5章 仮想伝搬路を適用した過負荷MIMO伝送技術

田野 哲†

キーワード：過負荷MIMO，仮想伝搬路，線形信号検出，演算量低減

1. まえがき

MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) 方式は多数のアンテナを備えることでメリットが得られる。しかしながら、大きさに制約がある携帯端末に対して多数のアンテナを実装することは困難である。このため送信アンテナ数 N_T よりも受信アンテナ数 N_R が少ないMIMO伝送（過負荷MIMO）に適用できる伝送方式を検討してきた。過負荷MIMOの受信に用いるMIMO検出方式としては最尤検出（Maximum Likelihood Detection: MLD）方式が知られている。しかし、MLDは送信アンテナ数の増加に伴って計算量が多くなり実装が困難になる。本報告では、過負荷MIMOの検出方式として、仮想伝搬路を適用したMIMO伝送方式について述べる。仮想伝搬路を適用したMIMO伝送方式はMLDとほぼ同等の受信性能を備えつつ、検出に要する計算量を大幅に削減できる。携帯端末への実装を考慮し、受信アンテナが2本（ $N_R=2$ ）の条件で計算器シミュレーションを行ったので、その内容を紹介する。

2. 過負荷MIMO技術とその課題

MIMO空間多重技術¹⁾²⁾は、無線通信の伝送速度を飛躍的に向上させる技術の一つとして、盛んに検討されてきた³⁾⁴⁾。実際、LTE (Long Term Evolution) セルラー無線通信方式やIEEE802.11n/ac等の無線LAN (Local Area Network) に採用されている。MIMO空間多重技術としてはE-SDM (Eigenbeam-Space Division Multiplexing) やQRM-MLD (The Maximum Likelihood Detection with QR Decomposition and M-algorithm)⁴⁾、MMSE (Minimum Mean Square Error) フィルタ、OSD (Ordered Successive Detectors)³⁾等が提案されている。受信機から送信機に信号を無線により送り返すことができれば、E-SDM等を用いることで、送信アンテナや受信アンテナの組合せに関わりなく、最適な伝送が可能になる。ただし、伝送速度を最大化するには変調方式等

を伝送路に適応させて変更する必要がある、リアルタイム系のアプリケーションに適用するには困難が伴う。さらには、無線伝送系の周波数帯域が高周波化すると、ドップラー周波数が高速化し、E-SDM等のようにプリコーディングを伴う伝送システムは劣化し易い。E-SDMを除けば、上記の技術は送信ストリーム数が受信アンテナ数以下の場合にのみ優れた特性を達成することが知られている。言い換えると、幾らMIMOを利用して高速伝送を行うために多数のアンテナを有する送信機を開発しても、受信機のアンテナ数が少ない場合には高速伝送が不可能になってしまう。

この制約を排除し、受信アンテナ数以上の信号を空間多重させて高速伝送を図る技術が過負荷MIMOである⁵⁾⁶⁾。過負荷MIMO技術としては、スフェア復号技術に誤り訂正を組合せたもの⁵⁾や、MLDに誤り訂正復号を融合させたジョイント復号⁷⁾等が検討されている。最初の技術は線形のMIMO信号検出を利用しているため、比較的簡易な構成で実装できるという利点があるが、多重できるストリーム数は、受信アンテナ数+1程度である。一方、後者はほぼ理論上界に達する復号が可能であるが、アンテナ数の増大に伴い、演算量が指数関数的に増大するという問題がある。これに対して、筆者らは受信アンテナ数の2倍以上の信号が空間で多重されても、少ない演算量で高い伝送特性が達成できる受信機構成として、仮想伝搬路を適用したMIMO受信機を提案してきた^{8)~12)}。仮想伝搬路を適用したMIMO受信機は、検出すべき信号ベクトルの一部を線形信号処理により検出し、残りをMLDと同様の非線形信号により検出する。

本稿では、仮想伝搬路を適用した受信機の基本構成を述べるとともに、その特徴を述べる。そして、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)¹³⁾を適用したマルチパス伝送路における伝送特性を計算機シミュレーションにより評価する。

3. システムモデル

送信機に N_T 本のアンテナ、受信機に N_R 本のアンテナを備えているものと仮定する。本稿では受信機のアンテナ数が少ない場合においても、高速伝送を考えるため、 $N_T \gg N_R$

† 岡山大学 大学院自然科学研究科
"Receivers Employing Virtual Channels for Overloaded MIMO Systems"
by Satoshi Denno (Graduate School of Natural Science and Technology,
Okayama University, Okayama)

のシステムを想定する。高速伝送を行う際に問題となるマルチパスの影響を軽減するため、サイクリックプリフィックスを用いたOFDMを適用する。送信機では、誤り訂正符号化、インタリーブ、QPSK (Quaternary Phase-Shift Keying) 変調を行った後に、IFFT (Inverse Fourier Transform) により時間軸に変換した後、 N_T 本のアンテナより空間へ送出する。マルチパスフェージングチャネルを伝送された受信信号のうち、 k 番目のサブキャリアの受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{Y}}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ は下記のように表せる^{*1}。

$$\hat{\mathbf{Y}}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{D}}_k + \hat{\mathbf{N}}_k, \quad (1)$$

式(1)の $\hat{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ は k 番目サブキャリアにおける、すべての送信アンテナとすべての受信アンテナ間の周波数応答を要素にもつチャネル行列、 $\hat{\mathbf{N}}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ はそのサブキャリアで発生する白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ベクトル、 $\hat{\mathbf{D}}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ は変調信号ベクトルである。

受信機では受信信号ベクトルから信号検出した後、誤り訂正復号を施し、送信信号を得る。受信アンテナ数 N_R が送信アンテナ数 N_T より少なくとも、高品質にかつ低演算量で復号を行う受信機構成を次節で述べる。

4. 仮想伝搬路を適用したMIMO受信機

原理的に複素信号は実数ベクトルにより表現でき、複素数の積は乗算演算子としての実数行列と実数ベクトルの積で表せる⁸⁾⁹⁾。この方法はベクトルに拡張できる、例えば、受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{R}^{2N_R}$ は $\mathbf{Y}_k = (\Re[\hat{\mathbf{Y}}_k]^T \ \Im[\hat{\mathbf{Y}}_k]^T)^T$ のように表せる。ただし、 $\Re[\bullet]$ と $\Im[\bullet]$ は、各々実部と虚部を抽出する関数、添字Tはベクトルあるいは行列の転置を表している。同様に信号ベクトル $\mathbf{D}_k \in \mathbb{R}^{2N_T}$ 、ノイズベクトル $\mathbf{N}_k \in \mathbb{R}^{2N_R}$ は $\mathbf{D}_k = (\Re[\hat{\mathbf{D}}_k]^T \ \Im[\hat{\mathbf{D}}_k]^T)^T$ 、 $\mathbf{N}_k = (\Re[\hat{\mathbf{N}}_k]^T \ \Im[\hat{\mathbf{N}}_k]^T)^T$ と定義される。また、チャネル行列 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{R}^{2N_R \times 2N_T}$ は下記で定義される。

$$\mathbf{H}_k = \begin{pmatrix} \Re[\hat{\mathbf{H}}_k] & -\Im[\hat{\mathbf{H}}_k] \\ \Im[\hat{\mathbf{H}}_k] & \Re[\hat{\mathbf{H}}_k] \end{pmatrix} \quad (2)$$

すると、式(1)はこれらの実数ベクトルや行列を用いて下記のように書換えられる。

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{D}_k + \mathbf{N}_k, \quad (3)$$

仮想伝搬路を適用したMIMO信号検出器は、基本的に各周波数 (サブキャリア) で同一の処理を行う。そこで、数式を見やすくするために、周波数番号 (サブキャリア番号) k をこの後の説明では省略する。複素数で表現された送信信号ベクトル $\mathbf{D}$ の第 l 番目の要素を d_l とすると、複素数 d_l は実

数信号 s_l と位相回転項 $e^{j\theta_l}$ に一意に分解できる。すなわち、 $d_l = s_l e^{j\theta_l}$ である。送信信号はQPSK変調されているため、複素数 d_l の実数信号 s_l と位相 θ_l は各々、 $s_l = \pm \sqrt{2}$ 、 $\theta_l = \pm \pi/4$ となる。この分解を実数信号で表現されたベクトルにまで拡張する。すると、実数で表された送信信号ベクトル $\mathbf{D}$ は下記のように分解できる⁸⁾。

$$\mathbf{D} = \Phi(\varphi) \mathbf{S}(\varphi), \quad (4)$$

$$\Phi(\varphi) = \begin{bmatrix} \text{diag}[\cos \theta_1, \dots, \cos \theta_{N_T}] \\ \text{diag}[\sin \theta_1, \dots, \sin \theta_{N_T}] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{S}(\varphi) = [s_1 \ \dots \ s_{N_T}]^T, \quad (6)$$

式(5)における $\text{diag}[\mathbf{V}]$ は、ベクトル $\mathbf{V}$ を対角要素にもつ対角行列を表している。式(5)の $\Omega(\varphi) \in \mathbb{R}^{2N_T \times N_T}$ は回転行列、 $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N_T}$ は実数信号ベクトルと称する。また、式(4)～式(6)の φ は位相パターンと称し、具体的には下記で定義する。

$$\varphi = \sum_{l=1}^{N_T} \left(\frac{\theta_l}{\pi/2} + \frac{1}{2} \right) 2^{l-1}, \quad (7)$$

式(7)より明らかに、位相パターンは0から $2^{N_T} - 1$ までの何れかの値をとる。式(4)を用いることで式(3)は次式のように書換えられる。

$$\mathbf{Y} = \Phi(\varphi) \mathbf{S}(\varphi) + \mathbf{N}, \quad (8)$$

$$\Phi(\varphi) = \mathbf{H} \Omega(\varphi), \quad (9)$$

式(8)の伝送モデルは、ベクトル $\mathbf{Y}$ が実数信号 $\mathbf{S}(\varphi)$ を送信した時の受信信号ベクトルとみなせ、そのときのチャネル行列が $\Phi(\varphi)$ であることを意味している。ただし、式(9)に示すように、 $\Phi(\varphi)$ は本当のチャネル行列とは異なるため、 $\Phi(\varphi)$ を仮想伝搬路行列と呼ぶ。

式(3)のモデルと式(8)のモデルを比較すると、受信信号ベクトル $\mathbf{Y}$ は共通であるが、式(3)の送信信号ベクトル $\mathbf{D}$ の次元は $2N_T$ であるのに対して、式(8)のモデルの送信信号ベクトル $\mathbf{S}(\varphi)$ は N_T となっている。すなわち、仮想伝搬路を適用することで、仮想的に送信信号数が半分に減少している。これが、過負荷MIMOにおいても線形信号検出により信号が検出できる理由である。ただし、仮想伝搬路は回転行列とチャネル行列の積であるため、その候補が複数ある。図1にシステムモデルを示す。

次項では、この仮想伝搬路を適用した場合の信号検出方法を述べる。

4.1 実数信号の線形信号検出

4.1.1 逐次復号による検出

システムモデルが式(8)で表され、送信信号数が減少したように見えるならば、通常の線形信号検出器を用いて送信信号ベクトル $\mathbf{S}(\varphi)$ を検出できる可能性がある。そこで、比較的演算量が少ないにも関わらず、MLDに近い伝送特性を有する順序付け逐次復号 (Ordered Successive

*1 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{a_1 \times a_2}$ は、 $\mathbf{A}$ が複素数を要素とする a_1 行 a_2 列の行列であることを表している。 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{a_1 \times a_2}$ であれば、この行列の要素が実数であることを意味している。

図1 システムモデル

Detection: OSD) を適用する. OSDの実現法は幾つかあるが, 最も高い伝送特性が期待できるMMSEフィルタを適用した構成を採用する. OSDは次式に示すように, フィルタリングと干渉キャンセルを交互に行い, 逐次的に信号を検出する.

$$s_l(\bar{\varphi}) = \text{sgn} \left[(w_l(\bar{\varphi}))^T \mathbf{Y} \right], \quad (10)$$

$$\text{sgn}[x] = \begin{cases} +1 & (x \geq 0) \\ -1 & (x < 0) \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}^{(l+1)} = \mathbf{Y}^{(l)} - \phi_l(\bar{\varphi}) s_l(\bar{\varphi}), \quad (12)$$

上式における $s_l(\bar{\varphi})$ と $\mathbf{Y}^{(l)}$ は各々, 第 l ステップにおける送信信号の推定値と第0から第 $l-1$ ステップで検出された信号にかかわる受信信号成分が除去された受信信号ベクトルを表している. また, ベクトル $w_l(\bar{\varphi})$ はMMSEフィルタを表しており, 次式で定義されるMMSEフィルタ行列 $\mathbf{W}^{(l)}(\bar{\varphi})$ の第 l 番目の行ベクトルを表している.

$$\mathbf{W}^{(l)}(\bar{\varphi}) = \left(\Phi^{(l)}(\bar{\varphi}) \left[\Phi^{(l)}(\bar{\varphi}) \right]^T + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \Phi^{(l)}(\bar{\varphi}), \quad (13)$$

式(13)における, $(A)^{-1}$, σ_n^2 and $\mathbf{I}$ は各々, 行列 A の逆行列, 信号 $s(\varphi)$ の電力, 単位行列を表している.

OSDはMMSEフィルタを施した時に, 最もSNRの高い信号を検出し, この信号成分に関わる受信信号成分を, 受信信号から減算することで高品質な通信を達成する. ただし, チャンネル行列の条件数によりMMSEフィルタの特性が劣化し, 伝送特性が劣化することが知られている. この問題を緩和する技術を次項で述べる.

4.2 仮想伝搬路に基底格子縮小を適用した線形信号検出

MMSEフィルタにおける条件数を低減させる技術として, 基底格子縮小がよく知られている. 基底格子縮小は, チャンネル行列にユニモジュラ行列を乗算することだけで実現できる. ユニモジュラ行列とは要素が整数で, その行列式が ± 1 であるものを言う. 仮想伝搬路を適用した受信機においては, 各仮想伝搬路は各々異なっているため, 仮想伝搬路毎に異なったユニモジュラ行列 $\mathbf{T}(\bar{\varphi}) \in \mathbb{R}^{N_T \times N_T}$ を用いる.

$$\bar{\Phi}(\bar{\varphi}) = \begin{bmatrix} \bar{\Phi}(\bar{\varphi}) \\ (\sigma_n / \sigma_s) \mathbf{I}_{N_T} \end{bmatrix} \mathbf{T}(\bar{\varphi}), \quad (14)$$

各々の仮想伝搬路用のMMSEフィルタ $\mathbf{W}(\bar{\varphi})$ は, 式(14)で定義された拡張仮想伝搬路行列 $\bar{\Phi}(\bar{\varphi}) \in \mathbb{R}^{(N_T+2N_R) \times N_T}$ を用いて下記のように定義される.

$$\mathbf{W}(\bar{\varphi}) = \bar{\Phi}(\bar{\varphi}) \mathbf{T}(\bar{\varphi}) \left(\bar{\Phi}^T(\bar{\varphi}) \bar{\Phi}(\bar{\varphi}) \right)^{-1}, \quad (15)$$

このMMSEフィルタ $\mathbf{W}(\bar{\varphi})$ を用いて, 送信信号ベクトルを下記のように得る*2.

$$\bar{\mathbf{D}}(\bar{\varphi}) = \text{sgn} \left(\mathbf{T}(\bar{\varphi}) \mathbf{Q} \left(\mathbf{W}^T(\bar{\varphi}) \mathbf{Y} \right) \right), \quad (16)$$

式(16)における $\mathbf{Q}(\alpha)$ は, 実数 α に最も近い整数を出力する関数を表している.

基底格子縮小を用いれば, OSDのようにキャンセル処理を伴わなくとも高い伝送特性が期待できる. また, 1パケット内でチャンネル行列が変化しないならば, 1パケットで1回求めるだけでよい. すなわち, 基底格子縮小を用いることで, 低い演算量で高精度にベクトル $\mathbf{S}(\varphi)$ が推定できる.

4.3 仮想伝搬路判定

前項に述べた方法により, 各仮想伝搬路を伝送された実数信号ベクトル $\mathbf{S}(\varphi)$ は推定できるが, 仮想伝搬路は 2^{N_T} 個存在しており, 送信信号の推定には実際に利用されたであろう仮想伝搬を推定する必要がある. そこで, 最尤推定に基づき仮想伝搬路を推定する. 実際には, 仮想伝搬路番号である位相パターンを下記のように推定する.

$$\bar{\varphi}_{\text{est}} = \arg \min_{\bar{\varphi}} \left| \mathbf{Y} - \Phi(\bar{\varphi}) \mathbf{S}(\bar{\varphi}) \right|^2 \quad (17)$$

最尤推定よりもさらに推定性能を向上させるため, 繰返し

*2 拡張伝搬路行列 $\Phi(\bar{\varphi})$ は $(N_T+2N_R) \times N_T$ の行列であるため, 行列 $\bar{\Phi}^T(\bar{\varphi}) \bar{\Phi}(\bar{\varphi})$ のランクは N_T となる. ただし, 雑音がゼロになれば, 数式的にはランクが $2N_R$ になる. 現実には, 雑音は無線システムにおいてさまざまな形で発生するため, 雑音がゼロになることはない. つまり, 雑音ゼロによるランク落ちを危惧する必要はない. また, これは仮想伝搬路を適用した受信機の特徴というより, MMSEフィルタすべてに共通のものである.

復号を前提としたMAP (Maximum A-posteriori Probability) 推定に基づく仮想伝搬路推定も提案されている^{9) 12)}。

5. シミュレーション

仮想伝搬路を適用したMIMO受信機の特徴を、OFDMを適用した過負荷MIMOシステムにおいて評価する。マルチパスを構成するパスは、各々独立で同一の平均電力をもつようにした。また、受信機は完全なCSI (Channel State Information) を有しているとしている。その他の主要パラメータは表1に示す。

図2に仮想伝搬路に基底格子縮小を適用したMIMO受信機のBER特性を示す。ただし、誤り訂正符号には畳み込み符号を利用しているが、繰返し復号は行っていない。同図に示すように、送信ストリーム数を6以上とすると、同一のBERを達成する E_b/N_0 は増大するものの、ダイバーシチオーダは維持される。また、MLDを適用してもまったく同様の特性が得られる。図3に、 $N_T=8$, $N_R=2$ のMIMOシステムにおける、OSDを用いた受信機と基底格子縮小を適用したMMSEフィルタを用いた受信機の特徴比較を示す。同図において、OSD-VCが4.1.1項で述べたOSDを利用した受信機、proposedが4.2項で説明した基底格子縮小を利用したMMSEフィルタを利用した受信機を表してい

表1 シミュレーション諸元

$N_T \times N_R$	6×2
変調方式	OFDM-QPSK
チャネルモデル	10パスレイリーフェージング
誤り訂正	畳み込み符号 ($K=3$, $R=1/2$)
サブキャリア数	256
基底格子縮小	LLLアルゴリズム ($\delta=0.5$)

図2 仮想伝搬路に基底格子縮小を利用した受信機の実送ストリームに対するBER特性

る。LR-MMSEとV-BLASTは仮想伝搬路を用いない、単なる基底格子縮小を利用したMMSEとOSDである。仮想伝搬路を適用することで大幅に特性が改善されていることが確認できる。OSD-VCは仮想伝搬路を適用しているものの、OSDの信号検出特性の劣化により、フロア誤りが発生している。これに対して、基底格子縮小を仮想伝搬路に適用することでフロア誤りのない優れた特性が達成されている^{*3}。また、仮想伝搬路に基底格子縮小を適用した受信機とMLDの演算量比較を図4に示す。仮想伝搬路を適用し

図3 従来技術とのBER特性比較 ($N_T=8$, $N_R=2$)

図4 ストリーム数に対する演算量比較

*3 文献10)では、 $N_T=12$, $N_R=2$ の過負荷MIMOチャネルにおいて、 E_b/N_0 が45 dBであっても、フロア誤りのない特性が示されている。すなわち、基底格子縮小を仮想伝搬路に適用することで、ランク落ちによる特性劣化はまったく見られないことが示されている。

たMIMO受信機はMLDと同様の伝送特性を達成しながら、その演算量はストリーム数が10の場合、2桁以上少ないことがわかる。

6. むすび

受信アンテナ数よりも多くの信号を空間で多重する過負荷MIMOに適した信号検出法として、仮想伝搬路を適用したMIMO受信機の概要およびその特徴を述べた。仮想伝搬路を適用した受信機は、線形信号検出と非線形検出を組合せたものであり、非線形受信機であるMLDに比較して遥かに少ない演算量で実装できる。特に、基底格子縮小を利用することで、10ストリームの信号を空間で多重しても、受信機に2本のアンテナ($N_R=2$)があれば、MLDに比較して2桁以下の演算量で同等の伝送特性が達成できることも示した。

謝辞 本研究の一部は、総務省 戦略的情報通信研究開発推進事業 (SCOPE) からの助成を受けたものである。

(2015年9月16日受付)

〔文 献〕

- 1) G.J. Foschini and M.J. Gans: "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Pers. Commun., 6, 3, pp.311-335 (Mar. 1998)
- 2) A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal and S. Vishwanath: "Capacity limits of MIMO channels", IEEE J. Sel. Areas Commun., 21, 5, pp.684-702 (June 2003)
- 3) G.J. Foschini: "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", Bell Labs Tech. Journal, 1, 2, pp.41-59 (1996)
- 4) H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO multiplexing", IEEE J. Sel. Areas. Commun., 24, 6, pp.1130-1140 (June 2006)

- 5) K.-K.Wong, A. Paulraj and R.D. Murch: "Efficient high-performance decoding for overloaded MIMO antenna systems", IEEE Trans. Wireless Commun., 6, 5, pp.1833-1843 (May 2007)
- 6) B.W. Zrikoff, J.K. Cavers and S. Bavarian: "An iterative groupwise multiuser detector for overloaded MIMO applications", IEEE Trans. Wireless Commun., 6, 2, pp.443-447 (Feb. 2007)
- 7) Y. Sanada: "Performance of joint maximum-likelihood decoding for block coded signal streams in overloaded MIMO-OFDM system", Proc. ISAPCS '13 (2013)
- 8) S. Denno, H. Maruyama, D. Umehara and M. Morikura: "A virtual layered space time receiver with maximum likelihood channel detection", Proc. IEEE VTC'09 Spring, Barcelona (Apr. 2009)
- 9) J. Imamura, S. Denno, D. Umehara and M. Morikura: "A virtual layered space-frequency receiver architecture with iterative decoding", IEICE Trans. Commun., E94-B, 7, pp.1994-2002 (July 2011)
- 10) S. Yoshikawa, S. Denno and M. Morikura: "Complexity Reduced Lattice-Reduction-Aided MIMO Receiver with Virtual Channel Detection", IEICE Trans. Commun., E96-B, 1, pp.263-270 (Jan. 2013)
- 11) H. Osai and S. Denno: "A 16QAM Receiver with Virtual Channels for Overloaded MIMO Systems", Proc. IEEE VTS APWCS 2014, YOHO Beach, Taiwan (Aug. 28-29, 2014)
- 12) A. Taya, S. Denno, K. Yamamoto, M. Morikura, D. Umehara, H. Murata and S. Yoshida: "An Iterative MIMO Receiver Employing Virtual Channels with a Turbo Decoder for OFDM Wireless Systems", IEICE Trans. Commun., E98-B, 5, pp.878-889 (May 2015)
- 13) R. Chang and R. Gibby: "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", IEEE Trans. Commun., 16, 4, pp.529-540 (Aug. 1968)

でんの きたし
田 野 哲 1988年、京都大学大学院修士課程修了。同年、日本電信電話(株)入社。1997年、国際電気通信基礎技術研究所(ATR)出向。2000年、(株)NTTドコモ入社。2002年、(株)NTTドコモ欧州研究所出向。2004年、京都大学大学院情報学研究科助教授。2011年、岡山大学大学院自然科学研究科教授。デジタル変復調技術、時空間信号処理、ソフトウェア無線、センサネットワークに関する研究に従事。1995年、本学会論文賞受賞、工学博士。