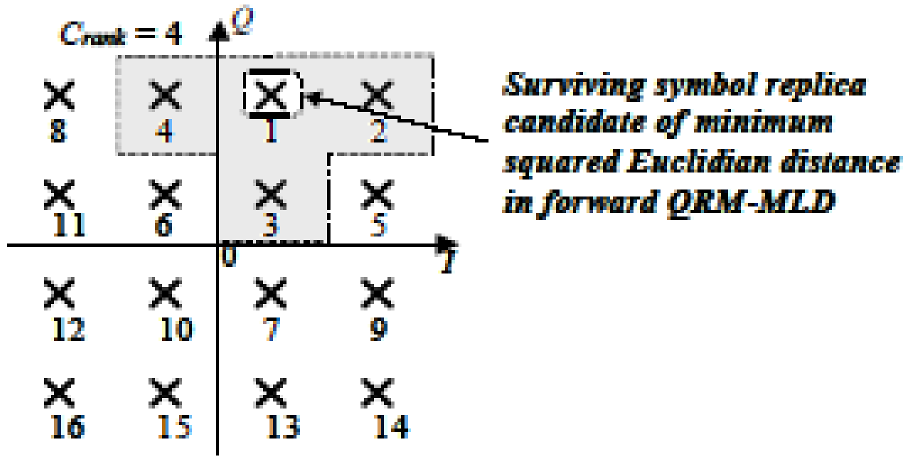
[1] **QR Decomposition and M algorithm の略。**

【図１】
BD-QRM-MLD 法の原理



出典：“QRM-MLDを用いるOFCDM MIMO多重における双方向送信信号ランキング法”，　“B-5-8，　2004年電子情報通信学会ソサイエティ大会”，“2004”，“前田規行，樋口健一，川合裕之，佐和橋衛 著”，“p.342，図1: BD-QRM-MLD 法の原理”

【図２】
Forward QRM-MLD における信頼度情報に基づくシンボルレプリカ候補のランキング



出典：“QRM-MLDを用いるOFCDM MIMO多重における双方向送信信号ランキング法”，　“B-5-8，　2004年電子情報通信学会ソサイエティ大会”，“2004”，“前田規行，樋口健一，川合裕之，佐和橋衛 著”，“p.342，図2: Forward QRM-MLD における信頼度情報に基づくシンボルレプリカ候補のランキング”

【出典／参考資料】

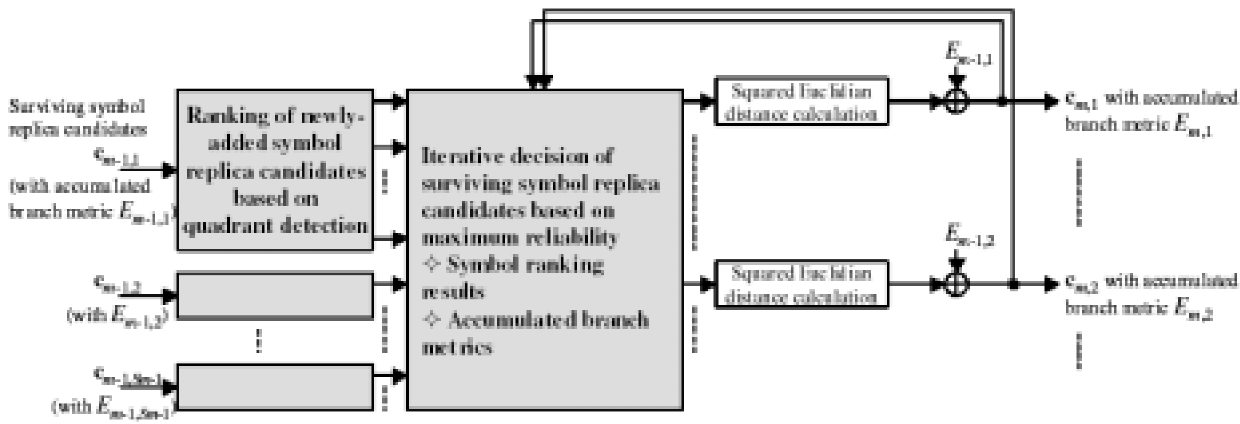
[1]“QRM-MLDを用いるOFCDM MIMO多重における双方向送信信号ランキング法”，　“B-5-8，　2004年電子情報通信学会ソサイエティ大会，p.342”，“2004”，“前田規行，樋口健一，川合裕之，佐和橋衛 著”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－５　Adaptive Selection Algorithm in QRM[2]-MLD

【技術内容】
QRM-MLDでは、QR分解により送信信号の直交化を行い、ランキング順位の高い送信信号から順次、ユークリッド距離の小さな信頼度の大きいシンボル候補を選択（M アルゴリズム）して残していくことにより、ユークリッド距離を計算するシンボル候補数、従って処理演算量を従来のMLDに比較して大幅に低減できる。QRM-MLDでは、ステージ m（mは１から Nt の間の整数、Nt は送信アンテナ数）における生き残りシンボル候補数を S_m、データ変調のコンステレーションの信号点数を N（とすると、各ステージで、S_m x N個のシンボルレプリカに対してユークリッド距離を計算しなければならず、処理演算量は他の信号分離法に比較して充分大きいレベルであった。

そこで、適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法は、QRM-MLD の処理演算量をさらに低減する方法で、図にその構成を示す。具体的には、まず、各ステージで新規に現れる送信信号の N個の信号点を受信信号からの距離により信頼度のランキングを行う。このランキングは受信信号の同相（I ）、直交（Q）成分の極性を用いる象限検出で簡単に行うことができる。さらに前ステージからの生き残りシンボル候補の中で、最も累積ブランチメトリックの小きな（ユークリッド距離の和の小さな）生き残りシンボル候補に対して、ランキングの最も高い新たに加わる信号点を組み合わせた候補を次ステージへの生き残りシンボルレプリカとして選択する。以下、新規に追加されたシンボル候補のランキング情報、および生き残りシンボル候補の累積ブランチメトリック（更新値）を用いて、累積ブランチメトリックが小さくなるシンボル候補の組み合わせから順次、ユークリッド距離（ブランチメトリック）の計算および更新を行う。本方法により、ユークリッド距離（ブランチメトリック）の計算は、S_m回のみでいいので、QRM-MLDに比較して、さらに処理演算量を低減することができる。

【図】
適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法の構成



出典：”Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing”,"“IEEE GLOBECOM2004”,“29th,November-3rd,December, 2004” ,"Kenichi Higuchi, Hiroyuki Kawai, Noriyuki Maeda, and Mamoru Sawahashi 著,“IEEE 発行",“Figure 3: Proposed adaptive selection algorithm of surviving symbol replica candidates by using “iterative loop at m-th stage" (© 2005 IEEE)

[2] **QR Decomposition and M algorithm の略。**

【出典】

[1] ”Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing”, "“IEEE GLOBECOM2004”, “29th,November-3rd,December, 2004” , "Kenichi Higuchi, Hiroyuki Kawai, Noriyuki Maeda, and Mamoru Sawahashi 著", "IEEE 発行"

【参考資料】

[2]“QRM-MLDを用いるOFCDM MIMO多重における双方向送信信号ランキング法”, “B-5-8, 2004年電子情報通信学会ソサイエティ大会, p.342”, “September 2004”, “前田規行, 樋口健一, 川合裕之, 佐和橋衛 著”, “電子情報通信学会 発行”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－６　Sphere Decoding (VB[3] algorithm)

【技術内容】
原理:
受信側で通信路情報が既知であるとして、ラティス符号の最尤(ML)復号アルゴリズムについて述べる。格子座標および最適な復号半径を選んだスフィア復号を用いるとラティス構造はフェージング環境下においてもガウス通信路における特性とほぼ同様に良好な特性が得られる。
詳細:
スフィア復号では、図１に示すように受信された信号点を中心とした半径$\sqrt{C}$の球の内部の検出信号点を探す。
以下ではn次元の格子点におけるアルゴリズムを述べる。ガウス通信路において、$\mathbf{r}$、$\mathbf{x}$をそれぞれ受信信号ベクトル、送信ベクトルであるとする。$\mathbf{w}$を$\mathbf{r}$と$\mathbf{x}$の差分、$\mathbf{M}$をラティス符号の生成行列であるとする。$\mathbf{M}$を用いて変換$\mathbf{x}=\mathbf{uM}$、$\mathbf{r}=\rho\mathbf{M}$、$\mathbf{w}=\xi\mathbf{M}$、$\mathbf{u}\in\mathbb{Z}^n$、$\rho,\xi\in\mathbb{R}^n$を行う。ただし、$\mathbb{Z}^n$は整数によって定義される$n$次元空間、$\mathbb{R}^n$は実数によって定義される$n$次元空間である。このときスフィア復号方程式として次式を得る。

$$\|\mathbf{w}\|^2=Q(\xi)=\xi\mathbf{M}\mathbf{M}^{\mathrm{T}}\xi^{\mathrm{T}}=\xi\mathbf{G}\xi^{\mathrm{T}}=\xi\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{R}\xi^{\mathrm{T}}$$

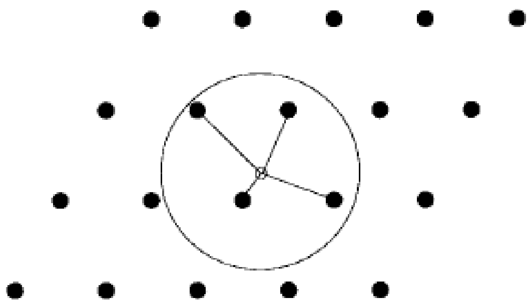
$$=\sum_{i=1}^{n}q_{ii}\left(\xi_i+\sum_{j=i+1}^{n}q_{ij}\xi_j\right)^2\le C$$

ここで、$\mathbf{R}$は、行列$\mathbf{G}=\mathbf{M}\mathbf{M}^{\mathrm{T}}$の Cholesky 分解によって得られる上３角行列であり、$q_{ii}=r_{ii}^2$、$q_{ij}=r_{ij}/r_{ii}$とする。
フェージング通信路においては、フェージングベクトルαを用いて$\mathbf{x}'=\alpha\cdot\mathbf{x}$とすればガウス通信路と同様な手順で検出を行うことができる。
アルゴリズムのフローチャートを図２に示す。まず、$i=n$から$i=1$まで球内のベクトルを探す。もし見つかれば中心からの距離を計算し既に見つかっているものと比べる。これを繰り返すことによって最も中心に近い点を探し出す。このようにして一点が定まる。
長所:
フェージング環境においても演算量を少し増すだけで良好な特性が得られる。
従来技術・歴史:
格子符号は高速ディジタル伝送の信号点座標として用いられている。ML 復号を行うため、多くの格子アルゴリズムが提案されてきた[2]。しかし、それらの手法は特定の構造に依存していた。

[3] **Viterbo Boutros(人名)の略[3]。**

【図１】

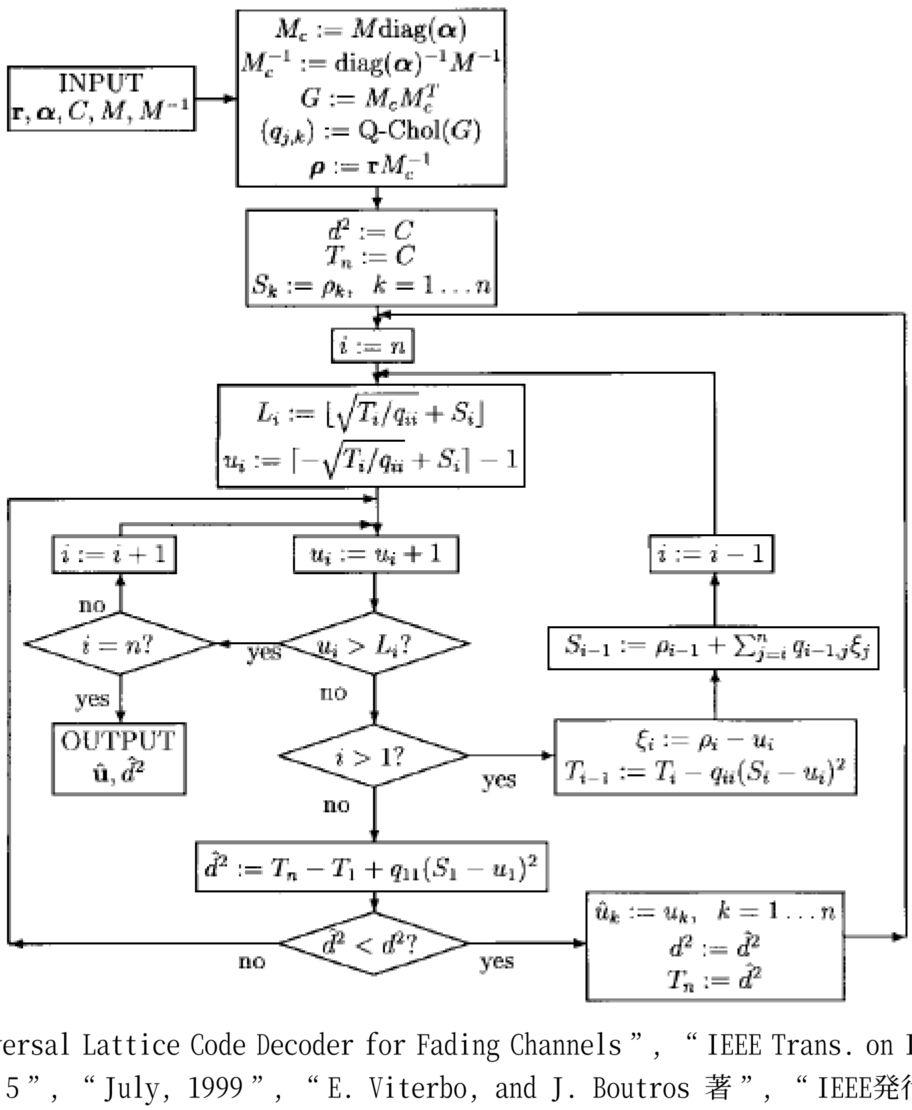
スフィア復号の幾何学的イメージ



出典 :“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, Figure1, p.1640”, “July, 1999”, “E. Viterbo, and J. Boutros 著”, “IEEE 発行“, “p.1640, Figure 1: Geometrical representation of the sphere decoding algorithm “ (© 2005 IEEE)

【図２】

フェージング環境下における格子復号



出典 :“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. 45, No. 5”, “July, 1999”, “E. Viterbo, and J. Boutros 著”, “IEEE発行“, “p.1641, Figure 2: Flowchart of the lattice decoding algorithm with fading”(© 2005 IEEE)

【出典／参考資料】

[1]“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, pp.1639-1642”, “July, 1999”, “E. Viterbo, and J. Boutros 著”

[2]“Sphere Packings, Lattices and Groups”, “1993”, “J. H. Conway and N. J. Sloane 著”, “2nd ed. New York: Springer-Verlag”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－７　Sphere Decoding (VB[4] algorithm の改良)

【技術内容】
原理:
　スフィア復号におけるVB(Viterbo-Boutors)アルゴリズムにおいては、球半径を変化させながら、信号点を探索する。このとき、復号のために用いられる中間パラメータの一部は変わらないので、球半径を変化させる前に既に求めてある値を再度用いる。これにより、効率的に信号点を探索できる。
詳細:
　送信アンテナ数m、受信アンテナ数nのMIMOシステムにおいて、$n \times m$チャネル行列を$\mathbf{B}$、各送信アンテナから送信される信号を要素とする$m \times 1$送信信号ベクトルを$\mathbf{x}$、各受信アンテナにおける受信信号を要素とする$n \times 1$受信信号ベクトルを$\mathbf{y}$とすると、最尤検出解は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg\min_{\mathbf{x}} \left|\mathbf{y} - \mathbf{Bx}\right|^2$$

　スフィア復号においては、n次元空間において、中心$\mathbf{y}$、半径C_0の球内にある受信信号レプリカ$\mathbf{Bx}$を生成するm次元シンボル候補を探す。つまり、次式を満たす$\mathbf{x}$を検出する。ただし、$\mathbf{x}$の要素x_iはパルス振幅変調された信号で、整数であるとする。

$$\left|\mathbf{y} - \mathbf{Bx}\right|^2 \le C_0$$

　チャネル行列の QR 分解を用いて上式を変形すると

$$\left|\mathbf{y}' - \mathbf{Rx}\right|^2 \le C_0 \qquad (1)$$

となり、この式を満たす$\mathbf{x}$を検出すればよい。ただし、$\mathbf{y}' = \mathbf{Q}^{\mathrm{T}}\mathbf{y}$、$C_0 = C_0 - \left|\mathbf{Q}^{\mathrm{T}}\mathbf{y}\right|^2$である。また、$n \times m$チャネル行列のQR分解は次式で表される。

$$\mathbf{B} = [\mathbf{Q}\;\mathbf{Q}'] \begin{bmatrix} \mathbf{R} \\ 0 \end{bmatrix}$$

　行列Rは上3角行列であるので、式(1)を満たす$\mathbf{x}$を最下部の要素から順次シンボル候補を決定することを考える。この操作は図に示すツリー構造によって説明できる。図中のLevel　iではXのi番目の要素の候補を決定する操作を行なっている。また、Qは変調多値数とする。ここでは、$Q-1$はシンボルの最大値である。
　効率的に$\mathbf{x}$を検出するアルゴリズムを以下に示す。ここでは、$\mathbf{x}$の$i+1$番目の要素からm番目の要素を抜き出したベクトルを$\mathbf{x}_{i+1}^{m}$とする。このベクトルを用いて以下の操作を行う。
step1(初期化): $i = m, T_m = 0, \xi_m = 0, d_c = C_0$とする。
step2: $d_c < T_i$を満たす場合は step4 へ。それ以外の場合、

$$A_i(\mathbf{x}_{i+1}^{m}) = \max\{0, \left\lfloor \frac{y_i - \xi_i - \sqrt{d_c - T_i}}{r_{i,i}} \right\rfloor\}$$

$$B_i(\mathbf{x}_{i+1}^{m}) = \min\{Q-1, \left\lfloor \frac{y_i - xi_i + \sqrt{d_c - T_i}}{r_{i,i}} \right\rfloor\}$$

を算出する。ここで、$\lfloor\ \rfloor$は括弧内に最も近い整数を表し、Qはシンボルの最大値である。

---
[4] **Viterbo Boutros(人名)の略[2]。**

　また、$x_i := A_i(\mathbf{x}_{i+1}^m) - 1$と設定する。
step3: $x_i = x_i + 1$とし、$x_i \le B_i(\mathbf{x}_{i+1}^m)$である場合は、step5へ。そうでない場合はstep4へ。
step4: $i = i + 1$とし、step3 へ。
step5:

$$\xi_{i-1} := \sum_{j=i}^{m} r_{i-1,j} x_j$$

$$T_{i-1} := T_i + | y_i - \xi_i - r_{i,i} x_i |^2$$

とし、$i := i - 1$として step2 へ。
step6: 目的とする点が存在する場合には次式を計算する。

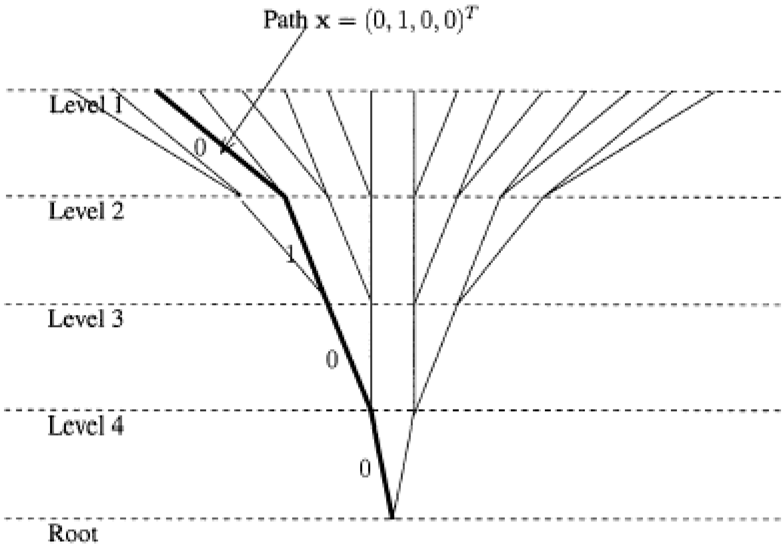
$$\hat{d} := T_1 + | y_1 - \xi_1 - r_{1,1} x_1 |^2$$

$\hat{d} < d_c$である場合は$d_c = d$、$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}$を保持し、以下を上限に設定し step3 へ。

$$B_l(\mathbf{x}_{l+1}^m) = \min\left\{ Q - 1, \frac{y_l - \xi_l + \sqrt{d_c - T_l}}{r_{l,l}} \text{ for all } l = 1, \dots m \right\}$$

長所:
　文献[2]において提案されているVB(Viterbo-Boutors)アルゴリズムにおいて、重複していた演算を省略でき、効率的である。
従来技術・歴史:
　MIMOシステムにおける最適な信号検出法として最尤検出(MLD)がある。しかし、MLDは、送信ブランチ数、変調多値数の増大に伴い、演算処理量が指数関数的に増大する。そのため演算量削減手法としてスフィア復号を用いる手法が数多く考えられている[2]。

【図】
　$m = 4, Q = 2$としたときのツリー構造



出典:"On Maximum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point", "IEEE Trans. Inform. Theory, vol.49, No.10", "October, 2003", "Mohamed Oussama Damen, Hesham El Gamal, Giuseppe Carie 著", "IEEE発行", "p. 2393, Figure 1: Tree representation of the paths searched by the sphere decoder in the case m=4 and Q=2. A particular path is evidenced as an example” (© 2005 IEEE)

【出典】
[1]“On Maximum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point”,“IEEE Trans. Inform. Theory, vol.49, No.10, pp. 2389-2402”, “October, 2003”, “Mohamed Oussama Damen, Hesham El Gamal, Giuseppe Carie 著”

【参考資料】
[2]“A universal lattice code decoder for fading channel”, “IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, pp.1639-1642”, “July, 1999”, “E. Viterbo and J. Boutros 著”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－８　Sphere Decoding（Modification of the Schnorr-Euchner enumeration）

【技術内容】
原理:
　Scnorr-Euchner アルゴリズムにおいて、各行に対する演算のうち、重複するものを省略したアルゴリズムである。
詳細:
　送信アンテナ数m、受信アンテナ数nの MIMO システムにおいて、$n\times m$チャネル行列を$\mathbf{B}$、各送信アンテナから送信される信号を要素とする$m\times 1$送信信号ベクトルを$\mathbf{x}$、各受信アンテナにおける受信信号を要素とする$n\times 1$受信信号ベクトルを$\mathbf{y}$とすると、最尤検出解は以下で表される。

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg\min_{\mathbf{x}} \left|\mathbf{y}-\mathbf{B}\mathbf{x}\right|^2$$

　スフィア復号においては、n次元空間において、中心$\mathbf{y}$、半径C_0の球内にある受信信号レプリカ$\mathbf{Bx}$を生成するm次元シンボル候補を探す。つまり、次式を満たす$\mathbf{x}$を検出する。ただし、$\mathbf{x}$の要素x_iはパルス振幅変調された信号で、整数であるとする。

$$\left|\mathbf{y}-\mathbf{B}\mathbf{x}\right|^2 \le C_0$$

　チャネル行列の QR 分解を用いて上式を変形すると

$$\left|\mathbf{y}'-\mathbf{R}\mathbf{x}\right|^2 \le C_0$$

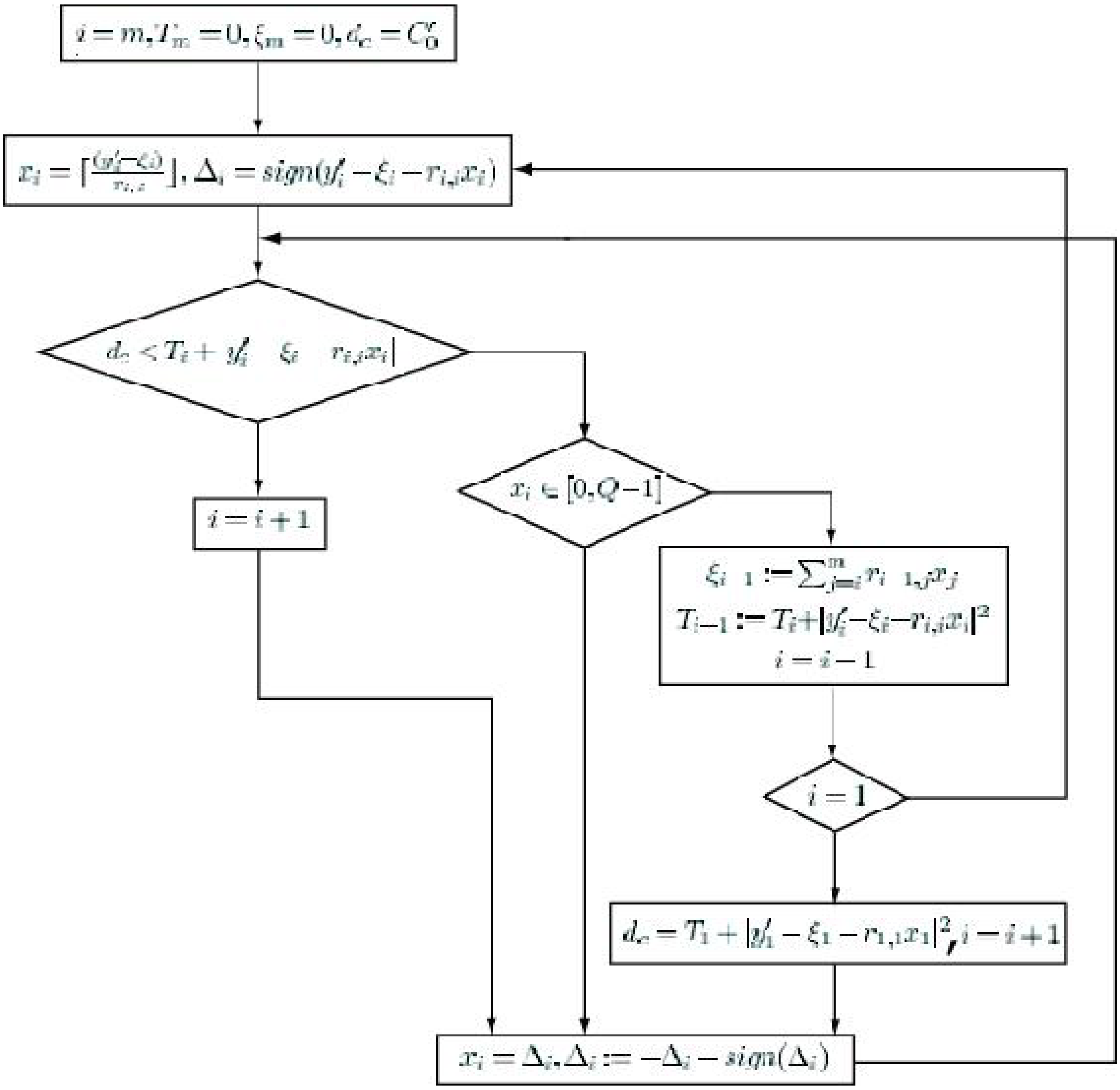
となり、この式を満たす$\mathbf{x}$を検出すればよい。ただし、$\mathbf{y}' = \mathbf{Q}^{\mathrm{T}}\mathbf{y}$、$C_0 = C_0 - \left|\mathbf{Q}^{\mathrm{T}}\mathbf{y}\right|^2$である。また、$n\times m$チャネル行列の QR 分解は次式で表される。

$$\mathbf{B} = [\mathbf{Q}\ \mathbf{Q}']\begin{bmatrix}\mathbf{R}\\ 0\end{bmatrix}$$

　式(3)を満たす$\mathbf{x}$を効率的に検出するアルゴリズムを以下に、またフローチャートを図に示す。ここでは、$\mathbf{x}$の$i+1$番目の要素からm番目の要素を抜き出したベクトルを$\mathbf{x}_{i+1}^{m}$とする。このベクトルを用いて以下の操作を行う。
step1(初期化)：$i=m, T_m=0, \xi_m=0, d_c=C_0$とする。
step2：$x_i=\left\lfloor \frac{(y_i-\xi_i)}{r_{i,i}} \right\rceil$、$\Delta_i = sign(y_i-\xi_i-r_{i,i}x_i)$と設定する。ここで、$\lfloor\ \rceil$は括弧内に最も近い整数を表す。
step3：$d_c < T_i + |y_i-\xi_i-r_{i,i}x_i|$である場合(球の外にある状態)step4 へ。$x_i \in [0, Q-1]$である場合(球内にあるが Schnorr-Euchner アルゴリズムにおいて定義される範囲内にない場合)、step6 へ。それ以外の場合(球内にあり、定義された範囲内にある場合)、$\xi_{i-1} := \sum_{j=i}^{m} r_{i-1,j}x_j, T_{i-1} := T_i + |y_i-\xi_i-r_{i,i}x_i|^2$とし、$i=i-1$として step2 へ。$i=1$のときは step5 へ。
step4：$i=i+1$とし、step6 へ。
step5：$d_c = T_1 + |y_1-\xi_1-r_{1,1}x_1|^2$とし、$\hat{\mathbf{x}}=\mathbf{x}$を記憶する。$i=i+1$として step6 へ。
step6：$x_i=\Delta_i, \Delta_i := -\Delta_i - sign(\Delta_i)$とし step3 へ。
長所:
　Schnorr-Euchner アルゴリズムをさらに効率化することができる。
従来技術・歴史:
　最尤検出において、スフィア復号を用いて演算量を軽減することができる。スフィア復号の効率的な手法として Schnorr-Euchner アルゴリズムを用いる手法が文献[2]において提案された。

【図】

Schnorr-Euchner enumeration の改良アルゴリズムのフローチャート



“On Maxumum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point”, “IEEE Trans. Inform. Throry, vol.49, No.10”, “October, 2003”, “Mohamed Oussama Damen, Hesham El Gamal, Giuseppe Carie 著”を基に作成

【出典】

[1]“On Maxumum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point”, “IEEE Trans. Inform. Throry, vol.49, No.10”, “October, 2003”, “Mohamed Oussama Damen, Hesham El Gamal, Giuseppe Carie 著”

【参考資料】

[2]“Closest point in lattices”, “IEEE Trans. Inform Theory, vol.48, pp.2201-2214”, “August, 2002”, “E. Agrell, T. Erikson, A. Vardy, and K.Zeger 著”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－９　ソート付き QR 分解と Dijkstra のアルゴリズム

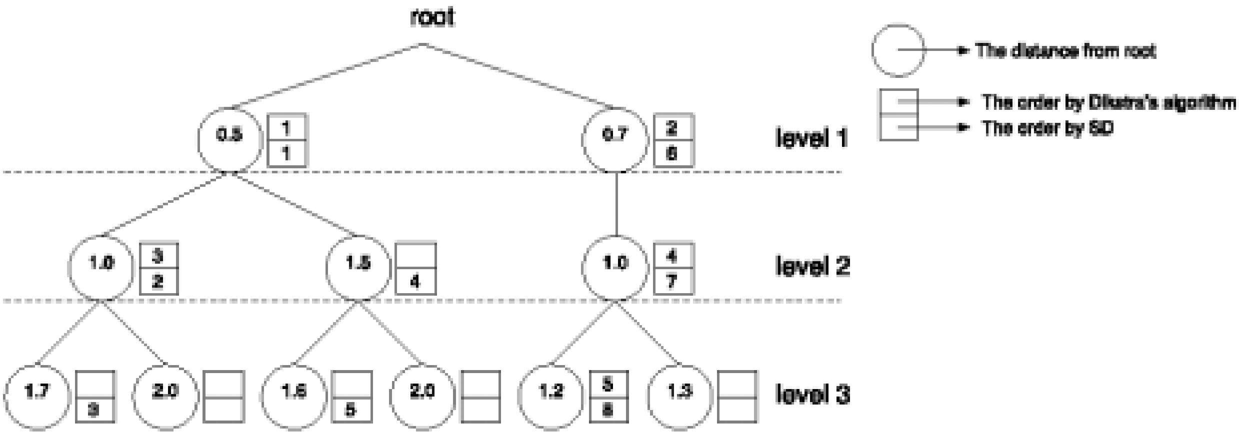
【技術内容】
原理:
　ソート付き QR 分解と Dijkstra アルゴリズムを用いることによって、MIMO のスフィア復号における検出部の演算量を減らすことができる。ただし、MIMO のスフィア復号における QR 分解処理における検出順序付けの演算量が若干増加するとともに、Dijkstra アルゴリズムにおけるメモリ容量の増加が伴う。
詳細:
　$r \times t$ フェージング行列の QR 分解によって、以下のスフィア復号アルゴリズムを導くことができる。ただし、r は受信アンテナ数、t は送信アンテナ数である。

$$|\hat{a}_i - S_i|^2 < (C' - D_i)/|r_{ii}|^2 .$$

ここで $\hat{a}_i$ は変調シンボル候補、S_i は i 以降 $i+1$ から t までの既判定変調シンボルストリームをキャンセルした残差信号、C' は復号の球の半径の 2 乗、D_i はすでに除去されたストリームに対応する誤差分、r_{ii} は上 3 角行列 $\mathbf{R}$ の対角要素を表す。$i = t,\ldots,1$ に関して順次、(1)に基づいて探索が行われ、S_i を中心とする半径 $\sqrt{(C' - D_i)/|r_{ii}|^2}$ の球内にあるシンボル候補を $\hat{a}_i$ する。
　ソート付き QR 分解では、大きい $|r_{ii}|$ に対応した系列から順に検出系列が並び替えられる。言い換えると半径が小さい円内の点から順に並び替えられる。これにより、スフィア復号の次のステージにおける信号検出において、探査すべき点を誤って削減することを回避できる。
　Dijkstra アルゴリズムは最短の点を効率的に探索し、また探索すべき点の数を削減する。この手法の詳細は[1]に示されている。従来のスフィア復号では必要なノード数が 8 であったものが、Dijkstra アルゴリズムを用いると図が示すように 5 で十分である。
　送信アンテナ数を 8、SNR を 26dB とした場合ソート付き QR 分解および Dijkstra アルゴリズムは従来のスフィア復号から演算量を 65%軽減できる。
長所:
　スフィア復号の演算量を大幅に軽減できる。
短所:
　QR 分解の並び替えに多少の演算量を必要とする。また、Dijkstra アルゴリズムにメモリ領域を必要とする。
従来技術・歴史:
　スフィア復号は ML 復号の演算量を軽減するために用いられる。また、チャネル行列の QR 分解を計算する処理部、送信信号の最尤推定値を検出する検出部の 2 つの部分に分けることができる。

【図】

Dijkstra アルゴリズムとスフィア復号の探索手順



出典:“Two Methods for Decreasing the Computational Complexity of the MIMO ML Decoder”, “IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E87-A, No.10”,“October, 2004”, “T. Fukatani, R. Matsumoto and T. Uyematsu 著”, “p.2574, Figure 1: The order of search by Dijkstra algorithm and original SD”

【出典】

[1]“Two Methods for Decreasing the Computational Complexity of the MIMO ML Decoder”, “IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E87-A, No.10, pp.2571-2576”, “October, 2004”, “T. Fukatani, R. Matsumoto and T. Uyematsu 著”

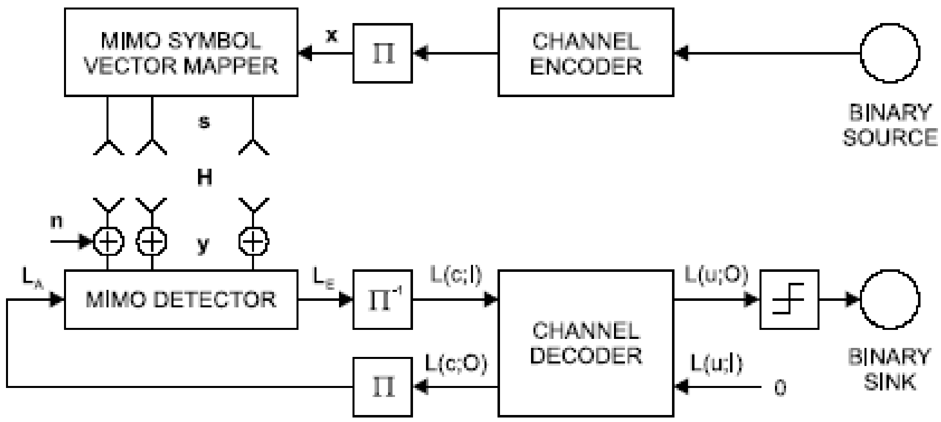
【参考資料】

[2]“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. Inf. Theory, Vol.45, No.5, pp.1639-1642”, “July, 1999”, “E. Viterbo and J. Boutros 著”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－１０　Iterative Tree Search Detection

【技術内容】
原理:
　繰り返し復号を行う際、１回の繰り返し操作において残すシンボル候補を M アルゴリズムによって削減する。
詳細:
　図１に時空間ビットインターリーバ符号化変調を行なった、MIMO システムの送受信機構成を示す。ここでは，MIMO 検出器において M アルゴリズムを用いてシンボル候補を削減した MAP 復号を行なう。
　送信アンテナ数を N_t、１シンボルに送るビット数を M_c とする。この場合、各送信ブランチのシンボル候補数は 2^{M_c} となる。本手法では、１番目の送信アンテナから順に、M 本のパスを残す。すなわち、２番目以降のアンテナでは、$M \cdot 2^{M_c}$ の候補のなかから M 本のパスを選択して残す。
　$N_t = 4, M_c = 2, M = 4$ とした場合の例を図２に示す。
長所:
　MIMO に繰り返し MAP 復号を適用した場合に比べて演算量を軽減できる。
従来技術・歴史:
　従来より繰り返し MAP 復号は様々な文献によって示されてきた。

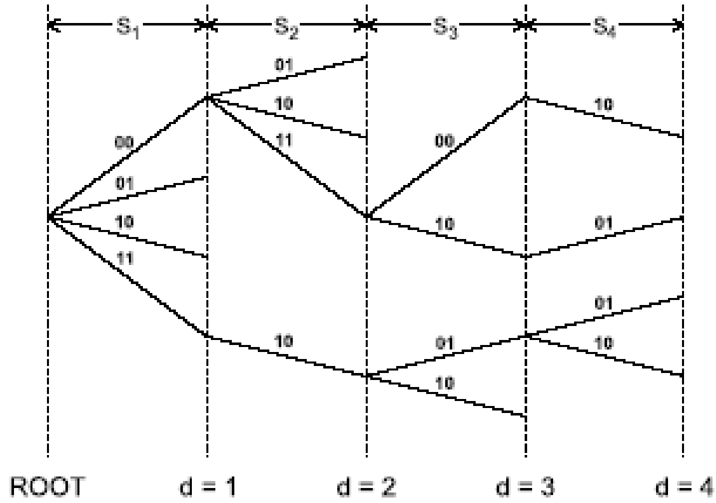
【図１】
　時空間ビットインターリーバ符号化変調における繰り返し受信機を用いた MIMO システム



*: Π and Π^{-1} denote interleaving and deinterleaving, respectively. *L(·; I)* ·and *L(·; O)* denote the soft inputs and outputs of the channel decoder, respectively. The letters *c* and *u* refer to coded and uncoded bits, respectively.

出典 :“ Iterative Tree Search Detection for MIMO Wireless Systems ”, “ in proc. VTC2002-Fall, vol.2 ”, “ September, 2002 ”, “ Yvo L. C. de Jong, Tricia J. Willink 著 ”, “ IEEE 発行“ , “ p.1042, Figure 1: Block diagram of a MIMO system employing ST-BICM and an iterative receiver ” (© 2005 IEEE)

【図２】
木探索による系列推定の例



出典：“ Iterative Tree Search Detection for MIMO Wireless Systems ”, “ in proc. VTC2002-Fall, vol.2 ”, “ September, 2002 ”, “ Yvo L. C. de Jong, Tricia J. Willink 著 ”, “ IEEE発行“ , ”p.1043, Figure 2: Example of a sequential tree search, for *Nt* = 4, *Mc* = 2. At each symbol depth, the best *M* = 4 paths are retained. Deleted paths are not shown ” (© 2005 IEEE)

【出典／参考資料】

[1]“ Iterative Tree Search Detection for MIMO Wireless Systems ”, “ in proc. VTC2002-Fall, vol.2, pp.1041-1045 ”, “ September, 2002 ”, “ Yvo L. C. de Jong, Tricia J. Willink 著 ”

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－１１　Korkine-Zolotareff (KZ) Reduction based Closest Point Search

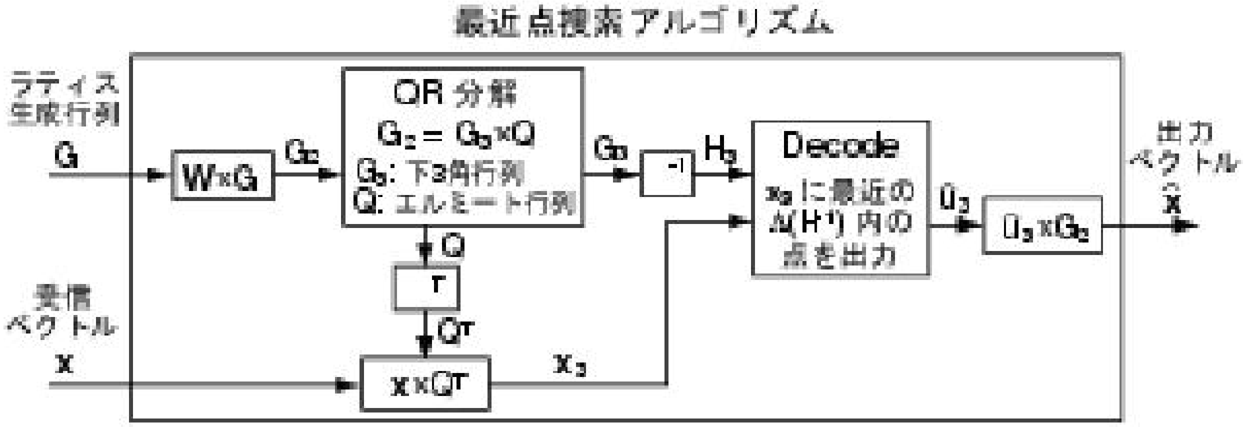
【技術内容】
原理:
ラティス内最近点捜索では、ある任意の点x と生成行列G で生成されるラティスΛが与えられたときに、x に最も近いΛ内の点を捜索する。[5] の手法に基づき、計算量を削減した手法を提案する。
詳細:
n×m の実行列G を生成行列とするラティス $\Lambda(\mathbf{G}) := \{\mathbf{uG} : \mathbf{u} \in \mathbf{Z^n}\}$ を定義する。ただしZ は整数の集合である。ある任意の m 次元ベクトル $\mathbf{x}$ が与えられたときに, $\mathbf{x}$ に最も近い$\Lambda(\mathbf{G})$内の点を探索するClosestPoint(G,x)アルゴリズムを図に示す。
・ClosestPoint(G,x)アルゴリズム
ClosestPoint アルゴリズムの入出力は以下のとおりである。はじめに，アルゴリズムの入力と出力を以下のように表す
- 入力 G: n×m 実行列、x: m 次元の実ベクトル
- 出力 $\hat{\mathbf{x}}$: x に最も近いラティス Λ(G) 上の点

以下のステップでClosestPoint アルゴリズムは実行される。
step１: G_2 := WG、 ただし W はn×m の整数行列で、行列式は±１である。
step２: G_2 をQR 分解する。G_2 ＝ G_3Q、ただしG_3 は n×m の下三角行列で対角成分が正値であり、Q はユニタリ行列である。
step３: $H_3 := \mathbf{G}_3^{-1}$.
step４: $x_3 := \mathbf{xQ^T}$.
step５: $\hat{\mathbf{u}}_3$:=Decode(H_3,x_3).
step６: $\hat{\mathbf{x}}$ を出力．ただし、$\hat{\mathbf{x}} := \hat{\mathbf{u}}_3\mathbf{G}_2$.

ただし，step 5の Decode$(\mathbf{H},\mathbf{x})$ の入出力は以下のとおりである。
- 入力 H: n×m 対角成分が正値の下三角行列、x: n 次元の実ベクトル
- 出力 $\hat{\mathbf{u}} : \hat{\mathbf{u}}\mathbf{H}^{-1}$ が、x に最も近いラティス $\Lambda(\mathbf{H}^{-1})$ 上の点となる。

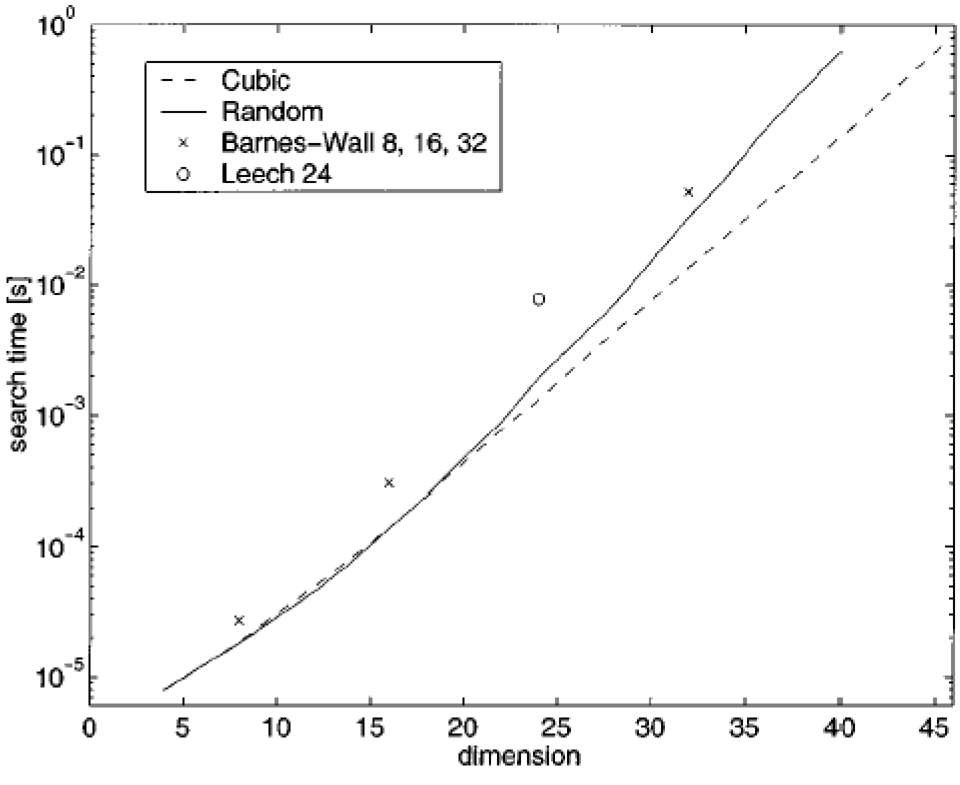
であり，$\hat{\mathbf{u}}$を求めるために KZ-reduction を用いることで計算量の削減を図る。
長所:
従来手法と比較して計算量が削減され、実装時の速度が高まる（図２）。さらに、ラティス捜索と関係があるさまざまな問題(最短ベクトル、キッシングナンバ、Voronoi-relevant ベクトル、KZ-reduction、及びラティス符号の最近点)を解くことが可能となる。
従来技術・歴史:
通信理論において、ラティスは変調及び量子化に用いられる。最近点捜索は復調時の最尤復号に用いられる。しかし、最近点捜索はNP 困難な問題であることが証明されている[2]。そのため、ある領域に限定して最近点を捜索することによって計算量を削減する手法を、Pohst [3]、Kannan [4]、SchnorrとEuchner[5]などが提案している。

【図１】
ClosestPoint(G,x)アルゴリズム



"Closest point search in lattices", "IEEE Trans. Inform. Theory, vol.48, issue 8, Figure 3, pp. 2201-2214", "August, 2002", "E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger 著"の記述を基に作成

【図２】
Average search times for classical and random lattices.



出典："Closest point search in lattices", "IEEE Trans. Inform. Theory, vol.48, issue 8, pp. 2201-2214", "August, 2002", "E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger 著",“ IEEE発行“ , “p.2212, Figure 3: Average search times for classical and random lattices” (© 2005 IEEE)

【出典】

[1] "Closest point search in lattices", "IEEE Trans. Inform. Theory, vol.48, issue 8, pp. 2201-2214", "August, 2002", "E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger 著"

【参考資料】

[2] "The hardness of the closest vector problem with preprocessing", " IEEE Trans. Inform. Theory, vol.47, issue 3, pp. 1212-1215", "March, 2001", "D. Micciancio 著"

[3] "On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima and reduced bases with applications", "ACM SIGSAM Bull., vol.15, pp 37-44", "February, 1981", "M. Pohst"

[4] "Improved algorithms for integer programming and related lattice problems", "Proc. ACM Symp. Theory ofComputing, Boston, MA, pp. 193-206", "April, 1983", "R. Kannan 著"

[5] "Lattice basis reduction: Improved practical algorithms and solving subset sum problems", "Math. Programming, vol.66, pp. 181-191", "1994", "C. P. Schnorr and M. Euchner 著"

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－１２　Partial Maximum Likelihood (PML) Receiver

【技術内容】
MIMO マルチストリームの信号点配置に対して瞬時 SNR に基づく部分空間を構成し、全部分空間の探索を最尤推定法で行う部分最尤(PML)受信法が開発された。以下の手順で行う。

(1) 初期値設定：受信ベクトルのゼロフォーシング(ZF)軟判定を、推定送信ベクトル $\mathbf{a_S}=[a_{S_1} \cdots a_{S_{T_X}}]$ の初期値とする。T_X は送信アンテナ数である。

(2) 瞬時 SNR_i の計算：チャネル逆行列の i 行ベクトルの電力とチャネル白色雑音分散 σ^2 を用いて、部分データストリーム i に対する瞬時 SNR_i を計算する。

(3) 探索部分空間の設定：データストリーム i に対する部分空間ベクトル $\mathbf{a}_{H_i}=[a_{H_i} \cdots a_{H_{C_i}}]$、($c_i$ は探索部分空間の信号点数)をベクトル $\mathbf{a}_S$ の成分 a_{S_i} と全信号点配置の最小二乗距離に基づき決める。

c_i は SNR_i で定まる。高 SNR のデータストリームに対して小さい c_i を定義する。

(4) 全部分空間探索：探索部分空間の $\mathbf{a}_{H_i}$ に対する最尤関数を最小化し硬判定して最終的な推定送信ベクトルとする。

処理規模解析：乗算回数を処理規模の指標とする。処理規模はユーザ端末容量に基づいて決める。ML の処理規模は信号点配置規模 Q と送信アンテナ数 N に対して Q^N で指数的に増大し、V-BLAST で用いられる順序付連続干渉キャンセラ(OSIC)法[2]の総合処理規模は$(53N^4+96N^3+67N^2)/2$、PML は $15N^3+N^2+\Pi^N c_i\times(N^2+N)$ となる。

シミュレーション：表にシミュレーション仕様を、図に２×２-MIMO-BLAST に対する BER 対 SNR 特性をほぼ同一処理規模の OSIC と比較して示す。規模 157 の OSIC に比べて、探索部分空間 $\mathbf{c}=[1\,3]$/処理規模 142 の PML は約２dB、$\mathbf{c}=[2\,3]$/規模 160 の PML は約４dB の性能向上がある。
３×３-MIMO-BLAST では、探索空間 $\mathbf{c}=[2\,2\,4]$/規模 606 の PML が規模 624 の OSIC の性能を上回り、４×４-MIMO-BLAST に対しては探索空間 $\mathbf{c}=[1\,2\,3\,4]$/規模 1456 の PML は規模 1732 の OSIC の OSIC より性能が良い。アンテナ数増加につれて改善度は徐々に減少する。PML は、送受信アンテナ数が４以下で同一規模の OSIC よりも有効、と結論付けられる。

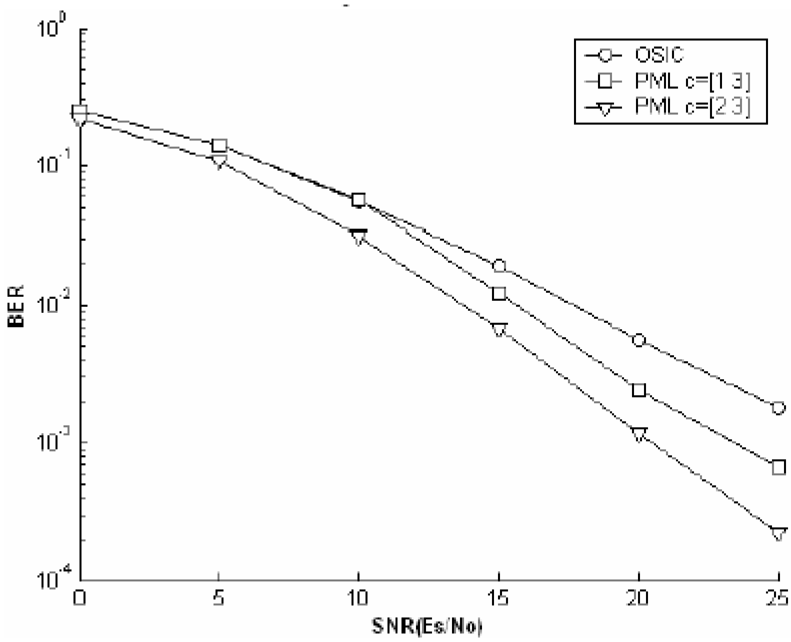
【表】
シミュレーション仕様

System	(2,2), (4,4) VBLAST
Channel	Flat Rayleigh fading channel
Modulation	QPSK

出典：　"Partial Maximum Likelihood Receiver with Instantaneous SNR-based Subspace Search for Multistream MIMO,VTC2004 Fall Table 1", "26-29th, September, 2004", "Lan Yang, Chen Ming, Shixin Cheng, Haifeng Wang 著, “IEEE 発行“, ”Table 1:Simulation Specifications” (© 2005 IEEE)

【図】

２×２-MIMO-BLASTに対するBER対SNR特性



出典："Partial Maximum Likelihood Receiver with Instantaneous SNR-based Subspace Search for Multistream MIMO,VTC2004 Fall", "26-29th, September, 2004", "Lan Yang, Chen Ming, Shixin Cheng, Haifeng Wang 著", " IEEE発行" , " Figure 1 : 2x2 BLAST where the complexity of OSIC and the proposed PML with [3 1]= c or [3 2]= c are 157, 142, 160, respectively " (© 2005 IEEE)

(© 2005 IEEE)

【出典】

[1]"Partial Maximum Likelihood Receiver with Instantaneous SNR-based Subspace Search for Multistream MIMO,VTC2004 Fall", "26-29th, September, 2004", "Lan Yang, Chen Ming, Shixin Cheng, Haifeng Wang 著", "IEEE"

【参考資料】

[2]"V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the rich-scattering Wireless Canceller", "ISSSE,1998, pp.295-300", "1998", "P.W.Wolnianski, G.J.Foschini, G.D.Goldman and R.A.Valenzuela 著"

【技術分類】３－４－２　実現基盤技術／信号検出・復号技術／最尤検出
【　ＦＩ　】H04L1/00@Z H04L1/06 H04J11/00@Z
【技術名称】３－４－２－１３　Chase Decoding

【技術内容】

時空間(ST)技術により多アンテナ無線システムでは信号点配置次元が膨らみ、最尤(ML)復号は処理量が指数的に増大して現実的でなくなって来た。２値ブロック復号のチェースアルゴリズム[2]を時空間に適用し、ML 復号の探索空間を狭めて処理量を軽減する ST チェース復号法が開発された。

図の各機能ブロックの動作を以下に説明する。送信信号を B ビット、送信系列数を M とする。

(1)連続検定：既存のゼロフォーシング(ZF)・順序付け ZF・順序付け平均二乗誤差最小(MMSE)化等の連続検定法を用いて、受信ベクトル $\mathbf{y}$ とチャネル行列 $\mathbf{H}$ とから B 次元対数尤度ベクトル $\hat{\mathbf{c}}$ を生成する。結合検定を行わない連続検定法は、計算量は重くないが BER 特性はよくない。

(2)探索空間：

(a)軟判定ベクトル $\hat{\mathbf{c}}$ から硬判定ベクトル $\mathbf{c}$ を求めて、B 次元ベクトル空間 $\mathbb{F}_2^B$ 内のベクトル $\mathbf{b}$ の初期推定値とする。

(b) $\mathbf{c}$ を中心として、半径≦ハミング距離 P , $(0 \le P \le B)$ のメトリック閉球 $B_H(P,\mathbf{c})$ を B 次元ベクトル空間 $\mathbb{F}_2^B$ 内に作る。

(c) $B_H(P,\mathbf{c})$ 内のベクトル $\mathbf{b}'$ を信号点配置空間に写像(変調) $\mathcal{M}(\mathbf{b}')$ して、M 次元信号点配置空間内に送信シンボル $\mathbf{b}$ の全推定候補集合 L_{total} を作る。

(d)チェースアルゴリズムに基づき、シンボル集合 L_{total} から次の３通りの縮退集合 L を作る。

(i) ST チェース１：L ＝全候補集合 L_{total} 、

(ii) ST チェース２：L ＝軟判定ベクトル $\hat{\mathbf{c}}$ を構成するビットパターンにおいて、大きさが小さい下位 P 個のビットに対し、全ての組み合わせビットパターンで縮退集合 L を構成する、

(iii) ST チェース３：L ＝最も誤りやすい誤りパターンのシンボル集合を L とする。

各アルゴリズムの探索計量数は、(i) $\sum_{i=0}^{P}\begin{pmatrix}B\\P\end{pmatrix}$、(ii) 2^P、(iii) $(P+1)$ で与えられ、(i)＞(ii)＞(iii)となる。

(3)最尤復号：縮退集合 L 内の各シンボル候補に対して ML 復号を実行し、送信推定推定シンボル $\hat{\mathbf{b}}$ を得る。ハミング半径 P は性能と処理量の重さのトレードオフで決める。$P = B$ で(i), (ii)は完全な ML 復号となる。(i), (ii), (iii)の L をモンテカルロシミュレーションにより性能比較する。

ST チェース復号と他の復号法をモンテカルロシミュレーションで E_b/N_0 対 BER 特性を比較評価し、ST チェース復号が初段の連続検定の誤り率を改善し、最適 ML 復号に近か付け得ることを確認した。

【図】
Block diagram of a ST Chase decoder

出典：”Chase Decoding for Space-Time Codes", “VTC2004 Fall”, “26-29th, September, 2004”, “IEEE発行“, “David J. Love, Srinath Hosur and Anuj Batra, Robert W. Heath Jr. 著”, “Figure 1: Block diagram of a ST Chase decoder” (© 2005 IEEE)

【出典】
”Chase Decoding for Space-Time Codes", “VTC2004 Fall”, “26-29th, September, 2004”, “David J. Love, Srinath Hosur and Anuj Batra, Robert W. Heath Jr. 著”, “IEEE”

【参考資料】
“Class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information,” “IEEE Trans.Info.Th., vol.18, pp.170-182”, “D.Chase 著”, “January, 1972”, “IEEE”