MER 重み付け MMSE マクロダイバーシティ受信装置

MMSE Macrodiversity Reception System with MER Weighting Method

正会員 光山和彦[†], 正会員 居相直彦[†]Kazuhiko Mitsuyama[†] and Naohiko Iai[†]

あらまし マラソンや駅伝などの移動中継を, SHF 帯の電波を用いた場合でも高い回線信頼性で実現するマクロダイバーシティ受信システムを提案している. 提案システムでは, 広い伝送エリアを確保するため, 各受信アンテナを地理的に離れた複数の基地局に分散して設置する, もしくは同じ基地局で利得の高い複数の指向性アンテナをそれぞれ異なる方向に向けて設置する運用形態が想定される. この場合, 送信局から各受信アンテナまでの伝搬環境が本質的に異なるため, 受信品質の良好なブランチと, 受信電力や受信 CNR は大きい, シンボル間干渉の原因となるガードインターバル長を超える遅延波を受信するブランチが混在する伝搬路条件が存在し, 従来システムでは信号合成後の受信特性が劣化する課題があった. 本論文では, OFDM-FPU の送信信号に挿入されている DBPSK 変調された TMCC キャリアを用いて各ブランチの変調誤差比を測定し, その平方根を重み付け係数として各ブランチの受信信号とチャネル推定値に乗算することで, 従来方式で課題であった伝搬路条件でも信号合成後に良好な受信特性を得られる補正方式を提案する. 提案方式を既存のマクロダイバーシティ受信装置に実装し, フェージングシミュレータを用いた評価実験や, 実際のロードレース中継コースで取得した受信信号データを用いた評価実験を実施した結果, 従来方式で受信特性が劣化する伝搬路条件でも, 提案方式では大きく改善できることを確認した.

キーワード: マクロダイバーシティ, 変調誤差比, 重み付け係数, MMSE, ハードウェア実装

1. ま え が き

マラソンや駅伝などの移動中継では, 伝搬損失が小さく, 見通し外環境であっても反射波や回折波により受信電力を確保できる 700 MHz 帯の電波が用いられている. ただし, 今後は現行より高い無線周波数帯 (1.2 GHz 帯や 2.3 GHz 帯) への移行が検討されている¹⁾²⁾. 一般に, 周波数が高くなるほど伝搬損失は増大するため, 周波数移行後でも高い回線信頼性を実現するシステムとして, 筆者らは地理的に離れた複数の基地局で受信した信号を合成するマクロダイバーシティ受信システムを提案した³⁾. 提案システムは, 経路長の違いに起因する遅延時間差を適切に補正して, MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準で信号合成するものである. MMSE 基準による信号合成は, 妨害波を抑圧するアダプティブアレーとして知られているが⁴⁾, 空間ダイバーシティとしても機能し⁵⁾⁶⁾, 妨害波がない伝搬環境では最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combining) と同等の特性を示すことが知られている⁷⁾⁸⁾. 素子特性や到来波の遅延時間が大きく変動する場合には, MRC より MMSE に優位性があるという報告もある⁹⁾. 試作システムを 6~7 GHz の SHF (Super High Frequency) 帯 OFDM-FPU (Orthog-

onal Frequency Division Multiplexing - Field Pick-up Unit)¹⁰⁾へ適用した結果, 移動するバイクから送信されたハイビジョン映像を, 広い範囲で途切れずに安定して受信できることを示した¹¹⁾.

ただし, 実運用の中で所望の合成ダイバーシティ効果を得られず, 信号合成後の受信品質が大きく劣化する伝搬路条件が実際のロードレース中継コースで存在することが明らかになった. 具体的には, 見通し環境において直接波が支配的で受信品質の良好なブランチと, 受信電力や受信 CNR (Carrier-to-Noise power Ratio) は大きい, シンボル間干渉の原因となるガードインターバル長を超える遅延波を受信するブランチが混在する伝搬路条件 (以下, 課題伝搬路条件と称する) である. 受信品質の良好なブランチがあるにもかかわらず, 信号合成後の品質が著しく劣化するため, 対策が求められていた. 瞬時変動を補償する図 1(a) の一般的なダイバーシティ受信システム (マイクロダイバーシティ受信システム) では, 課題伝搬路条件の発生頻度は極めて低いため, 運用上問題となることはない. 一方, 図 1(b) に示すマクロダイバーシティ受信システムでは広い伝送エリアを確保するため, 各受信アンテナを地理的に離れた複数の基地局に分散して設置する, もしくは同じ基地局でも利得の高い複数の指向性アンテナをそれぞれ異なる方向に向けて設置する. このような場合, 送信局から各受信アンテナまでの伝搬環境が本質的に異なるため, 課題伝搬

2013年10月25日受付, 2014年1月23日再受付, 2014年2月28日採録

[†] NHK 放送技術研究所

(〒157-8510 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-3462)

図 1 マイクロダイバーシティとマクロダイバーシティ

路条件が生じる可能性は高くなる。

類似する課題とそれを解決する手段を提案した報告として、ユニークワードを利用したマッチドフィルタにより、希望信号のレベルから瞬時 SIR (Signal to Interference power Ratio) を推定し、その推定値を重み係数としてダイバーシティ合成する方法が提案されている¹²⁾が、ユニークワードを持たない FPU システムには適用できない。本論文では、課題伝搬路条件での受信特性を改善するため、OFDM-FPU の送信信号に挿入されている DBPSK (Differential BPSK) 変調された TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) キャリアを用いて各ブランチの変調誤差比 (MER: Modulation Error Ratio) を測定し、MER の平方根を重み付け係数として受信信号に乗算する方式を提案する。

本論文の構成は以下のとおりである。まず 2 章で、従来のマクロダイバーシティ受信システムに実装した CNR による重み付け方式と、提案する MER による重み付け方式について説明する。3 章では、提案方式をマクロダイバーシティ受信装置に実装し、フェージングシミュレータを用いた評価実験で、実運用上問題となる課題伝搬路条件を想定した伝搬モデルを用いて従来方式と提案方式の受信特性を比較する。また、実際のロードレース中継コースで取得した受信信号データを用いた評価実験の結果も報告する。最後に 4 章で本論文をまとめる。

2. マクロダイバーシティ受信システムの重み付け方式

2.1 MMSE アルゴリズム

マクロダイバーシティ受信装置に実装した MMSE アルゴリズムについて説明する。送信信号と受信信号ベクトルをそれぞれ $\mathbf{x} \in \mathbb{C}$, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, チャネル応答ベクトルを $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ としたときの伝送路は次式で表される。ただし、 M は受信アンテナ数である。

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ はノイズベクトルであり、各要素は平均 0、分散 σ^2 の i.i.d. (identical independent distribution) 複素ガウス雑音である。MMSE アルゴリズムに基づいて得ら

図 2 AGC で利得制御された受信信号

れる MMSE ウェイト $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ を次式に示す¹³⁾。

$$\mathbf{w} = \left(\mathbf{h}\mathbf{h}^H + \frac{\mathbf{I}}{SNR} \right)^{-1} \mathbf{h} \quad (2)$$

ここで、 SNR は平均受信 SNR (Signal-to-Noise power Ratio) を、 $\mathbf{I}$ は M 次の単位行列を、添え字 H は複素共役転置を表す。MMSE 基準による合成出力信号 $z \in \mathbb{C}$ は次式で与えられる。

$$z = \mathbf{w}^H \mathbf{y} \quad (3)$$

式 (3) の合成出力信号 z の SNR は理論上最大化されるが、式 (1) で示されるノイズベクトル $\mathbf{n}$ の各要素の平均、つまりブランチ間の雑音電力は等しいことが前提である。

2.2 従来方式

移動伝搬環境では、広いダイナミックレンジに対応するため、AGC を用いて各ブランチの受信信号を規定のレベルとなるように増幅する。図 2 に AGC 制御後のブランチ 1 とブランチ 2 の OFDM 受信信号の例を示す。ブランチ 1 に対して、ブランチ 2 の信号の受信電力は小さいが、AGC により同じレベルまで増幅されている様子を示している。受信装置は、図 2 のような AGC 通過後の信号を A/D (Analog-to-Digital) 変換器でデジタル信号に変換して、FFT 演算、信号合成や復調処理を行う。ただし、式 (3) で示される合成出力信号の SNR を理論通りに最大化するためには、式 (1) の受信信号ベクトルと、式 (2) の MMSE ウェイト算出において、AGC による雑音強調の影響を補正する必要がある。一般に信号帯域外の不要成分はアナログ回路におけるバンドパスフィルタなどでカットされるが、信号帯域近傍の一部のガードバンドは残留する。このガードバンドを計測して得られる雑音電力 N_1, N_2 を用いて、AGC による雑音強調を補正する anti-AGC 機能が提案されている¹⁴⁾。従来のマクロダイバーシティ受信装置は、同等の機能として、各ブランチで FFT 演算した後、信号帯域内のヌルキャリアから N_1, N_2 を、信号帯域内のサブキャリアから信号電力 C を計測して受信 CNR を算出し、その平方根を重み付け係数として受信信号に乗算する回路を実装している。CNR による重み付けを行う従来のマクロダイバーシティ受信装置の機能ブロックを図 3 に示す。第 n ブランチの受信信号 $\hat{y}_n$ は AGC により一定レベルまで増幅されており、検出した第 n ブランチの CNR を γ_n とすると、AGC による雑音強調補正後の信号 y_n は次式で表される。

$$y_n = \sqrt{\gamma_n} \cdot \hat{y}_n \quad (4)$$

図 3 CNR による重み付け (従来方式)

図 4 MER に基づく重み付け (提案方式)

ただし、上記の従来方式では、見通し環境において直接波が支配的で受信品質の良好なブランチと、受信 CNR は大きいシンボル間干渉の原因となるガードインターバル長を超える遅延波を受信するブランチが混在する課題伝搬路条件で、所望の合成ダイバーシティ効果を得られず、信号合成後の受信品質が大きく劣化する。

2.3 提案方式

提案方式による重み付け係数は、2.2 で述べた CNR ではなく、復調後の受信品質の指標となる MER を利用する。提案する MER による重み付けを行うマクロダイバーシティ受信装置の機能ブロックを図 4 に示す。MER は、理想信号点の平均電力を、受信信号点の理想信号点からのずれの平均電力で除算した比で次式のように定義される。

$$\rho = \frac{\sum_{j=1}^K (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^K (\Delta I_j^2 + \Delta Q_j^2)} \quad (5)$$

ここで、 I_j, Q_j は理想信号点の実部と虚部の値であり、 $\Delta I_j, \Delta Q_j$ はそれぞれ受信信号点の理想信号点からのずれ

量を示す。 K は MER 算出時に平均化するサブキャリア数である。各ブランチで MER を算出するためには、理想信号点の推定が必要となり、簡易な方法として復調後の硬判定結果を利用する方法が用いられる。MER の算出にデータキャリアを用いる場合は、サブキャリアの変調方式毎に MER 算出用の復調回路の実装が必要であることから回路規模は増大する。また、変調多値数の増大とともに、理想信号点の推定精度が低下する問題もある。少ない演算量で正確な MER をブランチ毎に算出するため、提案方式では、硬判定による理想信号点の推定精度が高い DBPSK 変調された TMCC キャリアを利用する。図 4 の FFT 演算部から出力された全サブキャリアから TMCC キャリアを抽出し、MMSE ウェイトを算出する過程でパイロットキャリアを用いて得られるチャネル推定値で等化する。MER 算出部では、同期検波・信号等化後の TMCC キャリアの信号点と、硬判定後に推定した理想信号点から式 (5) に従って MER を算出する。算出した MER の平方根を重み付け係数として、FFT 演算後の受信信号と MMSE ウェイト算出のためのチャネル推定値に乗算する。補正前の第 n ブランチの受信信号とチャネル推定値をそれぞれ $\hat{y}_n, \hat{h}_n$ とすると、補正後の第 n ブランチの受信信号 y_n とチャネル推定値 h_n は、MER の算出値 ρ_n を用いてそれぞれ次式で表される。

$$y_n = \sqrt{\rho_n} \cdot \hat{y}_n \quad (6)$$

$$h_n = \sqrt{\rho_n} \cdot \hat{h}_n \quad (7)$$

3. 試作装置による評価

提案する重み付け方式をマクロダイバーシティ受信装置に実装し、フェージングシミュレータを用いて提案方式と従来方式の 2 ブランチのダイバーシティ受信特性を比較した。表 1 に評価実験で用いたシステム諸元を、図 5 に室内実験システムを示す。OFDM-FPU 送信制御部から出力された 130 MHz 帯の IF 信号を 2 分配してフェージングシミュレータに入力した。フェージングシミュレータは、表 2 から表 4 に示す 3 つの伝搬モデルを評価用として生成した。伝搬モデル A は、ブランチ 1 と 2 の両方とも希望波 1 波だけが同じ受信電力・受信 CNR で到来するモデルであり、希望波の DUR (Desired-to-Undesired signal power Ratio) を 0 dB、遅延時間を 0 μ s と表記した。伝搬モデル B は、ブランチ 1 と 2 の両方ともガードインターバル長以内の遅延時間をもつ遅延波が希望波以外に 2 波存在する伝搬路とした。上記の伝搬モデル A と B は、従来の CNR による重み付け方式でも適切にダイバーシティ合成の効果を得られる伝搬路の例とした。一方、ブランチ 1 は見通し環境で直接波だけの伝搬路、ブランチ 2 はガードインターバル長を超えるマルチパスが存在する伝搬路を伝搬モデル C として設定した。伝搬モデル C は課題伝搬路条件であり、各パラメータは次節で述べる実環境におけるアンテナや建物の配置、受

表 1 システム諸元

ダイバーシティブランチ	$P = 16, M = 4$ (selected branches)
入力信号レベル	-10 dBm
入力周波数	130 MHz
信号帯域幅	17.5 MHz
データ変調方式	16 QAM-OFDM
全サブキャリア数	857
データサブキャリア数	672
パイロットキャリア数	108
TMCC キャリア数	10
シンボル長	56.33 μ s
ガードインターバル長	6.26 μ s
データレート	23.859 Mbps
出力周波数	130 MHz
出力信号レベル	0 dBm

図 5 室内実験系統

表 2 伝搬モデル A

		DUR [dB]	遅延時間 [μ s]
ブランチ 1	path1	0	0
ブランチ 2	path1	0	0

信装置の動作から推察して設定した．フェージングシミュレータの出力信号に対し，雑音発生器で規定の受信 CNR となるように雑音を付加した後，マクロダイバーシティ受信装置のポート 1 (#1) とポート 2 (#2) に入力する．なお，ポート 3 からポート 16 の入力はオープンとし，無信号である．マクロダイバーシティ受信装置は，16 ブランチから CNR 基準で 4 ブランチの信号を選択し，重み付け補正した後，MMSE アルゴリズムで合成する．ただし，信号入力のあるブランチが 4 ブランチに満たない場合は，無信号と判定されたブランチの中からポート番号の小さい順に残りのブランチを選択する装置構成としている．そのため，本実験ではポート 1 と 2 に加え，ポート 3 と 4 が選択される．ここで，各ブランチでは独立に OFDM 信号のシンボル同期検出を行うが，同期検出されないブランチを無信号と判定している．合成された信号は再変調され，130 MHz 帯の IF 信号で既存の OFDM-FPU 受信装置に入力される．なお，変調方式は 16 QAM とし，符号化率 $r=1/2$ の畳込み符号復号後のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を測定するものとした．

3.1 フェージングシミュレータによる評価

各伝搬モデルにおいて測定した BER 特性を図 6 から図 8 に示す．図 6 の伝搬モデル A における結果と，図 7 に示す伝搬モデル B における結果では，従来方式の CNR による重み付けと提案方式の MER による重み付けで受信特性に大きな違いは見られなかった．一方，図 8 に示す伝搬モ

表 3 伝搬モデル B

		DUR [dB]	遅延時間 [μ s]
ブランチ 1	path1	0	0
	path2	3	1
	path3	6	3
ブランチ 2	path1	3	-1
	path2	0	0
	path3	10	4

表 4 伝搬モデル C

		DUR [dB]	遅延時間 [μ s]
ブランチ 1	path1	0	0
	path1	3	-3
ブランチ 2	path2	0	0
	path3	10	6

図 6 室内実験結果 (伝搬モデル A)

図 7 室内実験結果 (伝搬モデル B)

デル C の結果では，RS (Reed-Solomon) 符号の復号後に擬似エラーフリーとなる $BER = 1 \times 10^{-4}$ を達成する所要 CNR は，従来方式が 21.5 dB であり，提案方式は 11.8 dB と約 10 dB 改善した．図 9 に，伝搬モデル C における従来方式と提案方式の信号合成後のコンスタレーションを比較して示す．図 10 に示す受信信号波形のとおり，ブランチ 1 とブランチ 2 の受信 CNR がそれぞれ 30 dB となるように雑音発生器で設定したが，ブランチ 2 はガードインターバル長を超えるマルチパスが存在する伝搬路であるため，シンボル間干渉により信号品質は著しく劣化する．そのため，従来の CNR による重み付けでは，ブランチ 1 の信号品質が良好であっても，信号品質の劣化したブランチ 2

図 8 室内実験結果 (伝搬モデル C)

図 9 伝搬モデル C におけるコンスタレーションの比較
(左：従来方式，右：提案方式)

図 10 モデル C (CNR = 30 dB) における信号波形

の影響を抑圧できず、信号合成後の受信特性が劣化したと考えられる。一方、提案方式による MER による重み付けでは、各ブランチの復調後の信号品質に相当する重み付けが行われるため、課題伝搬路条件であっても良好な合成出力が得られたと考えられる。なお、図 9 には、データキャリアのほか、MER 算出に利用した TMCC キャリアが同期検波されて Q 軸上に表示されている。

3.2 ロードレース中継コースの受信信号データによる評価

実際のロードレース中継コースで取得した受信信号データを用いて、従来方式と提案方式の受信特性を比較して評価した。評価実験では、複数のアンテナの受信信号を 20 MHz 帯の IF 信号に周波数変換し、14 bit の分解能、4 倍の約 80 MHz のサンプリング周波数で A/D 変換して、高速かつ大容量のハードディスクに同時に記録した受信信号データを利用した。同一の受信信号データを同じサンプリング周波数で D/A 変換してマクロダイバーシティ受信装置に入力することで、従来方式と提案方式の受信特性を実機で比較して評価することが可能となる。

受信信号データを取得した野外実験の概要について以下

図 11 野外実験コース

で述べる。図 11 に送信局を搭載した移動中継用バイクの走行コースと受信基地局の位置を、図 12 に受信基地局のアンテナ配置を示す。移動中継用バイクは西大路通りを南下し、五条通りを右折して走行した。送信局は 200 mW で出力された OFDM 信号を 2 分配し、進行方向と進行方向に対して後方に向けられた利得 12 dBi の電磁ホーンアンテナから 7 GHz 帯の電波を送信する。受信基地局には、移動中継用バイクが主に遠方を走行する場合の電波を受信するため、直径 0.6m で利得 29 dBi のパラボラアンテナを北向きに 2 つ、西向きに利得 12 dBi の電磁ホーンアンテナを 1 つ水平に設置した。また、移動中継用バイクが主に受信基地局の近傍を走行した場合の電波を受信する電磁ホーンアンテナを斜め下方向に設置し、合計 4 ブランチの受信信号を同時に記録した。

記録した同じ受信信号データを再生して、従来方式を実装した場合と提案方式を実装した場合の受信特性を比較した。結果を図 13 に示す。図 13 の横軸はデータ再生開始からの経過時間を、縦軸は信号合成後の出力 MER である。従来の CNR による重み付けでは、移動中継用バイクが受信基地局の近傍（地点 P から地点 Q）を走行したときに、出力 MER が 10 dB から 20 dB まで低下して受信特性が劣化した。受信基地局近傍から送信された信号を受信する電磁ホーンアンテナの信号品質は見通し環境で直接波が支配的であるため良好であるが、パラボラアンテナで受信した信号の品質は、受信基地局近傍の反射波とガードインターバル長を超える遠方の反射波を同時に受信して大きく劣化し、3.1 節の伝搬モデル C と同等の課題伝搬路条件となったためと推察される。

一方、提案方式では、移動中継用バイクが受信基地局の近傍を走行した場合でも、受信特性は劣化せず、MER で 25 dB 以上の高い値を維持できていることが確認された。また、その他の場所では、提案方式の受信特性は従来方式と同等であり、提案方式を実装することで、さらに安定したロードレース中継が可能となることを確認した。

4. む す び

地理的に離れた複数基地局で受信した信号を合成するマクロダイバーシティ受信装置において、OFDM-FPU の送

図 12 受信基地局上のアンテナ配置

図 13 従来方式と提案方式の比較

信信号に挿入されている DBPSK 変調された TMCC キャリアを用いて各ブランチの MER を測定し、MER の平方根を重み付け係数として受信信号に乗算する補正方式を提案した。また、提案方式を試作装置に実装し、フェージングシミュレータと実際の駅伝コースで取得した受信信号データを用いて従来の CNR による重み付け方式と比較して評価した。その結果、受信品質の良好なブランチと、受信 CNR は大きい、シンボル間干渉の原因となるガードインターバル長を超える遅延波を受信するブランチが混在する伝搬路条件において、従来方式では信号合成後の受信特性が劣化した、提案方式では良好な受信特性を示すことを確認した。

〔文 献〕

- 1) 中川, 鶴澤, 光山, 池田: “ 2×2 STTC-MIMO-OFDM システムの野外実験 -びわ湖マラソンコースの高所受信における伝送特性-”, 映像学技報, **36**, 30, BCT2012-62, pp. 9-12 (Jul. 2012)
- 2) 小郷, 池田: “移動中継用 FPU の周波数移行を考慮した SAR 低減手法の検討”, 映像学技報, **37**, 14, BCT2013-58, pp. 67-72 (Mar. 2013)
- 3) K. Mitsuyama, T. Ikeda and T. Ohtsuki: “MMSE macro-diversity receiver with delay difference correction technique”, IEEE GLOBECOM (Dec. 2011)
- 4) B. Widrow, P. E. Mante, L. J. Griffiths and B. B. Goode: “Adaptive antenna systems”, in Proc. IEEE, **55**, 12, pp. 2143-2159 (Dec. 1967)
- 5) P. Mosen: “MMSE equalisation of interference on fading diversity channels”, IEEE Trans. Commun., **COM-32**, 1, pp. 5-12 (Jan. 1984)
- 6) 鈴木: “最小 2 乗合成ダイバーシティ受信における干渉除去特性 -MMSE

と誤り率特性-”, 信学論 (B-II), **J74-B-II**, 12, pp. 637-645 (Dec. 1991)

- 7) 高原, 太郎丸: “MMSE 合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシティの等価性 -干渉除去と電力合成の観点からみた伝搬モデルに関する考察-”, 信学技報, RCS97-248, pp. 65-72 (Feb. 1998)
- 8) R. L. Riegler and R. T. Compton, Jr.: “An adaptive array for interference rejection”, in Proc. IEEE, **61**, 6, pp. 748-758 (June 1973)
- 9) 藤元, 堀: “アレーアンテナの指向性制御における素子特性の影響”, 信学技報, A・P2005-96, pp. 73-78 (Oct. 2005)
- 10) “テレビジョン放送番組素材伝送用可搬型 OFDM 方式デジタル無線伝送システム”, 社団法人電波産業会, 標準規格 ARIB STD-B33 1.2 版 (Mar. 2011)
- 11) 光山, 村上, 池田: “マクロダイバーシティ受信システムの開発と移動中継番組での運用”, 映像学会誌, **67**, 14, pp. J8-J15 (Jan. 2013)
- 12) 前原, 高畑: “マッチドフィルタを用いた SIR 重み付け合成ダイバーシティの検討”, 信学技報, SAT99-100, pp. 61-66 (Oct. 1999)
- 13) T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa: “Applications of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel”, IEICE Trans. Commun., **E88-B**, 5, pp. 1843-1851 (May. 2005)
- 14) 古田, 池田: “ミリ波モバイルカメラ用 MIMO-OFDM 伝送装置の試作とレイリーフェージング環境下での伝送性能の評価”, 信学技報, RCS2005-141, pp. 101-106 (Jan. 2006)

みつやま かずひこ
光山 和彦 1999 年, 京都大学大学院工学研究科修士課程修了。同年, NHK に入局。2013 年, 慶應義塾大学理工学研究科後期博士課程修了。放送技術局を経て, 2002 年より, 放送技術研究所にて, 番組中継用無線伝送技術の研究に従事。現在, 放送技術研究所 (伝送システム研究部) 専任研究員。正会員。博士 (工学)。

いあい なおひこ
居相 直彦 1993 年, 大阪大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年, NHK に入局。放送技術研究所にて, マイクロ波・ミリ波回路技術, 受信特性改善技術, ソフトウェア無線技術, 高速変復調技術, 地上デジタル放送, 番組素材伝送技術の研究に従事。現在, 放送技術研究所 (伝送システム研究部) 主任研究員。正会員。