論文

スーパーハイビジョン映像の素材伝送に向けたブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD

Complexity-reduced Maximum Likelihood Detection with Block QR Decomposition for Super Hi-Vision Television Wireless Transmission System

正会員 鈴木 慎一[†], 正会員 小郷 直人[†], 正会員 濱住 啓之[†],
府川 和彦^{††}, 鈴木 博^{††}Shinichi Suzuki[†], Naoto Kogo[†], Hiroyuki Hamazumi[†], Kazuhiko Fukawa^{††} and Hiroshi Suzuki^{††}

Abstract We have been developing a portable digital transmission system for next generation television called “Super Hi-Vision (SHV)” with hundreds of Mbps-class transmission and high link reliability. To fulfill these requirements, we have been researching a multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing technology using a millimeter-wave (42/55-GHz) band allocated for broadcasting organizations. In this paper, we propose a low-complexity MIMO detection scheme that uses block QR decomposition with M-algorithm to reduce the computational complexity of the maximum likelihood detection (MLD) method. In the proposed algorithm, a MIMO channel is converted into a block upper triangular matrix multiplied by a unitary matrix and divided into some small block matrices. Then, the transmit signals are selected by Manhattan metrics to reduce the complexity, and squared Euclidean metrics of the selected signal candidates are calculated in these block matrices. Computer simulations with a correlated 4 x 4 MIMO channel demonstrate that the proposed scheme shows almost the same BER performance as that of the MLD and better BER performance than that of the conventional QRM-MLD (QR decomposition with M-algorithm MLD) with less complexity.

キーワード：スーパーハイビジョン, 素材伝送, ミリ波, MIMO-OFDM, ブロック QR 分解, MLD, マンハッタンメトリック

1. ま え が き

ハイビジョン映像を大きく超える臨場感と質感を伝える次世代のテレビ映像として、スーパーハイビジョン (SHV: Super Hi-Vision) の研究が進められている¹⁾。SHV はハイビジョンの 16 倍の 3,300 万画素の超高精細映像と、22.2ch の 3 次元音響から構成される高臨場感放送システムであり、2012 年 8 月に ITU-R 勧告²⁾ として承認されるとともに、2016 年からの実用化試験放送開始が予定されている。また、2012 年に開催されたロンドンオリンピックでは、撮影した 24 Gbps の SHV 映像を約 280 Mbps に圧縮して IP ネットワークで日本・イギリス・アメリカに配信し、パブリッ

クビューイングを成功させた実績を持つ³⁾。

この SHV 映像の放送を実現するためには、撮影した SHV 映像を番組素材として無線で伝送する素材伝送技術の確立が不可欠となる。筆者らは、広帯域利用が可能なミリ波帯電波 (42 GHz/55 GHz 帯) と、複数の送受信アンテナを用いる MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技術⁴⁾⁵⁾ を適用することで、数百 Mbps 級の圧縮 SHV 映像の無線伝送を実現することを検討している。この 42GHz 帯と 55GHz 帯は、それぞれ 1 GHz の帯域幅が放送の素材伝送用として割り当てられており、標準規格 ARIB STD-B43⁶⁾ では帯域幅が 125 MHz, 500 MHz, 1 GHz の 3 種類のシステムが規定されている。

周波数帯域を拡張せずに伝送容量を増加することができる MIMO-OFDM 技術には、最尤推定検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection)⁷⁾ が最も優れた伝送特性を示す復調方式として知られている。一方、多重する送信信号数や変調多値数が増加した場合、復調に必要な演算量が指数関数的に増大するために回路規模が大きくなり、装置実装が難しいという問題がある。そのため、尤度演算を行

2013 年 6 月 13 日受付, 2013 年 9 月 6 日再受付, 2013 年 10 月 3 日採録
[†] NHK 放送技術研究所

(〒157-8510 世田谷区砧 1-10-11, 03-5494-3457)

^{††} 東京工業大学 大学院理工学研究科

(〒152-8550 目黒区大岡山 2-12-1, 03-5734-3770)

[†] Science & Technology Research Lab, Japan Broadcasting Corporation (NHK)

(1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157-8510, Japan)

^{††} Interdisciplinary Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology

(2-12-1, Ookayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8550, Japan)

う送信信号の候補点の数を絞り込むことで MLD の演算量を削減する、QR 分解と M アルゴリズムを適用した QRM-MLD(QR-decomposition with M-algorithm MLD)⁸⁾ や、SD(Sphere-Decoding)⁹⁾ などの演算量削減型の MLD が提案されている。特に、復調に必要な演算量が伝搬路に依存しない QRM-MLD は、装置実装化が容易な方法である。また、シンボル候補の信頼度情報を用いる適応生き残りシンボル候補選択法を適用した QRM-MLD(QRM-MLD with ASESS)¹⁰⁾ は、従来の QRM-MLD の演算量を大幅に削減しながらも伝送特性の劣化が小さい信号検出方式として知られている。しかし、伝搬路応答への QR 分解の処理に演算量が必要となるため、多重する送信信号数や変調多値数が小規模であるシステムには、効率的に演算量を削減する方法とはならない。一方、演算処理の軽減のために、乗算過程を含まないマンハッタンメトリックを軟判定復調の尤度演算に適用する MLD が検討されている¹¹⁾。実装では乗算過程よりも加算および減算過程の方がリソースの消費を節約できるため、装置実装化には有効な復調方式である。しかし、QR 分解などの伝搬路行列の直交化を行わないため、計算する候補点の数が増加し、例えば送信多重数 4 以上で 16QAM 以上の多値変調を行う場合には、指数関数的に増加する候補点に対して行う加算および減算過程の回数が膨大となり、多くのリソースが必要となる。また、最適メトリックである二乗メトリックを尤度演算に用いる場合と比較して、伝送特性の劣化が生じる課題がある。

本論文では、伝搬路行列を小さい行列（以下、ブロック行列）に分割するブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案する。複数の列ベクトルに対して拡張ハウスホルダー変換を行うブロック QR 分解では、従来の QR 分解よりも少ない演算量で伝搬路行列の直交化を実現することができる。また、本提案方式では、ブロック QR 分解で生成した各ブロック行列において、マンハッタンメトリックを基準として候補点を選択し、この選択した候補点に対して二乗メトリックを求めて尤度演算を行う。これらの処理により、乗算過程を伴わずに候補点の選択を行うことで演算量を削減し、またマンハッタンメトリックを尤度演算に用いた MLD よりも伝送特性の劣化を小さくすることが可能となる。以上から、本提案方式は、送信多重数や変調多値数が大きい MIMO-OFDM 伝送の復調にも適用が容易で、さらに従来の QRM-MLD よりも少ない演算量と小さい特性劣化で信号検出を実現することが可能である。

本論文では、2 章で想定する伝送システムや信号形式について述べる。3 章では、従来の MIMO 復調方式について述べ、4 章で拡張ハウスホルダー変換および提案するブロック QR 分解について説明する。5 章では、計算機シミュレーションによる提案方式の伝送特性の計算結果を示す。最後に、6 章にて本論文をまとめる。

図 1 MIMO システム
MIMO system.

2. MIMO 信号モデル

図 1 に、送信アンテナ数 N_T および受信アンテナ数 N_R とした MIMO-OFDM の多重伝送システムを示す。伝搬路は時不変・フラットフェージングを想定し、 k 番目 ($1 \leq k \leq N_T$) の送信アンテナと l 番目 ($1 \leq l \leq N_R$) の受信アンテナ間のインパルス応答を h_{lk} とする。また、シンボル長 T として、離散時刻 iT における k 番目の送信アンテナからの送信信号を $x_k(i)$ とすると、 l 番目の受信アンテナの受信信号 $y_l(i)$ は式 (1) で表わすことができる。

$$y_l(i) = \sum_{k=1}^{N_T} h_{lk} x_k(i) + n_l(i) \quad (1)$$

ここで、 $n_l(i)$ は l 番目の受信機における白色ガウス雑音であり、平均 0 で平均電力 σ_n^2 の性質を持つ。式 (1) をベクトルおよび行列を用いて表わすと、式 (2) が得られる。

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{y}(i)$ は受信信号の N_R 次元列ベクトル、 $\mathbf{H}$ は $N_R \times N_T$ 伝搬路行列、 $\mathbf{x}(i)$ は送信信号の N_T 次元列ベクトル、 $\mathbf{n}(i)$ は雑音の N_R 次元列ベクトルを示し、式 (3) から式 (7) のように定義する。

$$\mathbf{y}^H(i) = [y_1^*(i), y_2^*(i), \dots, y_{N_R}^*(i)] \quad (3)$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_T}] \quad (4)$$

$$\mathbf{h}_k^H = [h_{1k}^*, h_{2k}^*, \dots, h_{N_R k}^*] \quad (5)$$

$$\mathbf{x}^H(i) = [x_1^*(i), x_2^*(i), \dots, x_{N_T}^*(i)] \quad (6)$$

$$\mathbf{n}^H(i) = [n_1^*(i), n_2^*(i), \dots, n_{N_R}^*(i)] \quad (7)$$

ここでは、 $\mathbf{h}_k$ は N_R 次元の列ベクトル、 H は複素共役転置、 $*$ は複素共役を示す。

図 1 では、情報ビットを S/P 変換部で N_T 本の情報ビットに分割し、各 OFDM 変調部に分配して OFDM 信号を生成する。このとき、OFDM 信号には k 番目の OFDM 変調装置で、固有の直交符号をシンボル毎に乗算したパイロットキャリアを付加する。一方、 l 番目の OFDM 復調部では、受信信号のパイロットキャリアに k 番目の OFDM 変調部に割り当てた直交符号をシンボル毎に乗算し、伝搬路応答 h_{lk} の推定を行う。MIMO 信号検出部では、受信信号 $\mathbf{y}(i)$ と推定した伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を用いた信号検出により $\mathbf{x}(i)$ を復調する。

3. 従来の MIMO 信号検出

3.1 Maximum Likelihood Detection (MLD)

MLD は、数ある MIMO 多重伝送の信号検出方式の中でも、最も優れた伝送特性を示す。条件付き確率密度関数 $p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)]$ は式 (9) で表わされる。

$$p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)] = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)^{N_R}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (8)$$

ここで、 $\|\mathbf{u}\|$ は、ベクトル $\mathbf{u}$ に対して $\|\mathbf{u}\| = (\mathbf{u}^H \mathbf{u})^{1/2}$ を満たす。式 (9) の確率密度関数 $p[\mathbf{y}(i)|\mathbf{H}, \mathbf{x}(i)]$ を最大にするためには、 $\exp()$ 内の雑音成分である σ_n^2 を除いた分子の $\|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2$ を最小にすることと等価となる。そのため、MLD では尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ を最小にする送信信号 $\mathbf{x}(i)$ の候補点を検出することで検出ビットを得る。尤度関数 $L_t[\mathbf{x}(i)]$ は式 (9) で表わされる二乗メトリックとして算出することができる。

$$\begin{aligned} L_t[\mathbf{x}(i)] &= \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i)\|^2 \\ &= \sum_{l=1}^{N_R} \left\| y_l(i) - \sum_{k=1}^{N_T} h_{lk} x_k(i) \right\|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

MLD は、式 (9) の条件付き確率密度関数を最大とする信号検出方式であるが、式 (9) の送信信号 $\mathbf{x}(i)$ に、各送信信号が取り得るすべてのコンスタレーションの値 (以下、候補点) を代入して、それぞれ二乗メトリックを計算する必要がある。そのため、計算回数は変調多値数 C に対して多重する送信信号数 N_T のべき乗で増加するので、信号検出には膨大な演算規模が必要となる。この二乗メトリックに必要な乗算回数を削減するために、式 (10) および (11) で示すマンハッタンメトリックを利用する MLD 方式¹²⁾ も検討されている。

$$L_m[\mathbf{x}(i)] = |\Re(\mathbf{E}(i))| + |\Im(\mathbf{E}(i))| \quad (10)$$

$$\mathbf{E}(i) = \mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\mathbf{x}(i) \quad (11)$$

ここでは、 $\Re(u)$ は複素数 u の実数成分、 $\Im(u)$ は複素数 u の虚数成分を示す。式 (10) のマンハッタンメトリックは乗算を行わずに加算と減算のみで求めることができる。ただし、マンハッタンメトリックの演算は送信信号の候補点数だけ必要となるため、変調多値数 C および多重する送信信号数 N_T が増加するとその計算回数は指数関数的に増大し、回路規模は大きくなる。また、二乗メトリックを用いた場合よりも伝送特性は劣化する。

3.2 QRM-MLD

QRM-MLD では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を QR 分解し、ユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ と上三角行列 $\mathbf{R}$ を生成する。式 (1) の伝搬行列に QR 分解を施すと式 (12) を得る。

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) = (\mathbf{Q}\mathbf{R})\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{Q}$ は $N_R \times N_R$ のユニタリ行列、 $\mathbf{R}$ は $N_R \times N_T$ の上三角行列を示す。式 (12) の両辺にユニタリ行列 $\mathbf{Q}$ のエルミート共役 $\mathbf{Q}^H$ を乗算し、伝搬路応答 $\mathbf{H}$ の直交化を行う。

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^H \mathbf{y}(i) &= \mathbf{R}\mathbf{x}(i) + \mathbf{Q}^H \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{y}'(i) &= \mathbf{R}\mathbf{x}(i) + \mathbf{n}'(i) \end{aligned} \quad (13)$$

ここでは、左辺 $\mathbf{Q}^H \mathbf{y}(i)$ を $\mathbf{y}'(i)$ とし、雑音成分 $\mathbf{Q}^H \mathbf{n}(i)$ を $\mathbf{n}'(i)$ とした。式 (13) を展開すると、 l 行目の成分は式 (14) となる。

$$y'_l(i) = \sum_{k=1}^{N_T} r_{lk} x_k(i) + n'_l(i) \quad (1 \leq l \leq N_R) \quad (14)$$

ここで、式 (9) と同様に二乗メトリックを求めると、式 (15) となる。

$$L_l[\mathbf{x}(i)] = \left\| y'_l(i) - \sum_{k=1}^{N_T} r_{lk} x_k(i) \right\|^2 \quad (15)$$

式 (15) に対して、行番号 l が大きい行から順番に、各行で二乗メトリックを求める。このとき、送信信号 $x_k(i)$ には取りうるすべての候補点を送信信号レプリカとして代入し、二乗メトリックを求める。例えば、式 (15) では、行番号 l が最も大きくなる 0 以外の要素を含む行ベクトルには送信信号 $x_{N_T}(i)$ を含む項しか含まれないため、変調多値数 C 個の候補点に対して二乗メトリックを求めることとなる。その後、二乗メトリックの小さい順に、送信信号レプリカを送信信号の候補点として $M(1 \leq M \leq C)$ 個選択する M アルゴリズムを適用し、選択した候補点をもとに次に大きい行番号の二乗メトリックを求めていくことで、演算量の削減を図る。

また、QR 分解アルゴリズムの性質上、行列 $\mathbf{R}$ の k 列ベクトル $\mathbf{r}_k$ に対して $\|\mathbf{r}_k\|^2 = \|\mathbf{h}_k\|^2$ を満たす。そのため、QR 分解を行う前に伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_k$ の利得を小さい順に列番号の小さい方から割り当て、最初に選択する候補点の精度を高めることで全体の伝送特性を改善する並び替え QR 分解アルゴリズム¹³⁾ が提案されている。

4. 提案方式

4.1 ブロック QR 分解

本提案方式では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ をユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ とブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ に分解するブロック QR 分解を用いる。以下に、ブロック QR 分解を実現する拡張ハウスホルダー変換について示す¹⁴⁾。

任意の n 行 r 列の行列 $\mathbf{A}$ に対して、 $(r+1)$ 行以上の要素を 0 に変換する拡張ハウスホルダー変換行列を生成する。まず、行列 $\mathbf{A}$ を r 行 r 列の正則行列 $\mathbf{A}_1$ と残りの $(n-r)$ 行 r 列の $\mathbf{A}_2$ に分割する。

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix} \quad (16)$$

この行列 $\mathbf{A}_1$ と行列 $\mathbf{A}_2$ を用いて、エルミート行列 $\mathbf{Z}'$ を生成する。

$$\begin{aligned}\mathbf{Z}' &= \mathbf{I}_r + \mathbf{Z}^H \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_1^{-1}\end{aligned}\quad (17)$$

ここで、 $\mathbf{I}_r$ は r 行 r 列の単位行列を示す。式 (17) のエルミート行列 $\mathbf{Z}'$ を固有値分解して対角行列 $\mathbf{D}$ と直交行列 $\mathbf{P}$ を求め、行列 $\mathbf{V}_A$ を得る。エルミート行列 $\mathbf{Z}'$ が 2 行 2 列の行列の場合は、その固有値は簡単な 2 次方程式の解として求めることができる。

$$\mathbf{V}_A = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 + \mathbf{B} \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{P}^H \sqrt{\mathbf{D}} \mathbf{P} \mathbf{A}_1 \quad (19)$$

式 (19) において、行列 $\sqrt{\mathbf{D}}$ はその要素が正の値を持つ対角行列 $\mathbf{D}$ の平方根を示す。このとき、式 (18) の n 行 r 列の行列 $\mathbf{V}_A$ を用いて、式 (20) で表される拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を得る。

$$\mathbf{H}(\mathbf{V}_A) = \mathbf{I}_n - 2\mathbf{V}_A(\mathbf{V}_A^H \mathbf{V}_A)^{-1} \mathbf{V}_A^H \quad (20)$$

式 (20) の拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を元の行列 $\mathbf{A}$ に乗算することで、 $(r+1)$ 行以上の要素が 0 となる式 (21) の行列を得る (以下、拡張ハウスホルダー変換)。

$$\mathbf{H}(\mathbf{V}_A) \mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\mathbf{B} \\ \mathbf{O}_{((n-r) \times r)} \end{pmatrix} \quad (21)$$

ブロック QR 分解では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に対して左から式 (20) の r 列の拡張ハウスホルダー変換行列 $\mathbf{H}(\mathbf{V}_A)$ を順次生成し、式 (21) のように伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に繰り返し乗算し、ユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ とブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ を算出する。従来の QR 分解では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の 1 列ベクトルずつ順にハウスホルダー変換行列を生成して乗算を繰り返す。一方、ブロック QR 分解は複数の列ベクトルに対して拡張ハウスホルダー変換を施すため、必要な変換回数を少なくすることができる。そのため、拡張ハウスホルダー変換行列の列数が小さく、式 (19) の固有値分解が容易となる場合には、従来の QR 分解よりも少ない演算量で伝搬路行列の直交化を実現することが可能となる。

4.2 ブロック QR 分解を用いた QRM-MLD

提案するブロック QR 分解を用いた MLD(BQRM-MLD:Block QR-decompositon with M-algorithm MLD) を図 2 に示す。受信信号のパイロット信号から伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を推定するとともに、受信信号のデータ信号から受信信号の列ベクトル $\mathbf{y}(i)$ を抽出する。BQRM-MLD では、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ に 2 列単位の拡張ハウスホルダー変換行列を用いることで、ブロック QR 分解を行う。その後、式 (13) と同様に両辺にユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ のエルミート共役 $\mathbf{Q}_b^H$ を乗算し、伝搬路応答 $\mathbf{H}$ の直交化を行う。ここでは、簡単のために送信アンテナ数 N_T および受信アンテナ数 N_R は等しくかつ

図 2 提案する BQRM-MLD の構成
Structure of proposed BQRM-MLD.

偶数であるとし、正の整数 N_0 を用いて、 $N_T = N_R = 2N_0$ と表す。

$$\mathbf{y}'_b(i) = \mathbf{R}_b \mathbf{x}_b(i) + \mathbf{n}'_b(i) \quad (22)$$

$$\mathbf{R}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} & \cdots & \mathbf{R}_{1,N_0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{2,2} & \cdots & \mathbf{R}_{2,N_0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}_{N_0,N_0} \end{bmatrix} \quad (23)$$

式 (23) において、2 行 2 列の行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ (以下、ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$) は式 (24)、送信信号ベクトル $\mathbf{x}_b(i)$ は式 (25) および (26)、受信信号ベクトル $\mathbf{y}'_b(i)$ は式 (27) および (28) で表される。ただし、 $k = 1, \dots, N_0$ および $l = 1, \dots, N_0$ を満たす。

$$\mathbf{R}_{l,k} = \begin{bmatrix} r_{(2l-1)(2k-1)} & r_{(2l-1)2k} \\ r_{2l(2k-1)} & r_{2l2k} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$(\mathbf{x}_b(i))^H = [\mathbf{x}_1(i)^*, \dots, \mathbf{x}_{N_0}(i)^*] \quad (25)$$

$$(\mathbf{x}_k(i))^H = [x_{2k-1}(i)^*, x_{2k}(i)^*] \quad (26)$$

$$(\mathbf{y}'_b(i))^H = [\mathbf{y}'_1(i)^*, \dots, \mathbf{y}'_{N_0}(i)^*] \quad (27)$$

$$(\mathbf{y}'_l(i))^H = [y'_{2l-1}(i)^*, y'_{2l}(i)^*] \quad (28)$$

次に、QRM-MLD と同様に、式 (23) の第 N_0 行から降順にメトリック情報の算出と候補点の選択を行う。提案方式では、乗算を行わずに候補点を選択するために、まずマンハッタンメトリックを求める。第 N_0 行のマンハッタンメトリック $L_m[\mathbf{x}_{N_0}(i)]$ は式 (29) および (30) で得られる。

$$L_m[\mathbf{x}_{N_0}(i)] = \sum \{|\Re(\mathbf{E}_{N_0}(i))| + |\Im(\mathbf{E}_{N_0}(i))|\} \quad (29)$$

$$\mathbf{E}_{N_0}(i) = \mathbf{y}'_{N_0}(i) - \mathbf{R}_{N_0,N_0} \mathbf{x}_{N_0}(i) \quad (30)$$

式 (30) の $\mathbf{x}_{N_0}(i)$ には、送信信号 $x_{N_T-1}(i)$ および $x_{N_T}(i)$ の取り得るすべての候補点を代入し、それぞれの候補点に対してマンハッタンメトリックを求める。次に、求めたマンハッタンメトリックの小さい順に M_b ($1 \leq M_b \leq C^2$) 組の送信信号 $x_{N_T-1}(i)$ および $x_{N_T}(i)$ の候補点 $\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)$ を選択する。その後、選択した候補点 $\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)$ に対して、二乗メトリック $L[\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)]$ を求める。

$$L[\mathbf{x}_{N_0}(i, M_b)] = \sum \left\| \mathbf{y}'_{N_0}(i) - \mathbf{R}_{\mathbf{N}_0, \mathbf{N}_0} \mathbf{x}_{N_0}(i, M_b) \right\|^2 \quad (31)$$

以降は、行番号の大きい順から、各行においてそれまでに選択した送信信号の M_b 個の候補点をもとに干渉項を除去する。その後、残った未知の送信信号に対してマンハッタンメトリックを求め、メトリックの小さい順に M_b 組の送信信号の候補点を選択し、二乗メトリックの算出を行う。各行で求めた M_b 組の候補点の二乗メトリックは、選択した候補点の組合せごとに加算していき、すべての行で演算が終わった段階で尤度関数として復調に用いる。第 l 行における送信信号 $x_{2k-1}(i)$ および $x_{2k}(i)$ の M_b 組の候補点を選択するのに用いるマンハッタンメトリック $L_m[\mathbf{x}_j(i)]$ を式 (32)-(34) に示す。

$$L_m[\mathbf{x}_l(i)] = \sum \{ |\Re(\mathbf{E}_l(i))| + |\Im(\mathbf{E}_l(i))| \} \quad (32)$$

$$\mathbf{E}_l(i) = \mathbf{y}''(i) - \mathbf{R}_{l,l} \mathbf{x}_l(i) \quad (33)$$

$$\mathbf{y}''(i) = \mathbf{y}'_l(i) - \sum_{k=l+1}^{N_0} \mathbf{R}_{l,k} \mathbf{x}_k(i) \quad (34)$$

式 (34) の右辺の第二項が干渉成分に相当する。この干渉成分は、これまでに選択した M_b 組の候補点を $\mathbf{x}_l(i)$ に代入して求め、受信信号の列ベクトル $\mathbf{y}'_l(i)$ から除去する。式 (32) で求めたマンハッタンメトリックを元に、送信信号 $x_{2k-1}(i)$ および $x_{2k}(i)$ の M_b 組の候補点 $\mathbf{x}_l(i, M_b)$ を選択し、二乗メトリック $L[\mathbf{x}_l(i, M_b)]$ を求める。

$$L[\mathbf{x}_l(i, M_b)] = \sum \left\| \mathbf{y}''(i) - \mathbf{R}_{l,l} \mathbf{x}_l(i, M_b) \right\|^2 \quad (35)$$

式 (35) の $\mathbf{y}''(i)$ および $\mathbf{R}_{l,l} \mathbf{x}_l(i, M_b)$ には、式 (33) で既に演算した結果を代入することで演算を省略することができる。この操作をブロック行列の第 1 行目まで繰り返し、各行において候補点ごとに加算した二乗メトリックから対数尤度比 (LLR: logarithm of likelihood ratio) を生成し、硬判定復調または軟判定復調を行う。また、選択されなかった候補点の二乗メトリックには、選択した候補点から求めた二乗メトリックを複数シンボルにわたり平均化した平均値の 3 倍の値を代入し、LLR を生成する¹⁵⁾。

4.3 並び替えブロック QR 分解

伝搬路行列 $\mathbf{H}$ をブロック QR 分解した場合、ユニタリ行列 $\mathbf{Q}_b$ は利得が 1 となるため、式 (23) の上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の k' 列目 ($k' = 1, \dots, N_0$) の行列は式 (36) を満たす。

$$\sum_{l=1}^{k'} \|\mathbf{R}_{l,k'}\|^2 = \sum_{k=2k'-1}^{2k'} \sum_{l=1}^{N_R} \|h_{lk}\|^2 \quad (36)$$

上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の第 k' 列目の N_R 行 2 列の行列 $\mathbf{R}_{b,k'}$ の各要素の利得の総和は、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の第 $(2k'-1)$ 列目と第 $2k'$ 列目の列ベクトル $\mathbf{h}_{(2k'-1, 2k')}$ の利得の総和と等しい。

表 1 シミュレーション諸元
Simulation parameters.

変調方式	QPSK
送信アンテナ数 N_T	4
受信アンテナ数 N_R	4
伝搬路	有相関レイリー フラットフェージング
送信相関 μ	0, 0.8
受信相関 ρ	0, 0.8

$$\mathbf{R}_{b,k'}^H = [\mathbf{R}_{1,k'}^H, \dots, \mathbf{R}_{k',k'}^H, 0, \dots, 0] \quad (37)$$

式 (37) から、伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_{(2k'-1, 2k')}$ の利得は $\mathbf{R}_{b,k'}$ の各要素の利得として分配されるため、列番号 k' の増加とともに 0 以外の要素の数が増える $\mathbf{R}_{b,k'}$ では、列番号 k' が増加するごとに要素一つあたりの利得は減少する。そのため、まず $\mathbf{H}$ の各列ベクトル $\mathbf{h}_n$ の利得 $\|\mathbf{h}_n\|$ ($n = 1, \dots, N_T$) を計算し、大きい列番号となる列ベクトルの利得が大きくなるように、列番号 k' の小さい順に利得が小さい列ベクトルを並び替えてからブロック QR 分解を施す BQRM-MLD(以下、電力順 BQRM-MLD) を検討した。

また、各ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ 内の相関を抑制するために、利得が最小となる伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_{min}$ を検出し、 $\mathbf{h}_{min}$ と式 (38) で示す相関の値 $F(n)$ が小さい順に伝搬路行列 $\mathbf{H}$ の列ベクトル $\mathbf{h}_n$ を並び替えてからブロック QR 分解を施す BQRM-MLD(以下、相関順 BQRM-MLD) も検討した。

$$F(n) = \left| \mathbf{h}_n - \frac{\mathbf{h}_{min}^H \cdot \mathbf{h}_n}{\|\mathbf{h}_{min}\|^2} \mathbf{h}_{min} \right|^2 \quad (38)$$

各ブロック行列 $\mathbf{R}_{l,k}$ で求める候補点の選択や二乗メトリックの精度を向上させることで、全体の伝送特性が改善できると考えられる。

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション諸元

提案方式の伝送特性を明らかにするために、計算機シミュレーションによる評価を行った。計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。

標準規格 ARIB STD-B43⁶⁾ では、帯域幅 125 MHz のシステムで QPSK 変調を行った場合、80 Mbps の TS 信号を伝送することが規定されている。本計算機シミュレーションでは、パブリックビューイングに用いた圧縮 SHV の映像レート約 280 Mbps を考慮し、伝送レートが 320 Mbps となるように送信信号の多重数を 4、変調方式を QPSK とした。また、本システムが OFDM 信号を用いることを想定しており、各サブキャリアは伝搬路応答の周波数特性に対して十分に狭帯域であると考えられる点、提案方式の基本的な信号検出特性を明らかにすることを目的とする点から、本計算機シミュレーションでは周波数選択性フェージング

図 3 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-Full-MLD の BER 特性
CNR-BER of QRM-MLD and BQRM-Full-MLD over uncorrelated Rayleigh fading channel.

図 4 無相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の BER 特性
CNR-BER of QRM-MLD and BQRM-MLD over uncorrelated Rayleigh fading channel.

は考慮せず，送受信アンテナ間の各伝搬路にはフラットレイリーフェージング環境を仮定した．さらに，送信相関行列 $\mathbf{R}_t$ および送信相関行列 $\mathbf{R}_r$ を用いて，クロネッカーモデルから有相関 MIMO 伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を生成した¹⁶⁾．

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \mu & \mu & \mu \\ \mu^* & 1 & \mu & \mu \\ \mu^* & \mu^* & 1 & \mu \\ \mu^* & \mu^* & \mu^* & 1 \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho & \rho \\ \rho^* & 1 & \rho & \rho \\ \rho^* & \rho^* & 1 & \rho \\ \rho^* & \rho^* & \rho^* & 1 \end{bmatrix} \quad (40)$$

ここでは，従来方式として MMSE，QRM-MLD，並び替え QRM-MLD，MLD について，提案方式として BQRM-MLD，電力順 BQRM-MLD，相関順 BQRM-MLD の伝送特性を計算機シミュレーションで求め，比較した．QRM-MLD で用いる上三角行列 $\mathbf{R}$ の各行で選択する候補点の選択数 $M (1 \leq M \leq 4)$ と，BQRM-MLD で用いるブロック上三角行列 $\mathbf{R}_b$ の 2 行 2 列の各ブロック行列で選択する候補点の選択数 $M_b (1 \leq M_b \leq 16)$ は，常に一定とした．この従来方式では信号検出に二乗メトリックのみを適用し，提案方式では信号検出にマンハッタンメトリックによる候補点選択と二乗メトリックによる尤度生成を適用した．また，軟判定復調は硬判定復調を用いた場合よりも優れた伝送特性を示すが，ここでは，MIMO 信号検出の基本的な伝送特性を評価するために，誤り訂正復号を含まない硬判定復調の結果から誤り率を計算した．

5.2 CNR-BER 特性

ブロック QR 分解を適用した MIMO 信号検出の伝送特性を把握するために，二乗メトリックのみを用いる従来の MLD を各ブロック行列で行う信号検出方式 (以下，BQRM-Full-MLD) の伝送特性を計算した．図 3 に，従来方式で

図 5 有相関伝搬路における QRM-MLD と BQRM-MLD の BER 特性
CNR-BER of QRM-MLD and BQRM-MLD over correlated Rayleigh fading channel.

ある QRM-MLD と BQRM-Full-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を示す．

図 3 では，従来の QRM-MLD の CNR-BER 特性は， $M = 1$ の場合には受信ダイバーシティが 1 の傾きとなっているのに対し，BQRM-Full-MLD の CNR-BER 特性は， $M_b = 1$ の場合には 2 行 2 列のブロック行列で行った MLD の影響から受信ダイバーシティが 2 の傾きとなっている．両方式とも，選択数 M および M_b が増加するにつれて，CNR-BER 特性は受信ダイバーシティ効果が 4 の傾きに近づき，選択数 $M = M_b = 4$ では従来の MLD とほぼ同等の伝送特性となった．ただし，候補点の選択数が 3 以下の場合では，BQRM-Full-MLD は QRM-MLD よりも優れた伝送特性を示すことがわかった．

マンハッタンメトリックを候補点選択に用いた BQRM-MLD と従来方式である QRM-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 4，有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 5 に示す．図 4 では，候補点の選択数 M および M_b が 3 以下の場合には，BQRM-MLD

図 6 無相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の BER 特性

CNR-BER of sorted QRM-MLD and sorted BQRM-MLD with power over uncorrelated Rayleigh fading channel.

図 7 有相関伝搬路における並び替え QRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の BER 特性

CNR-BER of sorted QRM-MLD and sorted BQRM-MLD with power over correlated Rayleigh fading channel.

は QRM-MLD と比較して優れた伝送特性を示している。ただし、 $M = M_b = 4$ のときは、両方式とも MLD の伝送特性と同等の伝送特性となった。また、図 3 の BQRM-Full-MLD と図 4 の BQRM-MLD の結果を比較すると、選択数 M_b によらずほぼ同じ伝送特性を示し、マンハッタンメトリックを候補点の選択に用いることによる伝送特性の劣化はほとんど見られなかった。図 5 では、 $M = M_b = 4$ のときには BQRM-MLD と QRM-MLD ではほぼ同じ伝送特性を示すが、MLD と比較して平均受信 CNR で 2.5 dB 以上劣化している。 M_b の増加に伴い BQRM-MLD の伝送特性は改善されるが、 $M_b = 6$ の場合においても平均受信 CNR で 1 dB 以上の劣化が見られた。

提案する電力順 BQRM-MLD と並び替え QRM-MLD の無相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 6、有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 7 に示す。図 6 では、図 4 の並び替えを行わない QRM-MLD および BQRM-MLD と比較して、候補点の選択数 M および M_b が 3 以下の場合には平均受信 CNR で 1 dB 以上の伝送

図 8 有相関伝搬路における電力順 BQRM-MLD と相関順 BQRM-MLD の BER 特性

CNR-BER of sorted BQRM-MLD with power and sorted BQRM-MLD with correlation over correlated Rayleigh fading channel.

特性の改善が見られる。特に、BQRM-MLD では $M_b = 3$ においてもほぼ MLD と同じ伝送特性となることが確認できた。図 7 では、 $M = M_b = 4$ のときには両方式ともほぼ同じ伝送特性を示すが MLD と比較して平均受信 CNR で 2 dB 程度劣化している。ただし、 $M_b = 5$ 以上とした BQRM-MLD の伝送特性は、MLD からの劣化が平均受信 CNR で 1 dB 未満となった。

提案する相関順 BQRM-MLD と電力順 BQRM-MLD の有相関レイリーフェージング伝搬路での伝送特性を図 8 に示す。候補点の選択数 M_b が同じ場合で伝送特性を比較すると、電力順 BQRM-MLD よりも相関順 BQRM-MLD が平均受信 CNR で約 0.5 dB 優れた特性を示している。また、相関順 BQRM-MLD は、 $M_b = 6$ の場合においては MLD とほぼ等しい伝送特性となった。これは、相関順 BQRM-MLD が伝搬路行列 $\mathbf{H}$ を相関順に並び替えてブロック QR 分解を行うことで各ブロック行列の伝搬路相関が抑制され、各ブロック行列で選択する候補点や生成する二乗メトリックの精度が向上したことが要因だと考えられる。

6. 演算量の評価

各アルゴリズムの実数の乗算回数を表 2 に示す。表 2 では、簡単のために送信アンテナ数と受信アンテナ数は等しく N とし、変調多値数を C 、ブロック QR 分解のブロック行列の大きさ $r = 2$ 、QRM-MLD の各行での候補点の選択数を M 、BQRM-MLD の各ブロック行列での候補点の選択数を M_b と表す。また、QR 分解の算出には、ハウスホルダー変換を適用することとした。ここでは、実数 α , β , γ , δ に対し、複素数同士の乗算 $\mu\nu = (\alpha + j\beta)(\gamma + j\delta)$ は実数の乗算回数が 4 回、 $\|\mu\|^2 = \alpha^2 + \beta^2$ は実数の乗算回数が 2 回と数える。

送信多重数 $N = 4$ の場合、ブロック QR 分解の列ベクトル $\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}$ および行列 $\mathbf{R}_b$ の算出に必要な乗算回数は 393 回であるのに対し、QR 分解の列ベクトル $\mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ および行

表 2 各信号検出方式に必要な乗算回数
Number of real multiplications for signal detection.

信号検出方式	操作	乗算回数
MLD	受信レプリカ	$4N^2C^N$
	二乗メトリック	$2NC^N$
MMSE	重み行列	$4(2N^3 + N(N+1)^2)$
	信号分離	$4N^2$
	二乗メトリック	$2NC$
QRM-MLD	並び替え	$\sum_{k=2}^N (2kN)$
	$\mathbf{Q}^H \mathbf{y}, \mathbf{R}$	$\sum_{k=2}^N 2k(2k^2 + 2k + 1)$
	受信レプリカ	$4(NC + \sum_{k=1}^N M(k-1))$
	二乗メトリック	$2C(1 + M(N-1))$
BQRM-Full -MLD	$\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}, \mathbf{R}_b$	$\sum_{k=2}^{N/2} (32k^3 - 8k^2 + 52k + 65)$
	受信レプリカ	$8(NC + \sum_{k=1}^{N/2} 2M_b(k-1))$
	二乗メトリック	$4C^2(1 + \sum_{k=1}^{N/2} M_b(k-1))$
BQRM-MLD	電力順並び替え	$\sum_{k=2}^{N/2} (4kN)$
	相関順並び替え	$\sum_{k=2}^{N/2} (4kN + 8k + 6)$
	$\mathbf{Q}_b^H \mathbf{y}, \mathbf{R}_b$	$\sum_{k=2}^{N/2} (32k^3 - 8k^2 + 52k + 65)$
	受信レプリカ	$8(NC + \sum_{k=1}^{N/2} 2M_b(k-1))$
	二乗メトリック	$2M_bN$

列 $\mathbf{R}$ の算出に必要な乗算回数は 530 回となり、ブロック QR 分解は従来の QR 分解の約 74% の乗算回数で実現できる。ミリ波帯を用いた移動伝送により高速に伝搬路応答が変動することを想定した標準規格 ARIB STD-B43[6] では、OFDM シンボル毎に各キャリアで伝搬路応答を推定する。そのため、推定した伝搬路応答に対して QR 分解またはブロック QR 分解を用いた直交化の処理を各 OFDM シンボルかつ各キャリアで行う必要があるため、伝搬路応答の直交化に伴う乗算回数を削減することは、全体の演算量を大きく削減する効果につながると考えられる。

一方、各ブロック行列を従来の MLD で信号検出する BQRM-Full-MLD では、受信レプリカの生成および二乗メトリックに必要な乗算回数は QRM-MLD と比較して増加する。 $N = 4$, QPSK 変調 ($C = 4$)、候補点の選択数 $M = M_b = 4$ とした場合、BQRM-Full-MLD では受信レプリカの生成に 192 回、二乗メトリックの算出に 320 回の乗算回数が必要となる一方、QRM-MLD では受信レプリカの生成に 160 回、二乗メトリックの算出に 104 回の乗算回数が必要となる。しかし、マンハッタンメトリックを用いて候補点を選択する BQRM-MLD では、二乗メトリックの算出に必要な乗算回数は 32 回となり、従来の QRM-MLD と比較して必要な乗算回数を大幅に削減することができる。このように、ブロック QR 分解とマンハッタンメトリックを用いた候補点の選択を行う BQRM-MLD は、従来の QRM-MLD と比較して信号検出に必要な演算量を削減することが可能となる。

信号検出全体に必要な乗算回数については、 $N = 4$ で QPSK 変調とした場合、MLD で必要となる 18,432 回の乗算回数と比較して、BQRM-MLD は $M_b = 4$ で約 1/30 倍の 617 回、 $M_b = 6$ で約 1/28 倍の 665 回となる。また、電力順 BQRM-MLD では $M_b = 4$ で約 1/28 倍の 649 回、 $M_b = 6$ で約 1/26 倍の 697 回となり、相関順 BQRM-MLD では $M_b = 4$ で約 1/27 倍の 671 回、 $M_b = 6$ で約 1/26 倍の 719 回となった。送信相関 μ および受信相関 ρ が 0.8 の有相関レイリーフェージング伝搬路では、相関順 BQRM-MLD は $M_b = 6$ のときにほぼ MLD の伝送特性と一致するため、高相関な MIMO 伝搬路においても MLD と比較して乗算回数を約 1/26 倍に削減することができたと考えられる。また、候補点の選択数が $M = M_b = 4$ の場合、並び替え QRM-MLD の乗算回数は 866 回となり、BQRM-MLD は並び替え QRM-MLD と比較して約 75% の乗算回数で同等の伝送特性が得られることがわかった。

7. む す び

本論文では、演算量を効率的に削減し、さらに特性劣化が小さい MIMO-OFDM 伝送の信号検出として、ブロック QR 分解を用いた演算量削減型 MLD を提案した。本提案方式では、まず伝搬路行列に拡張ハウスホルダー変換を施して、複数のブロック行列からなるブロック上三角行列を生成する。そして、得られた各ブロック行列において、マンハッタンメトリックをベースとした送信信号の候補点選択と、選択した候補点に対して求めた二乗メトリックをもとに尤度演算を行う。この従来の QR 分解よりも少ない乗算回数で伝搬路の直交化を実現するブロック QR 分解とマンハッタンメトリックを用いた候補点選択を行うことにより、従来の QRM-MLD よりも少ない演算量で、MLD の特性に近い伝送特性を実現できることを計算機シミュレーションにより示した。この計算機シミュレーションでは、送信アンテナ数および受信アンテナ数を 4、変調方式を QPSK 変調とした場合、送信相関および受信相関が 0.8 の有相関レイリーフェージング伝搬路において、提案方式は MLD と比較して乗算回数を約 1/26 倍に削減しながらもほぼ同等の伝送特性を実現することを確認した。さらに、従来の演算量削減型 MLD である QRM-MLD と比較しても、約 75% の乗算回数で同等の伝送特性を実現できることを示した。

本提案方式は、送信多重数や変調多値数をさらに増加させる場合においても、復調に必要な演算量を効率的に削減することが可能である。今後は、SHV 映像の素材無線伝送に向けて、実際のミリ波帯伝搬特性を考慮した周波数選択性フェージングモデルでの計算機シミュレーションによる本提案方式の伝送特性の評価を進めていくとともに、本提案方式に 16QAM 以上の多値変調を適用した大容量伝送の検討や装置開発を進めていく。

〔文 献〕

- 1) M. Sugawara, M. Emoto, K. Masaoka, Y. Nishida and Y. Shishikui: "SUPER Hi-VISION for the Next Generation Television", ITE Trans. on MTA, **1**, 1, pp.27-33 (2013)
- 2) "Parameter Values for UHDTV Systems for Production and International Programme Exchange", Recommendation ITU-R BT.2020 (Aug. 2012)
- 3) M. Sugawara, S. Sawada, H. Fujinuma, Y. Shishikui, J. Zubrzycki, R. Weerakkody and A. Queded: "Super Hi-Vision at the London 2012 Olympics", SMPTE Mot. Imag Journal, **122**, 1, pp.29-39 (Jan-Feb. 2013)
- 4) G. J. Foschini: "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas", Bell Labs Technical Journal, pp.41-59 (Aug. 1996)
- 5) R. D. Murch and K. B. Letaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access", IEEE Commun. Mag., **49**, 1, pp.70-83 (Apr. 2002)
- 6) "Portable Millimeter-Wave Digital Transmission System for Television Program Contribution", Standard, ARIB STD-B43 version 1.0, Association of Radio Industries and Businesses (2008)
- 7) R. van Nee, A. van Zelst and G. Awater: "Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System", Proc. IEEE VTC2000 Spring, **1**, pp.6-10 (May. 2000)
- 8) K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gibson: "A QRD-M/Kalman Filter-Based Detection and Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems", IEEE Trans. Wireless Commun., **4**, 2, pp.710-721 (Mar. 2005)
- 9) M. Higashinaka, K. Motoyoshi, A. Okazaki, T. Nagayasu, H. Kubo and A. Shibuya: "Likelihood Estimation for Reduced-Complexity ML Detectors in a MIMO Spatial-Multiplexing System", IEICE Trans. Commun., **E91-B**, 3, pp.837-847 (Mar. 2008)
- 10) K. Higuchi, H. Kawai, H. Taoka, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates for Quasi-Maximum Likelihood Detection Using M-Algorithm with QR-Decomposition for OFDM MIMO Multiplexing", IEICE Trans. Commun., **E92-B**, 4, pp.1258-1271 (Apr. 2009)
- 11) T. Koike, Y. Seki, H. Murata and S. Yoshida: "Prototype Implementation of Real-Time ML Detectors for Spatial Multiplexing Transmission", IEICE Trans. Commun., **E89-B**, 3, pp.845-852 (Mar. 2006)
- 12) S. Nagayama and T. Hattori: "A Proposal of RM QRM-MLD with Independent Adaptive Control of Surviving Symbol Replica Candidates for MIMO-OFDM system", Proc. IEEE VTC-2007 Fall., pp.452-456 (Sept. 2007)
- 13) D. Wubben, J. Rinas, R. Bohnke, V. Kuhn and K. D. Kammeyer: "Efficient Algorithm for Detecting Layered Space-Time Codes", Proc. 4th Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding, pp.399-405 (Jan. 2002)
- 14) F. Rotella and I. Zambettakis: "Block Householder Transformation for Parallel QR Factorization", Applied Mathematics Letters, **12**, 4, pp.29-34 (May. 1999)
- 15) 関, 伊藤, 鹿倉, 川合, 前田, 樋口: "OFCDM MIMO 多重におけるシンボルレプリカ候補削減型 QR 分解-MLD に適した軟判定ターボ復号の尤度情報生成法", 信学技報, RCS2003-314, pp.67-72, (Mar. 2004)
- 16) J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen: "A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation", IEEE Journal on Selected Areas Commun., **20**, 6, pp.1211-1226 (Aug. 2002)

すずき しんいち

鈴木 慎一 2002 年, 東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年, NHK 入局, 同放送技術研究所に勤務。以来, OFDM 信号の符号分割多重方式, MIMO 伝送方式, テレビ撮影用ハイビジョンワイヤレスカメラの研究・開発に従事。2008 年電子情報通信学会学術奨励賞, 2012 年映像情報メディア学会優秀研究発表賞。東京工業大学博士課程在学。正会員。

こごう なおと

小郷 直人 2001 年, 横浜国立大学大学院工学研究科人工環境システム学専攻修士課程修了。同年, NHK 入局。放送技術局を経て, 2004 年より, 同放送技術研究所に勤務。以来, 放送受信用小形アンテナ, 移動中継用アンテナ, ミリ波帯素材伝送用アンテナ, 人体とアンテナの相互影響評価の研究に従事。博士 (工学)。正会員。

はまづみ ひろゆき

濱住 啓之 1982 年, 福井工業高専電気工学科卒業。同年, NHK 入局。津放送局を経て, 1987 年より, 同放送技術研究所に勤務し, 地上放送や番組素材伝送のためのデジタル無線伝送技術の研究開発に従事。その後, 技術局を経て2004年より, 放送技術研究所にて地上デジタル放送の送受信技術の研究・開発に従事。博士 (工学)。正会員。

ふかわ かずひこ

府川 和彦 1987 年, 東京工業大学・修士課程修了, 同年 NTT 横須賀通信研究所入所。以来, デジタル移動通信方式の伝送技術, 特に等化器, 干渉キャンセラの研究に従事。1992 年, NTT 移動通信網株式会社 (現 NTT ドコモ) へ転籍, 2000 年, 東京工業大学・准教授で現在に至る。博士 (工学)。

すずき ひろし

鈴木 博 1974 年, 東京工業大学・修士課程修了, 同年日本電信電話公社入社。以来, 携帯電話, 干渉キャンセル, MIMO-OFDM の研究に従事。日本電信電話株式会社への社名変更を経て 1992 年, NTT 移動通信網株式会社 (現 NTT ドコモ) へ転籍。1996 年, 東京工業大学・教授, 現在に至る。博士 (工学)