論文

双方向ミリ波ハイビジョンワイヤレスカメラシステムの開発

Millimeter-wave High Definition Wireless Camera Two-way Transmission System

正会員 鈴木 慎一[†], 正会員 中川 孝之[†], 正会員 池田 哲臣[†]Shinichi Suzuki[†], Takayuki Nakagawa[†] and Tetsuomi Ikeda[†]

Abstract We have been researching a wireless camera system called "Millimeter-wave Mobile Camera", whose performance and functionality match those of cable-connected High Definition Television (HDTV) cameras. HDTV pictures transmission with high-capacity and low delay for main link and HDTV camera control signals transmission with high link reliability for return link are required for the wireless camera. To fulfill these requirements, millimeter-wave (42/55-GHz) band and Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) multiplexing technology enable main link to wirelessly transmit compressed HDTV video at rates of up to 160 [Mbps] with a latency of less than one picture frame. In addition, the millimeter-wave band and Space-Time Block Coding (STBC) technique are also used for return link to realize important camera functions such as highly precise HDTV camera control. This paper describes the feature of the wireless camera system and MIMO technologies for main link and return link, and operation example of the wireless camera in the 61st NHK Red and White Year-End Song Festival.

キーワード：ミリ波, ワイヤレスハイビジョンカメラ, MIMO-OFDM, STBC, 低遅延, 高画質, 送り返し, 双方向伝送

1. ま え が き

スポーツ中継や音楽番組, ドラマ番組などの撮影現場において, カメラケーブルにとらわれない番組撮影用のワイヤレス HDTV(High Definition Television) カメラの需要は大きい. 従来のカメラケーブル接続の撮影用 HDTV カメラと比較して, 機動性を活かした多彩なカメラワークが期待できるだけでなく, 設営準備の簡素化やケーブル捌きの作業が軽減されるとともに, 撮影者を含む出演者や観客に対する安全性の向上など様々な効果を生み出すことが可能である. 現在, 高い機動性が求められる屋外中継ではマイクロ波帯の FPU(Field Pick-up Unit) 装置¹⁾を用いたワイヤレス HDTV カメラが使用されている. しかし, ドラマ番組や音楽番組などの主にスタジオで行われる撮影においては, より高い画質, 精密なカメラ制御, 複数台のワイヤレスカメラの同時使用などが求められ, その高い演出効果にも関わらず使用される頻度は少なかった.

スタジオで使用するワイヤレス HDTV カメラには, 従来のカメラケーブル接続の HDTV カメラと同等の性能・機

能を実現する必要がある. 下記にワイヤレス HDTV カメラに求められる要求条件を示す²⁾.

- (1) 高画質 (低圧縮)HDTV 映像伝送 (100Mbps 以上)
- (2) 映像の低遅延伝送 (1 フレーム以内)
- (3) 高い回線信頼性 (数十~数百 m の範囲を途切れない無線伝送)
- (4) カメラと副調整室との間の双方向通信

(1)-(3)の要求条件は, 視聴者が従来の HDTV カメラの映像と切り替わっても違和感を覚えない自然な HDTV 映像を届けるために必要となる. 一方, (4)の要求条件は, 従来の HDTV カメラと同等の操作性を実現するために, カメラから副調整室に撮影映像を送信する「本線」伝送に加えて, 副調整室からカメラに制御信号や確認映像などを送信する「送り返し」伝送の 2 種類の無線伝送が必要であることを示している.

筆者らは, これらの要求条件を満足するワイヤレス HDTV カメラを実現するために, 素材伝送用として割り当てられた広帯域利用が可能なミリ波帯電波 (42GHz 帯, 55GHz 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³⁾⁴⁾を適用した HDTV 映像の双方向無線伝送システム「ミリ波モバイルカメラ」を開発した. ミリ波モバイルカメラは, 撮影した HDTV 映像を高画質かつ低遅延で伝送することに加え, 送り返し用 HDTV 映

2011 年 5 月 26 日受付, 2011 年 9 月 2 日再受付, 2011 年 9 月 30 日採録

[†] 日本放送協会 放送技術研究所

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

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

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

像の無線伝送、ハイビジョンカメラの精密な遠隔制御、ゲンロック、インカム通信など従来のケーブル接続のHDTVカメラと同等の機能を実現している。そして、この42GHz帯(41.0GHz-42.0GHz)と55GHz帯(54.27GHz-55.27GHz)の電波を用いたミリ波モバイルカメラの伝送技術は、ARIB STD-B43⁵⁾に採用された。

本論文では、2章でミリ波モバイルカメラのシステム構成について説明する。3章では、本線と送り返しの無線伝送に用いたMIMO-OFDM技術や伝搬路応答の推定方法を示す。また4章では、システム評価として、3章で述べた伝搬路応答の推定方法の推定誤差や本線伝送と送り返し伝送の伝送特性について、計算機シミュレーションの結果をもとに論じる。5章では、ミリ波モバイルカメラの実際の番組運用例を報告し、最後に6章にて本論文をまとめる。

2. ミリ波モバイルカメラシステム

2.1 システム概要

図1に、ミリ波帯電波を用いたミリ波モバイルカメラのシステムブロック図を示す。まず、本線の伝送システムについて説明する。図1のカメラ側伝送装置は、HDTVカメラに接続される。撮影されたHDTV映像は、カメラ側伝送装置内のMPEG2エンコーダを経由して本線変調部に入力され、MIMO-OFDM変調処理が施される。その後、ミリ波帯送受信部から2系統のOFDM信号がミリ波帯電波を搬送波として送信される。これらのOFDM信号は、4系統のミリ波帯送受信部の受信部でIF信号に変換され、さらに光変換部において光信号に変換された後、光回線を介して副調整室まで伝送される。その後、4系統の受信IF信号は、副調整室側の光変換部で電気信号に変換され、本線復調部でMIMO-OFDM復調処理が施された後、MPEG2デコーダにより元のHDTV映像が出力される。本線映像の遅延時間は、コーデック遅延と時間インターリーブを含めて約21[msec]となる。

次に、送り返しの伝送システムについて説明する。MPEG2エンコーダを経由した撮影者の確認用HDオンエア映像

(以下、送り返し映像)、インカムの音声信号、カメラの同期信号であるGen-Lock(Generator Lock)信号、タリー信号およびカメラ制御信号は、すべて副調整室側の制御多重分離部においてTS(Transport Stream)信号として多重され、送り返し変調部に入力される。送り返し変調部では、STBC(Space-Time Block Coding)符号化およびOFDM変調処理が施され、4系統の送信IF信号として、光変換部と光波長多重部を介して光回線を通して現場側に向けて伝送される。現場側において、光波長多重部および光変換部を経由して電気信号に変換された後、4系統のOFDM信号は、ミリ波帯送受信部の各送信部からミリ波帯電波を搬送波として送信される。この送り返しのミリ波帯電波は、本線とは異なる周波数を用いている。これらのOFDM信号は、カメラ側のミリ波帯受信部においてIF信号に変換された後、送り返し復調部でSTBC復号およびOFDM復調処理が施されて制御多重分離部に入力される。制御多重分離部では、カメラ制御信号など必要な信号を抽出し、HDTVカメラに出力する。送り返し映像の遅延時間は、コーデック遅延および時間インターリーブを含めて約21[msec]となる。

本線と送り返しを用いた双方向通信を行うインターフェースの役割は、図1の制御多重分離部が担う。特に、HDTVカメラは、カメラコントローラとの間でカメラ制御信号のやり取りを随時行うため、制御多重分離部で本線と送り返しで双方向に送信されるカメラ制御信号を抽出して、HDTVカメラやカメラコントローラに出力する。このカメラ制御信号の無線伝送には特に高い回線信頼性が求められる。そのため、本線方向の信号伝送では、映像信号を伝送するデータキャリアとは別に多値数の小さいBPSK変調を施したOFDM信号のACキャリアを用いて伝送する。一方、送り返し方向の伝送では、カメラ制御信号は送り返し映像とTS信号として多重され、BPSK変調を施したOFDM信号のデータキャリアを用いて送信する。この副調整室側の制御多重分離部は、最大4台分のカメラ制御信号などの送り返しの信号をTS信号に多重して伝送することが可能である。各カメラの制御多重分離部は、送り返し復調部で復

図1 ミリ波モバイルカメラのシステムブロック図
Millimeter-wave Mobile Camera system diagram.

図 2 ミリ波帯チャンネル割り当て
Channel allocation of millimeter-wave band.

調した TS 信号から各 HDTV カメラに必要な信号のみを抽出する。この制御多重分離部により、双方向通信が必要な精密なカメラの遠隔制御やインカム通信が可能となる。さらに、ゲンロック信号の送り返し伝送により、本線映像の伝送遅延の最小化やフレームスキップの防止を実現した。

本線のミリ波帯送信部および送り返しのミリ波帯受信部には、撮影者が自由に動いて撮影することを想定して水平面無指向性のアンテナを装備する。一方、ミリ波帯送信部の送信部および受信部には、10[dBi] のアンテナ利得を有するホーンアンテナを用いる。本線および送り返しの無線伝送では異なる周波数を搬送波としているが、送受信アンテナ同士が非常に接近しているため、本線に垂直偏波、送り返しに水平偏波を割り当てることで、電波の回り込みによる干渉の影響の低減を実現している。カメラ側で装備する送り返し伝送の水平面無指向性の水平偏波アンテナについては、水平面無指向性の垂直偏波アンテナに直交偏波変換板⁶⁾を装荷し、アンテナからの放射電波の偏波を垂直偏波から水平偏波に変換することで実現している⁷⁾。

2.2 チャンネル構成

ミリ波モバイルカメラでは、日本の放送事業者素材伝送用として割り当てられた 42GHz 帯と 55GHz 帯電波を搬送波として使用する。42GHz 帯と 55GHz 帯には、それぞれ 1[GHz] の帯域幅が割り当てられており、ARIB STD-B43⁵⁾では帯域幅が 125[MHz]、500[MHz]、1[GHz] の 3 種類のシステムについて規定している。さらに、帯域幅 125[MHz] のシステムには、ハーフモードとして帯域幅 62.5[MHz] のシステムについても規定されており、42GHz 帯と 55GHz 帯電波それぞれに対して、最大 16 チャンネルの使用が可能となる。図 2 に 42GHz 帯および 55GHz 帯のハーフモードを含む 125MHz システムのチャンネル割り当てを示す。

ミリ波モバイルカメラはハーフモードの OFDM 伝送システムを基に設計されており、本線と送り返し伝送に 16 のチャンネルを割り振ることで、同時に使用するカメラ台数を増やしたり複数の送り返し映像を送信したりと撮影現場に応じたシステムを構築する事ができる。

3. 本線および送り返し伝送技術

3.1 伝搬路応答の推定方法

本線の MIMO 復調および送り返しの STBC 復号には、各送受信アンテナ間の伝搬路応答が必要となる。この伝搬路

図 3 パイロット信号配置
Alignment of pilot carriers.

応答は、OFDM 信号に含まれる既知の基準信号 (パイロット信号) より推定されるが、複数の送信アンテナから同時に送信される OFDM 信号が混信して受信されるため、混信したパイロット信号を各送受信アンテナ間の伝搬路毎に分離する。ミリ波モバイルカメラでは、各送受信アンテナ間の複数の伝搬路応答成分を同時に求めるパイロット多重方式を開発し適用している⁸⁾。

ミリ波モバイルカメラのパイロット信号配置を図 3 に示す。パイロット信号配置は、移動伝送を考慮してシンボル時間に関わらず周波数 (キャリア) 位置が一定となる CP (Continual Pilot) 配置をとる。パイロット多重方式は、送信アンテナ毎に固有の直交符号を割り当て、各送信アンテナから出力される OFDM 信号のパイロット信号に直交符号の成分をシンボル毎に乗算する。ミリ波モバイルカメラでは、本線で送信 2 システム、送り返しで送信 4 システムの伝送を想定しており、最大 4 システムの送信信号分のパイロット信号に割り当てることができるように、符号長 4 の直交符号を用いた。直交符号として用いる 4×4 の正規直交 Walsh-Hadamard 行列 $\mathbf{W}$ を (1) 式に示す。

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

(1) 式の直交行列 $\mathbf{W}$ の行方向はシンボル方向 (時間方向)、列方向は割り当てする送信アンテナ番号を示す。図 4 に直交行列 $\mathbf{W}$ が割り当てられた各送信機のパイロット信号を示す。図 4 では、直交行列 $\mathbf{W}$ の 1 列目から 4 列目の列成分を送信アンテナ 1 から送信アンテナ 4 に割り当て、各行の成分は各シンボルの全てのパイロット信号に乗算する。ここで、「1」の成分を割り当てられたシンボルのパイロット信号は変化せず、「-1」の成分を割り当てられたシンボルのパイロット信号は 180 度位相が反転する。パイロット信号 $\mathbf{P}$ に対して、シンボル時間 t 、送信アンテナ $j (= 1, \dots, 4)$ で送信するパイロット信号 x_p は (2) 式で表される。

$$\begin{aligned} x_p(t', j) &= \mathbf{W}(t', j) \cdot \mathbf{P} \\ t' &= (t - 1) \pmod{T} \end{aligned} \quad (2)$$

図 4 直交符号を乗算した各送信機のパイロット信号
Pilot carriers multiplied by orthogonal code.

(2) 式の $T(=4)$ は、直交行列 $\mathbf{W}$ の周期を示す。各送信アンテナからのパイロット信号 $x_p(j)$ は、送信アンテナ j と受信アンテナ i を結ぶ伝搬路 h_{ij} を経由して合成される。送信 4 系統の OFDM 信号を受信アンテナ i で受信したパイロット信号 $y_p(i)$ は (3) 式で表される。

$$y_p(t', i) = \sum_{j=1}^4 h_{ij} \cdot x_p(t', j) \quad (3)$$

例えば、送信アンテナ 1 と受信アンテナ i の伝搬路応答 h_{i1} を求める場合、この受信したパイロット信号 $y_p(t', i)$ に送信アンテナ 1 に割り当てた直交符号 $\mathbf{W}(t', 1)$ を畳み込み積分する。直交符号は、同列のベクトル成分同士を畳み込み積分した場合にのみ 0 以外の値をとるので、任意の整数 a, b に対して (4) 式が成立する。

$$\frac{1}{T} \sum_{t'=1}^4 \mathbf{W}(t', a) \cdot \mathbf{W}(t', b) = \begin{cases} 1 & a = b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

(4) 式より、受信したパイロット信号に直交符号 $\mathbf{W}$ の各列成分を乗算することで、各伝搬路応答のパイロット信号の成分のみを抽出することができる。(2) 式および (3) 式をもとに、パイロット信号に割り当てた直交符号成分 $\mathbf{W}(t', 1)$ を受信信号に乗算することで (5) 式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \sum_{t'=1}^T \mathbf{W}(t', 1) \cdot y_p(t', i) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{t'=1}^T \mathbf{W}(t', 1) \sum_{j=1}^4 h_{ij} \cdot \mathbf{W}(t', j) \cdot \mathbf{P} \\ &= h_{i1} \cdot \mathbf{P} \end{aligned} \quad (5)$$

パイロット信号 P が既知であるので、(5) 式から伝搬路応答 h_{i1} を推定する事ができる。他の送信アンテナとの伝搬路応答についても、同様の操作で求めることができる。送信 2 系統の本線伝送では、直交符号 $\mathbf{W}$ の 1 列目と 2 列目の成分のみ各送信アンテナに割り当てて推定を行う。

表 1 本線伝送の OFDM 信号諸元
OFDM parameters of main link.

占有周波数帯域幅	54.40 [MHz]	
出力電力 (OFDM)	100 [mW] × 2	
有効シンボル長 (T_e)	15.75 [μsec]	
ガードインターバル長	$T_e \times \frac{1}{16}$ [μsec]	
FFT ポイント数	1024	
キャリア数	データ	672
	パイロット	108
	AC	66
キャリア変調方式	データ	QPSK or 16QAM
	パイロット	BPSK
	AC	BPSK
誤り訂正	内符号	$\frac{1}{2}$ 畳み込み符号
	外符号	(204, 188) リードソロモン符号

図 5 送信 2 系統・受信 4 系統の MIMO 多重伝送
2x4 MIMO multiplexing transmission.

図 6 MIMO 変調部のブロック図
MIMO modulation block diagram.

3.2 本線の MIMO 多重伝送方式

本線の無線伝送では、撮影した HDTV 映像をケーブル接続のカメラ映像と遜色ない高画質・低遅延で伝送するために、特に大容量の信号伝送が求められる。ミリ波モバイルカメラでは、2 本の送信アンテナから情報の異なる OFDM 信号を同一周波数上で送信する MIMO 多重伝送を適用し、周波数利用効率の向上を図っている。表 1 に本線伝送の OFDM 信号諸元、図 5 に送信 2 系統・受信 4 系統の MIMO 多重伝送の概要を示す。

2 本の送信アンテナから出力される異なる OFDM 信号は、各送受信アンテナ間の伝搬路応答を経由して、4 本の受信アンテナで受信される。送信アンテナ $j(=1, 2)$ の送信信号 x_j と各伝搬路応答 h_{ij} を経由して、受信アンテナ $i(=1, \dots, 4)$ で受信する受信信号 y_i の関係を (6) 式に示す。ここで、 n_i は受信機 i の雑音を示す。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

ミリ波モバイルカメラの本線伝送には、OFDM 信号のデータキャリアの変調方式として、QPSK または 16QAM

を用いる。本線伝送の映像 TS レートは、変調方式が QPSK の場合で $80[\text{Mbps}]$ 、16QAM の場合で $160[\text{Mbps}]$ となる。図 6 に図 5 の MIMO 変調部のブロック図を示す。MIMO 変調部では、 $\frac{1}{2}$ 畳み込み符号化の出力に対してそれぞれ OFDM 信号処理を施す。ミリ波モバイルカメラでは、得られた OFDM 信号を同一周波数の 42GHz 帯電波にアップコンバートして同時に送信する。

本線伝送の MIMO-OFDM 復調部では、変調方式が QPSK の場合には軟判定の最尤推定 (MLD:Maximal Likelihood Detection) 方式⁹⁾¹⁰⁾ による復調を行う。MLD 方式は、(6) 式の送信信号 x_j に QPSK のコンスタレーション上のすべての候補点 (4 点) を代入してレプリカ信号を求め、受信信号 y_i とのユークリッド距離 L を求める。ここで、 $\tilde{h}_{ij}$ は受信側で求めた伝搬路応答の推定結果を示す。

$$L = \sum_{i=1}^4 \left| y_i - \sum_{j=1}^2 \tilde{h}_{ij} \cdot x_j \right| \quad (7)$$

(7) 式の $x_j (j = 1, 2)$ に送信信号の全候補点の組合せを代入するため、各受信機におけるデータキャリア 1 本当たりのユークリッド距離の演算回数は $(4)^2 = 16$ 回となる。求めたユークリッド距離は、レプリカ信号を生成する QPSK の候補点をもとにビット毎にグループ化し、グループ内のユークリッド距離の最小値をグループの属する各ビットの尤度情報として軟判定ビタビ復号を行う。

この MLD 方式は、MIMO 多重伝送の復調方式として最も優れた伝送特性を示す。一方、多重する送信系統数や変調多値数が増加した場合、復調に必要な演算量は指数関数的に増加するため、装置実装化が難しい。そこで、変調方式が 16QAM の場合では、筆者らが提案する伝搬路応答行列に QR 分解を施して演算量を大幅に削減する MIMO 復調方式を用いる¹¹⁾。(6) 式の伝搬路応答に QR 分解を施す。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} = (\mathbf{Q}\mathbf{R})\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{Q}$ は 4×4 のユニタリ行列、 $\mathbf{R}$ は 4×2 の上三角行列を示す。(8) 式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。

$$\begin{bmatrix} y'_1 \\ y'_2 \\ y'_3 \\ y'_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ 0 & R_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \quad (9)$$

(9) 式の雑音成分である $\mathbf{Q}^H \mathbf{N}$ を無視して得られた x_1, x_2 の復調結果に、図 7 で示す 16QAM のコンスタレーション上の候補点 $\mathbf{S}_n (n = 1, \dots, 16)$ を x_2 に代入して x_2 の尤度情報 Δ_{2n} や x_1 の復調候補点 x'_{1n} を得る。

$$\Delta_{2n} = \left| \frac{y'_2}{R_{22}} - \mathbf{S}_n \right| \quad (10)$$

$$x'_{1n} = \frac{y'_1 - \mathbf{S}_n}{R_{11}} \quad (11)$$

図 7 16QAM のコンスタレーション配置
Assignment of 16-QAM constellation.

図 8 各ビットのコンスタレーション配置
Assignment of constellation for each bit.

(11) 式で求めた、 x_2 の各候補点 $\mathbf{S}_n$ に対する x_1 の復調候補点 $x'_{1n} (n = 1, \dots, 16)$ から、 x_1 の各ビット (図 7 の $b_1, \dots, b_4$) のビット尤度 Δ_{1n} を求める。図 8 で示す様に、 x_1 および x_2 が取りうる 16QAM のコンスタレーション上の点は、各ビットの "0", "1" の値に応じて分布が異なる。 x_1 のビット尤度 $\Delta_{1n} (n = 1, \dots, 16)$ を図 8 に示す各ビットの分布の中心点と復調候補点 x'_{1n} から算出する。

$$\begin{aligned} b_1 = "0" : \Delta_{1n}^{10} &= ||\text{Re}(x'_{1n}) - 2| - 1| \\ b_1 = "1" : \Delta_{1n}^{11} &= ||\text{Re}(x'_{1n}) + 2| - 1| \\ b_2 = "0" : \Delta_{1n}^{20} &= ||\text{Im}(x'_{1n}) - 2| - 1| \\ b_2 = "1" : \Delta_{1n}^{21} &= ||\text{Im}(x'_{1n}) + 2| - 1| \\ b_3 = "0" : \Delta_{1n}^{30} &= ||\text{Re}(x'_{1n})| - 3| \\ b_3 = "1" : \Delta_{1n}^{31} &= ||\text{Re}(x'_{1n})| - 1| \\ b_4 = "0" : \Delta_{1n}^{40} &= ||\text{Im}(x'_{1n})| - 3| \\ b_4 = "1" : \Delta_{1n}^{41} &= ||\text{Im}(x'_{1n})| - 1| \end{aligned} \quad (12)$$

(12) 式で求めた x_1 のビット尤度 Δ_{1n} と (10) 式で求めた x_2 の尤度情報 Δ_{2n} を、同じ x_2 の候補点 $\mathbf{S}_n$ を持つ尤度同士で足し合わせる。

$$\Delta_{12n}^{lm} = \Delta_{2n} + \Delta_{1n}^{lm} \quad (13)$$

ここで、 $l (= 1, \dots, 4)$ は 16QAM のビット番号、 $m ("0"$ または $"1")$ は l 番目のビットの値を示す。(13) 式で得られる尤度の和 (以下、合成尤度) は、 x_1 の各ビット ($b_1, \dots, b_4$)

表 2 各復調方式の実数乗算回数の比較
Computational complexity in terms of real multiplications.

scheme	Operation	1 キャリヤ当り 実数乗算回数	2 送信・4 受信 16QAM 変調
MLD	Replica Cal	$4N_t \cdot N_r \cdot M$	512
	Metric cal	$2N_r \cdot M^{N_t}$	2048
軟判定 復調方式	$\mathbf{H} = \mathbf{QR}$	$4N_t^3$	32
	$\mathbf{Q}^H \mathbf{Y}$	$4N_t N_r$	32
	Eq.(5)	$2M + 8$	40 (16)
	Eq.(6)	$6M + 10$	106 (24)

図 9 各復調方式の誤り率特性の比較
Comparison of average BER performance.

が "0" と "1" の値を取る場合に対してそれぞれ求められ、さらに Δ_{1n} が x_2 のコンスタレーション上の全候補点 $\mathbf{S}_n (n = 1, \dots, 16)$ だけ存在するため、 $128 (= 4 \times 2 \times 16)$ 個となる。求めた合成尤度に対して、 x_1 と x_2 の各ビットが "0" と "1" の値を取る場合のすべての組合せについてグループ化し、そのグループ内で最少となる合成尤度を、各ビットを代表するブランチメトリックとして軟判定ビタビ復号器に入力して復調信号を得る。

提案する MIMO 復調方式は、QR 分解による伝搬路応答の直交化を行うことで、MLD 方式において演算する候補点の数を絞り込み、演算量の削減を実現する。直交化した伝搬路応答に対して、16QAM の全候補点 $\mathbf{S}_n$ の尤度演算を行うため、候補点削減により特定のビット尤度が計算できなくなるビット尤度消失の問題が生じない。表 2 に 1 シンボル・1 キャリヤ当りの MLD 方式と提案方式の実数乗算回数を示す。表 2 において、 N_t は送信アンテナ数、 N_r は受信アンテナ数、 M は変調多値数を示している。送信信号が図 7 のコンスタレーション配置の場合、 $\mathbf{S}_n$ の取りうる要素は実数部で 4 個 (1, -1, 3, -3)、虚数部で 4 個 (1, -1, 3, -3) に絞られるため、実数部と虚数部の要素に対する演算を事前に行うことで、実数乗算回数を更に削減することができる。表 2 の (10) 式と (11) 式に対して、コンスタレーション配置を考慮した実数乗算回数を () 内に表記する。

図 9 に、変調方式 16QAM で送信 2 系統・受信 4 系統とした場合の硬判定および軟判定 MLD 方式と提案する MIMO 復調方式の誤り率特性の計算機シミュレーション結果を示す。この誤り率は、内符号の誤り訂正であるビタビ復号を

表 3 送り返し伝送の OFDM 信号諸元
OFDM parameters of return link.

占有周波数帯域幅	54.40 [MHz]
出力電力 (OFDM)	100 [mW] $\times$ 4
有効シンボル長 (T_e)	15.75 [μ sec]
ガードインターバル長	$T_e \times \frac{1}{16}$ [μ sec]
FFT ポイント数	1024
キャリヤ	データ
変調方式	パイロット
誤り訂正	内符号
	外符号

図 10 送信 4 系統・受信 1 系統の STBC 伝送
4x1 STBC transmission.

含んだ結果で、 $150[m^2]$ 級スタジオにおける無相関 10 波レイレーフェージングモデルを元に、最大ドップラー周波数 $400[Hz]$ として求めた。図 9 から、外符号の誤り訂正によりエラーフリーとなる誤り率を 2×10^{-4} 以下とすると、軟判定の MLD 方式と比較して提案方式の所要 CNR は約 1[dB] 高くなることが確認できる。

表 2 および図 9 から、提案方式は軟判定 MLD 方式と比較して約 1[dB] の伝送特性の劣化で実数乗算回数を約 4.1% に削減することができ、さらに高い回線信頼性の実現が可能であることが示された。

3.3 送り返しの STBC 符号化方式

送り返しの無線伝送では、送り返し映像やカメラの制御信号など撮影に必要な信号を伝送するため、本線と比較して、より途切れにくい伝送が必要となる。また、撮影者が送り返し伝送システムの復調装置を装備するため、復調装置の小型・軽量化の実現が求められる。

筆者らは、途切れにくい送り返し伝送の実現のために、複数の送信アンテナを用いることで、送信ダイバーシティ効果の向上が期待できる STBC 伝送¹³⁾を適用した。この STBC 伝送は、受信アンテナ 1 本で復調システムを構成することができる上、復調に必要な演算量も比較的少ないために復調装置の小型化・軽量化も期待できる。送り返し伝送に用いる送信アンテナ数を、本線伝送の受信アンテナ数と等しい 4 系統とし、撮影者が装備する受信アンテナ数を 1 系統とする STBC 伝送を適用した。表 3 に送り返し伝送の OFDM 信号諸元、図 10 に送信 4 系統・受信 1 系統の STBC 伝送の概要を示す。

図 10 では、 k 番目 ($k = 1, \dots, 4$) のシンボル時間に入力される情報信号 s^k に対して STBC 符号化部で OFDM 信号処理と STBC 符号化処理を施し、 $j = (1, \dots, 4)$ 番目の送信アンテナから出力する OFDM 信号 $x^k_j (j = 1, \dots, 4)$ を生成する。送信アンテナ j から送信された OFDM 信号は、

それぞれ四つの伝搬路 h_{1j} を経由して 1 本の受信アンテナで受信され、STBC 復号化部において、OFDM 復調処理と STBC 復号化処理が施される。この送り返し伝送では、4 系統の送信アンテナからそれぞれ 100[mW] の OFDM 信号が送信される。

一般的に、複素信号を送信する STBC 符号化では、送信アンテナ数が増加すると直交性を保つために伝送レートが低下する。この伝送レートは、従来の 1 対 1 の伝送と比較して、送信 2 系統で 1 倍、送信 3 系統および 4 系統で $\frac{3}{4}$ 倍となる¹⁴⁾。送り返し伝送では、本線より途切れにくい伝送を実現するために変調多値数を低くする必要があり、送信アンテナ数の増加に伴う更なる伝送レートの低下は送り返し映像の画質劣化につながる。送信アンテナ数を増やしても、伝送レートが低下しない部分的な直交性を保つ疑似直交 STBC 符号化の検討が一般的に行われているが、復号に必要な演算量の増加、シンボル間の不完全な直交性による伝送特性の劣化などの問題がある¹⁵⁾。

筆者らは、多値変調に実数信号点配置の BPSK 信号を用いた送信 4 系統の直交 STBC 伝送を送り返し伝送に適用した¹⁶⁾。映像の TS 伝送レートは 20[Mbps] となる。この STBC 変調部で用いる時空間符号 $\mathbf{C}$ を (14) 式に示す。

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} s^1 & -s^2 & -s^3 & -s^4 \\ s^2 & s^1 & s^4 & -s^3 \\ s^3 & -s^4 & s^1 & s^2 \\ s^4 & s^3 & -s^2 & s^1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

(14) 式の行列において、行方向は空間軸方向 (アンテナ番号) を、列方向は時間軸方向 (OFDM シンボル時間) を示す。この符号は、送信する信号が実数の場合のみ直交条件を満たしており、送信する信号の変調方式を BPSK とした場合には、伝送レートの低下を伴うことなく、送信ダイバーシティ効果を得ることができる。シンボル時間 $k(=1, \dots, 4)$ において、この時空間符号 $\mathbf{C}$ により生成される送信アンテナ $j(=1, \dots, 4)$ の OFDM 信号 x_j^k と各伝搬路応答 h_{1j} を経由して受信される受信信号 y^k を (15) 式に記す。ここで、 n_1 は受信機の雑音を示す。

$$\begin{aligned} x_j^k &= \mathbf{C}(j, k) \\ y^k &= \sum_{j=1}^4 (h_{1j} x_j^k) + n_1 \end{aligned} \quad (15)$$

STBC 復号化部は、 $k=1$ から $k=4$ までの受信信号をもとに、STBC 復号化処理と OFDM 復調処理を行い、元の情報信号を得る。シンボル時間 $k(=1, \dots, 4)$ から送信された情報信号の復調信号 $\tilde{s}^k$ を (16) 式に示す¹⁷⁾。

$$\tilde{s}^k = \sum_{t=1}^4 \text{sgn}_t(k) \cdot y^t \cdot h_{j, \epsilon_t(k)}^* \quad (16)$$

(16) 式において、 $\text{sgn}_t(k)$ は時空間符号 $\mathbf{C}$ における t 行目の s^k の値の極性、 $h_{j, \epsilon_t(k)}$ の $\epsilon_t(k)$ は時空間符号 $\mathbf{C}$ における時間 t の s^k の行番号を示す。この復号化処理により得られる送信ダイバーシティ利得 σ は (17) 式となる。

図 11 パイロット多重と伝搬路推定による推定誤差
Errors by pilot multiplication and channel estimation.

図 12 パイロット多重と伝搬路推定による誤り率特性の変化
Change of BER performance by estimation error.

$$\sigma = \sum_{j=1}^4 |h_{1j}|^2 \quad (17)$$

送信 1 系統・受信 1 系統の OFDM 伝送と比較して、6[dB] の送信ダイバーシティ利得を得ることができる。

4. 計算機シミュレーションによるシステム評価

4.1 伝搬路応答の推定精度

本システムで用いる伝搬路推定およびパイロット多重方式の推定誤差について、計算機シミュレーションによる評価を行った。ここでは、送信側で ARIB STD-B43 の規格に従った OFDM 信号に (1) 式の直交符号をもとにしたパイロット信号の多重を行い、受信側で混信した各送受信アンテナ間のパイロット信号を分離して各伝搬路応答を推定した。また、本評価に用いた伝搬路応答は、無相関 10 波レイリーフェージングモデルをもとに生成し、最大ドップラー周波数は 400[Hz] とした。送信信号の多重数を 1 (パイロット信号の多重なし)、2, 4 とした場合のそれぞれの伝搬路応答の推定誤差を図 11 に示す。実際の伝搬路応答 H と本推定方式で求めた伝搬路応答 $\tilde{H}$ との推定誤差率を (18) 式で定義し、全伝搬路応答に対する推定誤差率の平均値を求めて推定誤差として評価した。

$$\varepsilon = \frac{|H - \tilde{H}|}{|H|} \times 100 [\%] \quad (18)$$

図 11 では、多重数が少ない 1 系統および 2 系統の推定誤差率と比較して、多重数が 4 系統の推定誤差率には若干の増加がみられる。しかし、その差は最大でも 1.5[%] 未満 (平均受信 CNR = 25[dB]) であり、パイロット信号の多重による推定誤差は非常に小さいと考えられる。特に、多重数が 1 系統と 2 系統の場合では、両者の推定誤差率はほぼ等しく、複数のパイロット信号の直交多重による推定誤差への影響はみられなかった。

次に、送信 1 系統・受信 1 系統の OFDM 信号伝送と、送信 2 系統・受信 2 系統および送信 4 系統・受信 4 系統の MIMO 多重伝送について、実伝搬路応答と本推定方式より求めた伝搬路応答から算出したそれぞれの誤り率特性を図 12 に示す。ここでは、多値変調数が増加すると推定誤差の影響が大きくなると考えて、データキャリアを 16QAM 変調とし、MIMO 多重伝送の復調には MLD 方式を用いた。送信 1 系統・受信 1 系統の伝搬路推定後の誤り率特性は、CP 配置による伝搬路推定の推定誤差の影響を受け、誤り率 2×10^{-4} における所要 CNR が約 0.6[dB] 劣化している。また、MIMO 多重伝送では、パイロット多重方式および伝搬路推定の推定誤差の影響により、送信 2 系統・受信 2 系統で所要 CNR が約 1.3[dB]、送信 4 系統・受信 4 系統で所要 CNR が約 1.7[dB] 劣化しており、送信信号の多重数の増加に伴い所要 CNR は増加している。しかし、図 12 で送信 4 系統の誤り率特性の劣化が特に大きい平均受信 CNR が 12[dB] の付近では、図 11 で示されるようにパイロット信号の多重による劣化はほとんどない。以上から、所要 CNR の劣化は主に伝搬路推定の推定誤差によるものであり、MIMO 多重伝送では精度の高い伝搬路推定が求められるために、多重数の増加に伴って誤り率特性の劣化が大きくなったと考えられる。ただし、送信 2 系統の本線伝送では、本推定方式の推定誤差による所要 CNR の劣化は 1[dB] 程度に抑えられることがわかった。

4.2 本線および送り返し伝送システムの評価

伝搬路応答推定を含めた本線および送り返しの伝送特性を計算機シミュレーションから求め、本ミリ波モバイルカメラシステムのシステム評価を行った。伝送モデルは 4.1 節で述べたモデルとし、ARIB STD-B43 の規格に従う OFDM 信号を用いた。また、算出した誤り率は全て軟判定ビット復号後の値とした。

まず、本線伝送において、伝送レートが 80Mbps である送信 2 系統・QPSK 変調の MLD 方式 (以下、QPSK-MLD 方式) と、伝送レートが 160Mbps の送信 2 系統・16QAM 変調の MIMO 復調方式 (以下、16QAM-QR-MLD 方式) による誤り率特性を図 13 に示す。図 13 では、受信系統数を 2, 3, 4 とした場合のそれぞれの誤り率特性を示した。スタジオや NHK ホール等の屋内環境で、ミリ波モバイルカメラを使用する場合の最大伝送距離を 50[m] と仮定すると、フェージングマージを加えた回線設計により必要な受信 CNR は約 12.8[dB] となる¹⁸⁾。図 13 より所要 CNR が

図 13 本線伝送の誤り率特性
BER performance of main link.

図 14 送り返し伝送の誤り率特性
BER performance of return link.

12.8[dB] を下回る誤り率特性の条件は、QPSK-MLD 方式の場合で受信系統数が 2 以上、16QAM-QR-MLD 方式の場合で受信系統数が 3 以上の場合である。このことから、屋内環境においては、スタジオセットなどの遮蔽物により幾つかの受信機で完全に信号が受信できなくなった場合でも、信号を受信できる受信機が 2 系統以上であれば 80Mbps、3 系統以上であれば 160Mbps の伝送レートの本線伝送が実現できると考えられる。

図 14 に、送り返しの STBC 符号化伝送の誤り率特性の計算機シミュレーション結果を示す。送り返し伝送では、カメラの移動範囲に沿って少なくとも 1 系統の送信信号が受信できるように 4 系統の送信機を分散して配置する。そのため、カメラ側の送り返し受信機が受信できる送信信号の系統数は撮影場所によって減少する。そこで、図 14 には送信アンテナ数を 1, 2, 3, 4 系統とした場合の誤り率特性の計算結果を載せた。この STBC 符号化伝送では各送信アンテナから同一の情報信号を送信しており、さらに本システムでは、各送信アンテナから出力される送信電力は、一定で送信アンテナ数の増加に比例して総送信電力が増大するため、図 14 の各誤り率特性の平均受信 CNR は各送信系統数で正規化している。

図 14 において誤り率 2×10^{-4} における所要 CNR に着目すると、送信 4 系統で -1.1[dB]、送信 3 系統で 1.7[dB]、

送信 2 系統で $5.8[dB]$ となっている。図 13 において、本線伝送で最も優れた誤り率特性を持つ受信 4 系統の QPSK-MLD 方式の所要 CNR が $1.8[dB]$ であるため、送信 3 系統以上のダイバーシティ効果を得た送り返し伝送であれば、本線伝送より高い回線信頼性を実現できる。本システムでは、本線の受信部と送り返しの送信部は一体化しているため、本線と送り返しの各受信機での受信 CNR や実際に受信できる OFDM 信号数はほぼ等しい。以上より、本線伝送で撮影映像を誤りなく伝送できる範囲では、本送り返し方式で伝送するカメラの遠隔制御やゲンロックの同期を安定して行うことが可能だと考えられる。

5. 第 61 回 NHK 紅白歌合戦での運用

ミリ波モバイルカメラは、その高い映像伝送レートと複数台の同時利用が可能である点から、2008 年の第 59 回 NHK 紅白歌合戦で初めて番組に使用されてから現在に至るまで、スポーツ中継などの多くの番組撮影に使用された¹⁹⁾¹⁸⁾。当初は本線伝送に、16QAM 変調や QPSK 変調の送信 1 系統の OFDM 信号伝送により番組撮影を行っていた。また、送り返しも $2.4[GHz]$ 帯の特定小電力無線局を用いて片方向通信の簡易的な制御信号のみを伝送していた。その後、2009 年の第 60 回 NHK 紅白歌合戦で本線に QPSK 変調の MIMO 多重伝送、2010 年の第 61 回 NHK 紅白歌合戦では、送り返しに送信 4 系統の STBC 伝送方式を適用して、送り返し機能を充実させたミリ波モバイルカメラを番組撮影に使用することに成功した。

第 61 回 NHK 紅白歌合戦では、多くの出演者がいる中で大規模なセット転換を迅速に行う必要があり、高い機動性により得られる演出上の効果に加え、出演者にケーブルの影響を与えない安全性の面からもミリ波モバイルカメラの使用が求められた。この撮影では、会場である NHK ホールの 1 階の観客席全域から上袖と下袖を含む舞台全域に至る広い範囲で途切れない無線伝送が必要となる。そこで、4 台の $42GHz$ 帯のミリ波帯送受信部²⁰⁾を NHK ホール内に効果的に配置した。 $42GHz$ 帯のミリ波帯送受信部を図 15、NHK ホール内のミリ波帯送受信部の配置を図 16 に示す。

本撮影では、クレーンカメラを含む 18 台の撮影カメラが使用され、その中でミリ波モバイルカメラは、舞台上手および舞台下手の防振装置付き HDTV カメラと合わせて合計 2 台が用いられた。舞台下手では第 7 番目の撮影カメラとして、送信 2 系統・QPSK 変調の MIMO 多重伝送を行った。一方、舞台上手では第 8 番目の撮影カメラとして、送信 1 系統・16QAM 変調の最大比合成復調による OFDM 信号伝送を行った。送信 1 系統の OFDM 信号伝送は、伝送レートは送信 2 系統の MIMO 多重伝送と等しいが、変調多値数が大きいいため所要 CNR は高くなり、MIMO 多重伝送を行った場合と比較して伝送特性は低くなる。しかし、送信系統数が少なく、カメラ側が装備する送信装置の小型化を実現することができた。

図 15 ミリ波帯送受信部

Millimeter-wave transceiver for main and return link.

図 16 NHK ホールにおけるミリ波帯送受信部の配置

Arrangement of millimeter-wave transceiver in NHK Hall.

図 17 ミリ波モバイルカメラ (MIMO 多重伝送) の撮影の様子

Example scene using the camera.

ミリ波モバイルカメラ 2 台の本線伝送には、それぞれ $41.03125GHz$ (図 2 の 1ch) と $41.28125GHz$ (図 2 の 5ch) の周波数を割り当て、この異なる周波数の電波を 4 系統の $42GHz$ 帯送受信装置で同時に受信した。ただし、16QAM 変調の OFDM 信号を送信するミリ波モバイルカメラでは、MIMO 多重伝送よりも低い伝送特性を補うために、図 16 に示す本線の信号を受信する補助系受信部 5 と 6 を追加して設置し、撮影場所に応じて $42GHz$ 帯送受信部の受信部と補助系受信部を切り替えて使用した。一方、送り返し伝送には中心周波数が $41.96875GHz$ (図 2 の 16ch) のチャンネルを 2 台のミリ波モバイルカメラに共通に割り当てた。

また、撮影前にNHKホール内の各地点において伝送実験を行った¹⁹⁾。その結果、撮影範囲であるステージ上および1階観客席内において、誤り訂正を含まない誤り率は送信1系統・16QAM変調の場合で最大値 6.81×10^{-4} 、送信2系統・QPSK変調の場合でも 10^{-5} 台以下となることを確認した。 2.0×10^{-2} 以下の誤り率は誤り訂正により疑似エラーフリーとみなせるため、撮影範囲全域を誤りなく伝送できることがわかった。撮影範囲外でも、スタジオセットの影となる図16に示すA,Bの範囲を除いた上下袖の舞台裏、2階から3階の観客席の全域に至るまで、本線および送り返しを途切れずに伝送できることを確認した。

第61回NHK紅白歌合戦の撮影では、撮影者と本線変調および送り返し復調を行う基板を内蔵する筐体、42GHz帯高周波部、バッテリーを背負うアシスタントの2名体制でミリ波モバイルカメラは運用された(図17)。そして、19曲の歌唱シーンとオープニング、エンディングを含む合計50以上のカットの撮影に用いられ、映像遅延や画質劣化を気にすることなく、カメラケーブル接続のHDTVカメラと本カメラの映像を自由に切り替えて使用された。また、カメラ制御信号および送り返し映像も途切れずに安定して伝送することができ、多彩な映像表現や安全性の向上の面で番組制作に大きく貢献した。

6. む す び

筆者らは、ドラマ番組や音楽番組などの撮影で、カメラケーブルの制約に縛られずに多彩な映像表現を演出することができるハイビジョンワイヤレスカメラ「ミリ波モバイルカメラ」の開発を進めている。そして、42GHz帯電波の広帯域利用、2系統の送信アンテナを用いたMIMO多重伝送方式、4系統の送信アンテナを用いた時空間符号化方式を適用することで、ハイビジョン映像の低圧縮かつ低遅延無線伝送を行う本線伝送と安定した無線伝送を行う送り返し伝送を実現した。さらに、本カメラは本線と送り返しを連携させた双方向無線伝送を実現し、今までのワイヤレスカメラでは実現できなかったゲンロック、双方向通信が必要な精密なカメラ遠隔制御、送り返し映像の低遅延伝送、インカム通信などカメラケーブル接続のHDTVカメラと遜色ない送り返し機能・操作性を実現した。

ミリ波モバイルカメラは、2010年の第61回NHK紅白歌合戦の撮影において、合計50以上のカットの撮影に使用され、その高い機動性による多彩な映像表現や安全性の向上の面で番組制作に大きく貢献するとともに、番組撮影におけるミリ波モバイルカメラの高い有効性を示した。

〔文 献〕

- 1) "Portable OFDM Digital Transmission System for Television Program Contribution", Standard, ARIB STD-B33 version 1.1, Association of Radio Industries and Businesses (2005)
- 2) 中島健二, 池田哲臣: "スタジオ用ワイヤレスカメラのシステム要求条件の検討", 映像学年次大, pp10-5 (Aug. 2002)
- 3) G.J. Foschini: "Layered space-time architecture for wireless com-

munications in a fading environment when using multi-element antennas", Bell Labs. Tech. J., pp.41-59 (Aug. 1996)

- 4) R.D. Murch and K.B. Ietaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access", IEEE Commun.Mag., **49**, 1, pp.70-83 (April 2002)
- 5) "Portable Millimeter-Wave Digital Transmission System for Television Program Contribution", Standard, ARIB STD-B43 version 1.0, Association of Radio Industries and Businesses (2008)
- 6) 米山務, 川原祐紀: "ミリ波用偏波変換膜", 信学論, **J82-C-I**, 1, pp26-27 (Jan.1999)
- 7) 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣: "直交偏波オムニアンテナを用いた42GHz帯ワイヤレスカメラの伝送特性の解析", 映像学技報, **35**, 3, pp.109-114, BCT2011-26 (Jan.2011)
- 8) 古田浩之, 池田哲臣: "スタジオカメラ用無線ネットワークのためのMIMO-OFDM用チャネル推定方法の一検討", 信学技報 AP2003-216, RCS2003-222, pp.473-48 (Nov. 2003)
- 9) 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)
- 10) 東中雅嗣, 岡崎彰浩, 元吉克幸, 永易孝幸, 久保博嗣, 渋谷昭宏: "演算量削減最尤判定法を用いたMIMOシステムにおける軟判定値生成に関する検討", 2005年信学技報, RCS 2005-91, pp37-42 (Oct.2005)
- 11) 鈴木慎一, 中川孝之, 古田浩之, 池田哲臣: "軟判定MIMO-OFDM復調方式と演算量削減の検討", 2008年信学技報, RCS 2007-236, pp299-304 (Mar.2008)
- 12) K.Higuchi, H.Kawai, H.Taoka, N.Maeda, and M.Sawashashi: "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)
- 13) V.Tarokh, H.Jafarkhani, and A.R.Calderbank: "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Trans. Inform. Theory, **45**, 5 (July. 1999)
- 14) H. Wang and X.-G. Xia: "Upper bounds of rates of complex orthogonal space-time block codes", IEEE Trans. Inform. Theory, **49**, pp.2788-2796 (Oct. 2003)
- 15) 藤田隆史, 田野哲, 森広芳照: "畳み込み符号化擬似STBCとその復号法", 信学技報, RCS2006-174 (Nov. 2006)
- 16) 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣: "ミリ波モバイルカメラ用42GHz帯送り返し伝送システムの開発", 映像学技報, **35**, 10, pp.35-38, BCT2011-38 (Feb. 2011)
- 17) Branka Vucetic, and Jinhong Yuan, "Space-Time Coding", WILEY (2003)
- 18) 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣: "42GHz帯ミリ波モバイルカメラの開発", 映像学技報, **34**, 14, pp.1-6, BCT2010-39 (Mar.2010)
- 19) 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣, 杉之下文康, 山中徳唯, 小本曾圭: "ミリ波モバイルカメラの開発およびその番組使用例", 映像学技報, **33**, 15, pp61-66, BCT2009-53 (Mar.2009)
- 20) 中川孝之, 鈴木慎一, 池田哲臣: "ミリ波モバイルカメラ用42GHz帯双方向高周波部とIF光伝送装置の開発", 映像学技報, **35**, 10, pp.39-42, BCT2011-39 (Feb.2011)

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に入局、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、ミリ波モバイルカメラの研究・開発に従事。正会員。

なか がわ たか ゆき

中川 孝之 1995年、早稲田大学工学部卒業。同年、NHKに入局。放送センター、松山放送局を経て、2000年より、放送技術研究所に勤務。以来、ミリ波電波伝搬、デジタル伝送システムの研究に従事。現在、放送技術研究所(放送ネットワーク研究部)専任研究員。正会員。

いけだ てつ おみ

池田 哲臣 1984年、室蘭工業大学電子工学科卒業。同年、NHKに入局。旭川放送局を経て、1989年より、放送技術研究所に勤務。地上デジタル放送伝送方式、番組中継用伝送方式の研究に従事。現在、放送技術研究所(放送ネットワーク研究部)主任研究員。正会員