



光・無線統合通信路における拡張DLDCを用いたブラインド信号検出に関する検討

著者	若林 祐克, 衣斐 信介, 高橋 拓海, 岩井 誠人
雑誌名	同志社大学ハリス理化学研究報告
巻	63
号	2
ページ	113-122
発行年	2022-07-31
権利	同志社大学ハリス理化学研究所
URL	http://doi.org/10.14988/00029081

A Study on Extended DLDC-Aided Blind Signal Detection in Unified Optical and Wireless Channels

Yoshikatsu WAKABAYASHI* , Shinsuke IBI* , Takumi TAKAHASHI** and Hisato IWAI*

(Received April 15, 2022)

One of the solutions for utilizing the high-frequency band is to deploy multiple distributed units (DUs) under a central unit (CU) in cloud radio access network (C-RAN) architecture. In the case of the uplink from the terminal to the CU, wireless links are established between the mobile terminals and DU. On the other hand, optical fibers are connected between the DU and CU. When PDM (Polarization Division Multiplexing) communication is used for optical communications, it is possible to construct multi-input multi-output (MIMO) channels in the fiber. In this configuration, both DU and CU need to detect MIMO signals, which causes severe signal processing delay. In this paper, to improve the responsiveness, it is assumed that the DU does not detect the signal but simply transfers, and only the CU detects the signal. At this time, it is effective to perform blind signal detection after unifying the wireless space and the optical space as one MIMO channel. This paper presents a novel method for demodulating in a CU using differential linear dispersion code (DLDC) to realize blind signal detection.

Key words : DLDC, blind signal detection, wireless channel, optical channel, orthogonal frequency division multiplexing

キーワード : DLDC, ブラインド信号検出, 無線通信路, 光通信路, 直交周波数分割多重

光・無線統合通信路における 拡張DLDCを用いたブラインド信号検出に関する検討

若林 祐克, 衣斐 信介, 高橋 拓海, 岩井 誠人

1. はじめに

次世代移動通信システムである 6G (6th Generation) といった高速な通信の実現には, 比較的広い伝送帯域を確保可能である高周波数帯の利用が望ましい. しかし, 高周波数帯は通信距離に応じて受信信号レベルが著しく減衰するため, 従来のマイクロセル構成では端末-アンテナ基地局間にて十分な受信信号レベルを確保することができない. この解決策の一つとして, セル基地局 (CU: Central Unit) の配下に分散アンテナ子局 (DU:

Distributed Unit) を複数設ける C-RAN (Cloud-Radio Access Network) が有効である^{1, 2)}. 端末から CU への上り回線の場合, まず端末-DU 間では無線通信リンクを確立し, DU で無線信号のマルチユーザ検出 (MUD: Multi-User Detection) を行う. 検出された信号が, DU-CU 間の光ファイバによる有線通信を介して光信号の検出を行うことで宛先の CU へ転送される. この手法では DU と CU の両方で信号検出を行う必要があり, 送受信間での深刻な信号処理遅延が避けられない. この問題に対して, 光空間と無線空間を統合し, 統合された一つの

* Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6355, E-mail: sibi@mail.doshisha.ac.jp
** Graduate School of Engineering, Osaka University, Osaka

等価通信路に対して一括ブラインド信号処理を行うことで信号検出の回数を減らし、即応性を高めることを考える。しかし、一括処理を実現するためには、信号強度の変動が生じる無線通信路と高速な偏波回転が生じる光通信路が統合されるため、信号強度と偏波の高速変動が発生する通信路に対して通信路補償および信号検出を行う必要がある。

本検討では無線通信路で生じるマルチパス干渉対策として、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送を用いる^{3, 4)}。また、有線伝送方式として、光ファイバ通信の大容量化を実現する手法のひとつである PDM (Polarization Division Multiplexing) 通信を前提とする⁵⁾。PDM では、垂直偏波と水平偏波のそれぞれに対して独立に情報をのせることで容量を増加させることができるが、ファイバにかかる物理的な外力によってファイバ中を伝搬する光波の偏波軸が回転するため、この影響を補償する必要がある^{6, 7)}。このような偏波回転が発生する PDM 通信路は、MIMO (Multi-Input Multi-Output) 通信路とみなして通信路補償および信号検出を行うことができる⁸⁾。

この統合通信路において、OFDM 信号に埋め込まれているパイロットトーンを利用して通信路補償をする場合、光通信路の偏波回転に追従するためにはパイロットトーンを密に配置する必要がある、必ずしも望ましい形態であるとは言えない。そこで、統合通信路における一括信号処理として、通信路推定が不要なケーリー変換に基づく差動符号化を用いた DLDC (Differential Linear Dispersion Code) 方式⁹⁾を適用することを検討する。しかし、DLDC により偏波回転への追従が可能となるものの、OFDM 伝送におけるサイクリックプレフィックス (CP: Cyclic Prefix) の付与と離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) の利用による通信路の直交化は完全に行われず、ブロック対角成分以外の要素が非ゼロとなる問題を抱える。このブロック対角以外の要素は、DLDC 方式による信号検出を行う際、残留干渉成分となり信号検出性能劣化の要因となっている。本検討では、この残留干渉成分の影響を緩和するため、DLDC 方式における分散行列のサイズを 2×2 から 4×4 へと拡張し一括信号処理を行う。ここで、拡張 DLDC 方式の設計規範として、ペアワイズ誤り率最小化規範を用いる^{10, 11)}。DLDC 方式の拡張により、ブロック対角要素だけでなく、その近傍要素を考慮した信号処理が可能と

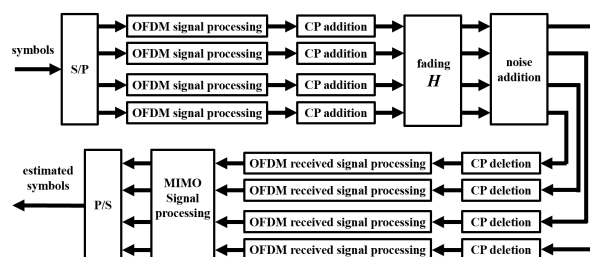


Fig. 1. Transceiver structure of MIMO-OFDM transmissions.

なり、残留干渉を減らすことができる。この拡張 DLDC と従来 DLDC の検出性能を比較するため、計算機シミュレーションを行い、その有効性を確認する。

2. 信号モデル

2.1 無線信号モデル

本検討では、端末-DU 間の無線通信路として、送信アンテナ 2 本、受信アンテナ 2 本の MIMO-OFDM 伝送を考える。Fig. 1 に MIMO-OFDM 伝送の送受信機構成を示す。まず、複数のシンボルを S/P (Serial to Parallel) 変換し、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) を行う。そして、P/S (Parallel to Serial) 変換した後、生成後のシンボルの末尾数サンプルを前方にコピーし CP として付加することで OFDM シンボルを生成し、各アンテナから OFDM シンボルを送信する。その後、フェージング通信路を経由して、混信した OFDM 信号を受信アンテナにおいて受信する。受信機では、各受信アンテナにおいて CP の除去を行い、S/P 変換して FFT (Fast Fourier Transform) を行う。サブチャネル毎に MIMO 伝送の信号推定処理を行うことで各送信アンテナのサブキャリアに割り当てられたシンボルを推定することができる。

以下に MIMO-OFDM 伝送の数式表現を詳細に述べる。本稿では、小文字の太字はベクトル、大文字の太字は行列を表し、 \cdot^T は転置、 \cdot^H はエルミート転置とする。ここでは、数式表現の便宜上、離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換 (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) を用いているが、実際に OFDM 伝送を行う際には演算量を削減するために、FFT, IFFT が用いられていることに留意されたい。

OFDM の DFT サイズを K とすると、送信ベクトル

(周波数領域表現) \mathbf{s}^f は次式で表現される.

$$\mathbf{s}^f = \left[(\mathbf{s}_1^f)^\top, (\mathbf{s}_2^f)^\top \right]^\top \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (1)$$

ただし, $m \in \{1, 2\}$ 番目の送信アンテナにおける送信ベクトル \mathbf{s}_m^f を次式で与える.

$$\mathbf{s}_m^f = [s_m^f[1], s_m^f[2], \dots, s_m^f[K]]^\top \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (2)$$

送信ベクトル (時間領域表現) \mathbf{s} は, \mathbf{s}^f を IDFT したものであり,

$$\mathbf{s} = \mathbf{F}_2^H \mathbf{s}^f \quad (3)$$

で与えられる. ここで, \mathbf{F}_2 は

$$\mathbf{F}_2 = \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0}_K \\ \mathbf{0}_K & \mathbf{F} \end{bmatrix} \quad (4)$$

で定義され, サイズ 2×2 の単位行列 \mathbf{I}_2 と DFT 行列 \mathbf{F} のクロネッカー積で与えられる.

続いて, 送信機にて CP を付与し, DU の無線受信機側で CP を除去すると, 受信ベクトル (時間領域表現) を得る.

$$\mathbf{r} = \left[(\mathbf{r}_1)^\top, (\mathbf{r}_2)^\top \right]^\top \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (5)$$

$$\mathbf{r}_n = [r_n[1], r_n[2], \dots, r_n[K]]^\top \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (6)$$

ただし, \mathbf{r}_n は $n \in \{1, 2\}$ 番目の受信アンテナにおける受信ベクトルである. このとき, 受信ベクトル (周波数領域表現) \mathbf{r}^f は, \mathbf{r} を DFT することで与えられる.

$$\mathbf{r}^f = \mathbf{F}_2 \mathbf{r} = \left[(\mathbf{r}_1^f)^\top, (\mathbf{r}_2^f)^\top \right]^\top \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_n^f = [r_n^f[1], r_n^f[2], \dots, r_n^f[K]]^\top \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (8)$$

最後に, 無線受信機で発生する平均 0, 分散 N_0 の雑音ベクトル (時間領域表現) \mathbf{v} を次式で表現する.

$$\mathbf{v} = \left[(\mathbf{v}_1)^\top, (\mathbf{v}_2)^\top \right]^\top \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (9)$$

$$\mathbf{v}_n = [v_n[1], v_n[2], \dots, v_n[K]]^\top \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (10)$$

このとき, \mathbf{v} の周波数領域表現 \mathbf{v}^f は次式で与えられる.

$$\mathbf{v}^f = \mathbf{F}_2 \mathbf{v} = \left[(\mathbf{v}_1^f)^\top, (\mathbf{v}_2^f)^\top \right]^\top \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (11)$$

$$\mathbf{v}_n^f = [v_n^f[1], v_n^f[2], \dots, v_n^f[K]]^\top \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (12)$$

CP の利用を前提とすると, 通信路行列 \mathbf{H} は巡回行列 \mathbf{H}_{nm} を用いて次式で与えられる.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2K \times 2K} \quad (13)$$

ただし, 巡回行列 $\mathbf{H}_{nm} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ は, m 番目の送信アンテナから n 番目の受信アンテナに至る経路に対応する時間領域通信路行列である. このとき, \mathbf{H} は巡回行列が 4 つ並んだ形状となるので, DFT 行列 \mathbf{F}_2 を用いて固有値分解可能である.

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}_2^H \mathbf{\Xi} \mathbf{F}_2 \quad (14)$$

ただし, $\mathbf{\Xi}$ は通信路の周波数伝達関数を表現するブロック対角行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{\Xi} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Xi}_{11} & \mathbf{\Xi}_{12} \\ \mathbf{\Xi}_{21} & \mathbf{\Xi}_{22} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2K \times 2K} \quad (15)$$

$\mathbf{\Xi}_{nm} = \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{nm} \mathbf{F}$ は m 番目の送信アンテナから n 番目の受信アンテナに至る経路の周波数伝達関数を示す対角行列である.

以上の無線信号モデルに基づいて, MIMO-OFDM 伝送における受信ベクトルは, 時間領域表現と周波数領域表現のそれぞれ次式で与えられる.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (16)$$

$$\mathbf{r}^f = \mathbf{\Xi} \mathbf{s}^f + \mathbf{v}^f \quad (17)$$

式 (15) のゼロ要素に着目すると, 式 (17) を次式のようにサブキャリア k 毎に分割してから信号検出を行っても構わない.

$$\mathbf{r}^f[k] = \mathbf{\Xi}[k] \mathbf{s}^f[k] + \mathbf{v}^f[k] \quad (18)$$

ただし, 以下の通り定義した.

$$\mathbf{r}^f[k] = [r_1^f[k], r_2^f[k]]^\top \quad (19)$$

$$\mathbf{s}^f[k] = [s_1^f[k], s_2^f[k]]^\top \quad (20)$$

$$\mathbf{v}^f[k] = [v_1^f[k], v_2^f[k]]^\top \quad (21)$$

$$\mathbf{\Xi}[k] = \begin{bmatrix} \xi_{11}[k] & \xi_{12}[k] \\ \xi_{21}[k] & \xi_{22}[k] \end{bmatrix} \quad (22)$$

2.2 光信号モデル

本検討における DU-CU 間の光ファイバ伝送では PDM を用いるものとし, 通信路モデルを Fig. 2 に示す. PDM 通信では, 垂直偏波と水平偏波のそれぞれに対して独立に情報をのせて通信を行うことで容量を増加させることができる. このとき, 光ファイバケーブルに掛かるねじれや張力といった, 光ファイバに加わる物理的な外力に

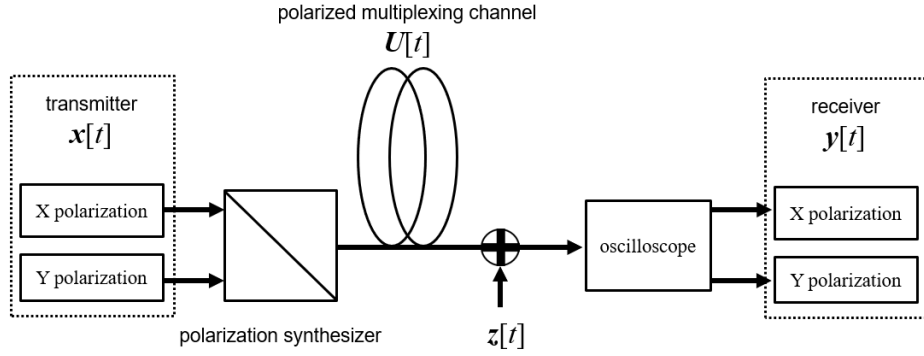


Fig. 2. Channel model of the polarization division multiplexing.

よってファイバ中を伝搬する光波の偏波軸が回転してしまう。偏波回転が発生する PDM 通信路は、MIMO 通信路とみなして通信路補償および信号検出を行うことができる。ここで、デジタルコヒーレント受信機の利用を前提に、離散ベースバンド信号を考える。離散時刻 t におけるサイズ 2×1 の送信ベクトルを $\mathbf{x}[t]$ とし、受信ベクトルを $\mathbf{y}[t]$ で表記する。このとき、 $\mathbf{x}[t]$ および $\mathbf{y}[t]$ の第 1 要素は水平偏波成分、第 2 要素は垂直偏波成分に対応させると、PDM の信号モデルは次式で与えられる。

$$\mathbf{y}[t] = \mathbf{U}[t]\mathbf{x}[t] + \mathbf{z}[t] \quad (23)$$

ここで、 $\mathbf{U}[t]$ は偏波回転を表す通信路行列であり、 $\mathbf{z}[t]$ は光通信路で付加される平均 0、分散 σ^2 の複素ガウス雑音ベクトルである。偏波回転行列は次式のジョーンズ行列で与えられるものとする¹²⁾ *。

$$\mathbf{U}[t] = \Theta_1[t]\Theta_2[t]\Theta_3[t] \quad (24)$$

$$\Theta_1[t] = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1[t]} & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1[t]} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\Theta_2[t] = \begin{bmatrix} \cos \theta_2[t] & j \sin \theta_2[t] \\ j \sin \theta_2[t] & \cos \theta_2[t] \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\Theta_3[t] = \begin{bmatrix} \cos \theta_3[t] & \sin \theta_3[t] \\ -\sin \theta_3[t] & \cos \theta_3[t] \end{bmatrix} \quad (27)$$

ただし、 $\Theta_1[t], \Theta_2[t], \Theta_3[t]$ は各偏波上での位相変動、正弦波・余弦波成分の干渉、偏波間の干渉を表すジョーンズ行列である。 $\mathbf{U}[t]$ はユニタリ行列であるため、 $\mathbf{U}[t]^H \mathbf{U}[t] = \mathbf{I}$ となることに注意されたい。ここで、 \mathbf{I} は単位行列を表す。ただし、 $\theta_i[t], (i = 1, 2, 3)$ は時刻 t

における偏波回転の回転量であり、単位時間あたりの変動は次式のモデルに従う。

$$\theta_i[t+1] = \theta_i[t] + \Delta\theta_i[t] \quad (28)$$

ここで、 $\Delta\theta[t]$ はファイバの状態や通信速度によって与えられる平均 0 のガウス分布に従う乱数とし、文献¹³⁾ においては $\Delta\theta[t]$ の分散は次式で与えられている。

$$\rho_{\Delta\theta[t]}^2 = \psi T \quad (29)$$

ただし、 ψ はファイバの状態によって決まる時間の逆数を単位とする定数であり、文献¹²⁾ と同様に本検討でも $\psi = 10^5 \text{ [s}^{-1}\text{]}$ とする。 T は通信モデルにおいて 1 離散時間サンプルを光通信で送るためにかかる時間であり、本検討では 25GHz の通信を想定し $T = 4 \times 10^{-11} \text{ [s]}$ である。

2.3 光・無線空間統合信号モデル

統合通信路のブロック図を Fig. 3 に示す。端末から送信ベクトル \mathbf{s} を送信後、DU-CU 間では無線通信路を介して受信した \mathbf{r} を、そのまま PDM 光通信路を用いて転送する。このとき、送信ベクトル \mathbf{s} は、本来、RF (Radio Frequency) 信号に変換されるが、本検討では等価低域系で議論する。また、 \mathbf{r}_1 を PDM の水平成分、 \mathbf{r}_2 を PDM の垂直成分をのせて伝送するものとする。PDM 光通信路の受信信号を離散時刻 k のタイミングでサンプリングすると、式 (23) の時刻 t は離散時刻 k で表現されることになる。ここで、受信ベクトル $\mathbf{y}[k]$ に対して式 (5) と同様に、

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T]^T \in \mathbb{C}^{2K \times 1} \quad (30)$$

$$\mathbf{y}_n = [y_n[1], y_n[2], \dots, y_n[K]]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1} \quad (31)$$

* 文献¹²⁾ では、位相雑音の影響を含んだモデルを定義しているが、本検討では、偏波回転の影響を調査することを目的としているため、位相雑音は存在しないものと仮定する。

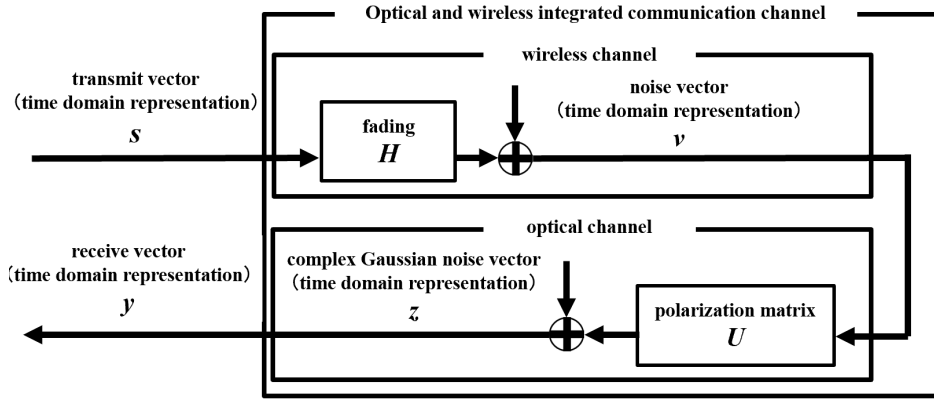


Fig. 3. Model of unified optical and wireless channel.

を定義すると、受信ベクトル (時間領域表現) \mathbf{y} は次式で与えられる.

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v}) + \mathbf{z} = \mathbf{U}\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{U}\mathbf{v} + \mathbf{z} \quad (32)$$

ここで、サイズ $2K \times 2K$ の光通信路行列 \mathbf{U} は次式で表される.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{11}[1] & 0 & \dots & 0 & u_{12}[1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & u_{11}[2] & 0 & \ddots & 0 & u_{12}[2] & 0 & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & u_{11}[K] & 0 & \dots & 0 & u_{12}[K] \\ u_{21}[1] & 0 & \dots & 0 & u_{22}[1] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & u_{21}[2] & 0 & \ddots & 0 & u_{22}[2] & 0 & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & u_{21}[K] & 0 & \dots & 0 & u_{22}[K] \end{bmatrix} \quad (33)$$

ただし、 $u_{nm}[k]$ は $\mathbf{U}[k]$ における第 n 行 m 列の要素を表す. 受信ベクトル \mathbf{y} に対して DFT を施すと、次式を得る.

$$\mathbf{y}^f = \mathbf{F}_2 \mathbf{y} = \mathbf{\Omega} \mathbf{s}^f + \mathbf{U} \mathbf{v}^f + \mathbf{z}^f \quad (34)$$

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{21} & \Omega_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_2 \mathbf{U} \mathbf{H} \mathbf{F}_2^H \quad (35)$$

ここで、 $\mathbf{\Omega}$ は無線通信路と光通信路を統合した通信路行列である.

$\mathbf{\Omega}_{nm}$ が対角行列であるとき、式 (18) のようにサブキャリア k 毎に分割し狭帯域 MIMO 通信システムとして捉えることができる. しかし、式 (35) は、 \mathbf{U} の構成要素が時変動する場合には、 $\mathbf{U}\mathbf{H}$ が巡回行列にはならないため、 $\mathbf{\Omega}_{nm}$ が対角行列にはならないことを示唆している. $\mathbf{\Omega}_{nm}$ が対角行列とはならずブロック対角性が崩れることで、OFDM 信号のサブキャリア同士の直交が崩

れてしまう. このとき、 $\mathbf{\Omega}_{nm}$ の非対角成分の影響により OFDM 変調波のサブキャリア同士が干渉を引き起こしてしまうため、サブキャリア k 毎に分割を行ってから信号検出を実施すると残留干渉となり性能劣化を引き起こしてしまう問題がある.

3. DLDC を用いたブラインド信号検出

3.1 統合通信路への DLDC 方式の適用

本来、OFDM 信号に含まれるパイロットトーンを用いることで無線通信の通信路推定を行うことができる. しかし、式 (34) においてサブチャンネルごとに偏波が回転しているため、その回転補償を行わなければ、伝送品質が大きく低下してしまう. 回転変動の補償には、OFDM 信号に埋め込まれているパイロットトーンを利用することができるが、光通信路の偏波回転に追従するためには、パイロットトーンを密に配置する必要がある、必ずしも望ましい形態であるとは言えない. そこで本検討では、パイロットトーンを用いることなく偏波回転補償が可能な DLDC の適用を考える. このとき、無線通信路行列 \mathbf{H} の推定も不要となる利点もある.

送信機側における、二値の情報行列を $\mathbf{D} = [d[1], d[2], \dots, d[2K/Q]]$, $d[g] = [d[1, g], \dots, d[Q, g]]^T$, ($g = 1, \dots, 2K/Q$) と定義する. ただし、 Q は任意の自然数をとる. このとき、符号化行列 $\tilde{\mathbf{X}}[g] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ を次式で生成する.

$$\tilde{\mathbf{X}}[g] = \sum_{q=1}^Q \mathbf{A}[q] d[q, g] \quad (36)$$

ただし、 $\mathbf{A}[q] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ は予め設計された分散行列であり、エルミート行列で定義されている⁹⁾. 分散行列はエ

エルミート行列であり、実数をかけて足しあわせてもエルミート行列となるため、 $\tilde{\mathbf{X}}[g]$ もエルミート行列となる。いま、 $\mathbf{X}[g]$ を情報行列とし、 $\tilde{\mathbf{X}}[g]$ の歪エルミート行列 $j\tilde{\mathbf{X}}[g]$ を次式のようにケーリー変換を行い、

$$\mathbf{X}[g] = \left(\mathbf{I} - j\tilde{\mathbf{X}}[g] \right) \left(\mathbf{I} + j\tilde{\mathbf{X}}[g] \right)^{-1} \quad (37)$$

を生成する。このとき、 $\mathbf{X}[g]$ はユニタリ性を有する。

送信ベクトル $\mathbf{s}[k] = [s_1[k], s_2[k]]^\top$ に対して時間拡張を行い、 $\mathbf{S}[g] = [s[2g-1], s[2g]]$, ($g = 1, \dots, K/2$) と定義する。 $\mathbf{S}[g]$ を $\mathbf{X}[g]$ を用いて次式のように差動符号化を行い生成する。

$$\mathbf{S}[g] = \mathbf{S}[g-1]\mathbf{X}[g] \quad (38)$$

ただし、 $\mathbf{S}[1] = \mathbf{I}_2$ とし、 $2 \leq g \leq K/2$ とする。ケーリー変換により $\mathbf{X}[g]$ をユニタリ行列へ変換したことで送信行列 $\mathbf{S}[g]$ の行列式は一定であり続ける。ここで、式 (35) において、 Ω_{nm} が対角行列であると近似すると、式 (18) のようにサブキャリア k 毎に分割し信号検出を行うことができる。このとき、送信ベクトル $\mathbf{s}[k]$ を送信し、通信路を経由した受信ベクトル $\mathbf{y}[k]$ を受信する。ここで、受信行列 $\mathbf{Y}[g] = [\mathbf{y}[2k-1], \mathbf{y}[2k]]$ を定義し、通信路行列を次式で定義する。

$$\Omega[g] = \begin{bmatrix} \omega_{11}[g] & \omega_{12}[g] \\ \omega_{21}[g] & \omega_{22}[g] \end{bmatrix} \quad (39)$$

ただし、 $\omega_{nm}[g]$ は Ω_{nm} における第 g 行 g 列の対角要素を表す。2つの連続する受信行列において通信路状態がほぼ一定であると仮定すると、式 (39) および式 (38) より次式を得る¹⁴⁾。

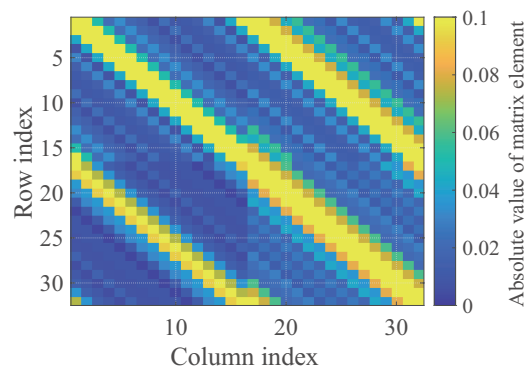
$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[g] &= \Omega[g]\mathbf{S}[g] + \mathbf{N}[g] = \Omega[g]\mathbf{S}[g-1]\mathbf{X}[g] + \mathbf{N}[g] \\ &= (\mathbf{Y}[g-1] - \mathbf{N}[g-1])\mathbf{X}[g] + \mathbf{N}[g] \\ &= \mathbf{Y}[g-1]\mathbf{X}[g] + \mathbf{N}[g] - \mathbf{N}[g-1]\mathbf{X}[g] \end{aligned} \quad (40)$$

最尤推定による $\mathbf{X}[g]$ の推定は次式で実行される。

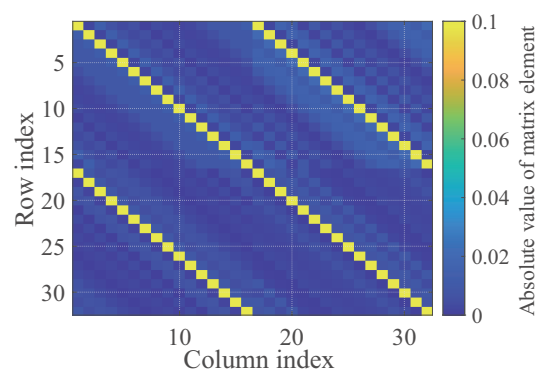
$$\hat{\mathbf{X}}[g] = \arg \min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{Y}[g] - \mathbf{Y}[g-1]\mathbf{X}\|^2 \quad (41)$$

ただし、 \mathbf{X} は $\mathbf{X}[g]$ がとり得る信号行列の候補、 $\|\cdot\|$ はフロベニウスノルムを意味している。

実際には式 (35) における Ω はブロック対角とならない。ここで、 Ω はブロック対角性を確認するため、統合通信路行列の要素の絶対値を、その大きさに応じて色分けし可視化を行った。それぞれ無線通信における伝送帯



(a) 20M Hz bandwidth.



(b) 250M Hz bandwidth.

Fig. 4. Off-diagonal elements of the unified channel matrix in the frequency domain.

域を 20MHz, 250MHz とした際の周波数領域における統合通信路行列を可視化した様子を、Fig. 4 に示す。ただし、同図において $K = 16$ としており、光通信における伝送帯域は 25G symbol/s としている。Fig. 4 より、無線通信における伝送帯域が広い場合には非対角要素が小さいためブロック対角と近似することができるが、一方で無線通信における伝送帯域が狭い場合には、相対的に光通信で偏波変動が大きくなり統合通信路行列のブロック対角性が崩れることが確認できる。サブキャリア k 毎に分割し DLDC 方式を適用する上で、このブロック対角以外の要素は干渉成分となり、性能の劣化を引き起こす。

3.2 拡張 DLDC を用いたブラインド信号検出

Fig. 4(b) のように、無線通信における伝送帯域が広く光通信で生じる偏波変動が相対的に小さい場合、式 (35) においてブロック対角であると近似することができ、小行列 $\mathbf{Y}[g]$ に対し DLDC を用いたブラインド信号処理に

ついて示した。しかし、無線伝送帯域が狭い場合、 Ω_{nm} の対角近傍においても要素を含むため対角性が崩れてしまう。そのため、ブロック対角以外の要素は信号検出の際、残留干渉成分となり性能劣化の一因となっている。この残留干渉成分の影響を緩和のため、分散行列のサイズを 2×2 から 4×4 へと拡張したDLDCを構築し一括信号処理として適用する。3.1節において、分散行列 $\mathbf{A}[q] \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 、符号化行列 $\tilde{\mathbf{X}}[g] \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 、 $Q = 8$ とする。式(35)において、 Ω_{nm} を次式のように近似する。

$$\Omega_{nm} = \text{diag}[\Omega_{nm}[1], \dots, \Omega_{nm}[K/2]] \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \Omega_{nm}[k'] & \quad (43) \\ &= \begin{bmatrix} \omega_{nm}[2k' - 1, 2k' - 1] & \omega_{nm}[2k' - 1, 2k'] \\ \omega_{nm}[2k', 2k' - 1] & \omega_{nm}[2k', 2k'] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

ただし、 diag は行列を対角に並べたブロック対角行列を意味する。このとき、送信ベクトルと受信ベクトルに対して新たに時間拡張を行い、送信行列と受信行列を式(44)および式(45)のように定義する。ただし、 $l = 1, \dots, K/8$ である。このとき、2つの連続する受信行列において通信路状態がほぼ一定であると仮定すると、式(40)と同様に、式(43)、式(44)、および式(45)より次式が成立する。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[l] &= \mathbf{Y}[l]\mathbf{S}[l] + \mathbf{N}[l] = \mathbf{Y}[l]\mathbf{S}[l-1]\mathbf{X}[l] + \mathbf{N}[l] \\ &= (\mathbf{Y}[l-1] - \mathbf{N}[l-1])\mathbf{X}[l] + \mathbf{N}[l] \\ &= \mathbf{Y}[l-1]\mathbf{X}[l] + \mathbf{N}[l] - \mathbf{N}[l-1]\mathbf{X}[l] \quad (46) \end{aligned}$$

$$\mathbf{r}[l] = \begin{bmatrix} \Omega_{11}[4(l-1)] & \Omega_{12}[1+4(l-1)] \\ \Omega_{21}[1+4(l-1)] & \Omega_{22}[1+4(l-1)] \end{bmatrix} \quad (47)$$

ただし、式(46)において通信路行列 Ω は時間拡張内で等しい、すなわち $\mathbf{r}[1+4(l-1)] = \mathbf{r}[2+4(l-1)] = \mathbf{r}[3+4(l-1)] = \mathbf{r}[4+4(l-1)]$ であると仮定した。このとき、最尤推定による $\mathbf{X}[l]$ の推定は次式で実行される。

$$\hat{\mathbf{X}}[l] = \arg \min_{\mathbf{X}} \left\| \mathbf{Y}[l] - \mathbf{Y}[l-1]\mathbf{X} \right\|^2 \quad (48)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{X}}$ は $\mathbf{X}[l]$ がとり得る信号行列の候補である。DLDCのサイズを拡張したことで、式(43)のように Ω_{nm} に対し、対角要素だけでなくその近傍の要素を含み処理が可能となる。この結果、残留干渉成分影響を緩和することができる。

3.3 拡張DLDC構築法

拡張DLDCを構築する設計規範を以下に示す。まず、分散行列 $\mathbf{A}[q] \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ をランダムに生成し、DLDC

変調を行った後に送信符号語 $\mathbf{C} = (c_1, c_2, \dots, c_Q)$ が送信されたとする。ここで、受信側の復号器が、 $\mathbf{E} = (\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2, \dots, \mathbf{E}_Q)$ を復号語とする事象($\mathbf{C} \neq \mathbf{E}$)に関するペアワイズ誤り率(PEP: Pairwise Error Probability) $p(\mathbf{C} \rightarrow \mathbf{E})$ は $\mathbf{B} = \mathbf{C} - \mathbf{E}$ とすると次式のように上界が与えられる¹¹⁾。

$$p(\mathbf{C} \rightarrow \mathbf{E}) \leq \left(\frac{\gamma}{4M} \right)^{-rN} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N} \quad (49)$$

ただし、 γ は平均信号対雑音電力比(SNR: Signal to Noise power Ratio)。 N は受信次元数、 M は送信次元数、 r は $\mathbf{D}\mathbf{D}^H$ の階数であり、 λ_i は $\mathbf{D}\mathbf{D}^H$ の固有値である。

拡張DLDC構築手順のフローチャートをFig. 5に示す。ランダムに生成した全ての分散行列に対し式(49)を用いたペアワイズ誤り率を最小化規範により求めた分散行列を候補とする。ここで、ペアワイズ誤り率に関し、通信路行列は単位行列に近似しており、また復号における差動処理により雑音が有色となるにも関わらず、白色に近似していることに注意されたい。このため、最も小さいペアワイズ誤り率を示した場合でも、限界性能を達成するとは限らない。したがって、分散行列の候補を用いた拡張DLDC方式に対し計算機シミュレーションによりビット誤り率(BER: Bit Error Rate)評価を行い、最も良い性能を示した分散行列を採用している。

4. 計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション諸元

4ビットの分散行列のDLDC方式、8ビットの拡張分散行列のDLDC方式のBER特性を計算機シミュレーションにより評価した。送信機において、DLDC変調後に、802.11a規格と同様に4パイロットトーン信号を含む52サブキャリアを用いてOFDM信号を送信する¹⁵⁾。ただし、パイロットトーンは信号検出に利用しない。無線通信路と光通信路の経路後、受信機においてDLDCの最尤推定による硬判定復号を行い、BERを計算した。計算機シミュレーション諸元をTable. 1に示す。ただし、無線伝送における雑音電力密度は N_0 、光伝送における雑音電力密度は σ^2 で定義されており、本来であれば無線伝送と光伝送でSNRは異なるが、本稿の計算機シミュレーションにおいては、 $N_0 = \sigma^2$ として評価している。

$$\mathbf{S}[l] = \begin{bmatrix} s_1[1+8(l-1)] & s_1[3+8(l-1)] & s_1[5+8(l-1)] & s_1[7+8(l-1)] \\ s_1[2+8(l-1)] & s_1[4+8(l-1)] & s_1[6+8(l-1)] & s_1[8+8(l-1)] \\ s_2[1+8(l-1)] & s_2[3+8(l-1)] & s_2[5+8(l-1)] & s_2[7+8(l-1)] \\ s_2[2+8(l-1)] & s_2[4+8(l-1)] & s_2[6+8(l-1)] & s_2[8+8(l-1)] \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$\mathbf{Y}[l] = \begin{bmatrix} y_1[1+8(l-1)] & y_1[3+8(l-1)] & y_1[5+8(l-1)] & y_1[7+8(l-1)] \\ y_1[2+8(l-1)] & y_1[4+8(l-1)] & y_1[6+8(l-1)] & y_1[8+8(l-1)] \\ y_2[1+8(l-1)] & y_2[3+8(l-1)] & y_2[5+8(l-1)] & y_2[7+8(l-1)] \\ y_2[2+8(l-1)] & y_2[4+8(l-1)] & y_2[6+8(l-1)] & y_2[8+8(l-1)] \end{bmatrix} \quad (45)$$

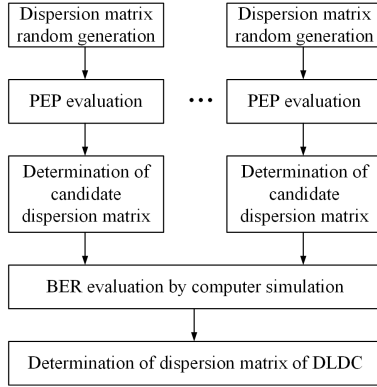


Fig. 5. Extended DLDC construction procedure.

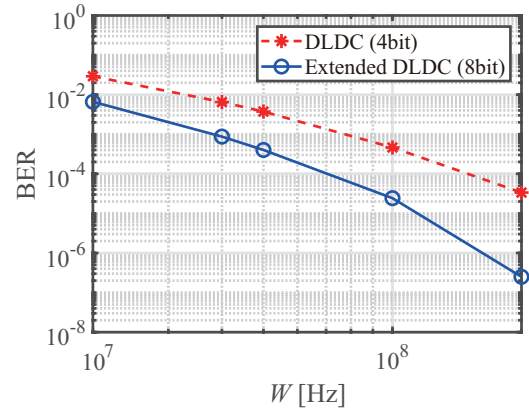
Table 1. Computer simulation parameters.

Transmission method	OFDM
Number of data subcarriers	52
DFT size	64 point
Modulation method	DLDC
Wireless channel model	Flat fading
Wireless transmission bandwidth	W Hz
Optical channel model	PDM
Optical transmission bandwidth	25 GHz

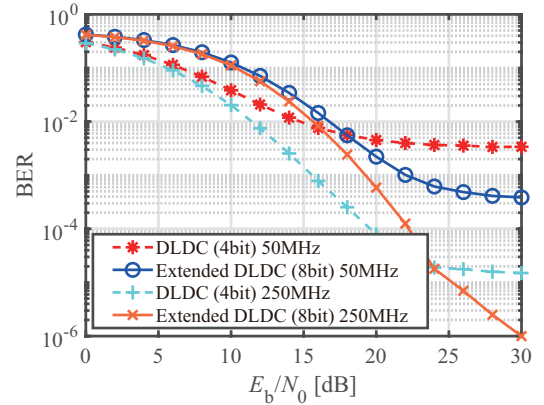
4.2 BER 特性

計算機シミュレーション結果を Fig. 6 に示す。Fig. 4.1(a) では、 $E_b/N_0 = 30$ dB における無線伝送帯域に対する BER 特性を示している。ただし、 E_b は 1 ビットあたりの送信電力密度を意味する。ここで、無線伝送帯域 $W = 50$ MHz に着目すると、 2×2 サイズの DLDC において $BER=4 \times 10^{-3}$ であるのに対し、拡張 DLDC では $BER=4 \times 10^{-4}$ であり拡張により残留干渉成分が緩和され性能が向上したことが確認できる。

Fig. 6(b) では、 W を 50, 250 MHz としたときの E_b/N_0 に対する BER 特性を示している。 $W = 50$ MHz において、 2×2 サイズの DLDC では $BER = 3 \times 10^{-3}$ 付近でエラーフロアが発生しているのに対し、 $W = 250$



(a) BER vs. bandwidth W ($E_b/N_0 = 30$ dB).



(b) BER vs. E_b/N_0 .

Fig. 6. BER characteristics of DLDC and extended DLDC.

MHz においては、 $BER = 1.5 \times 10^{-5}$ 付近でエラーフロアが確認され、エラーフロアレベルが改善されている。また、拡張 DLDC においても $W = 50$ MHz において、 $BER = 4 \times 10^{-4}$ 付近でエラーフロアが発生し、 $W = 250$ MHz においては、エラーフロアが解消されている。これは 3.1 節で述べたように、 W が低くなると、相対的に光通信で偏波変動は大きくなるため統合通信路行列のブロック対角性が崩れ、残留干渉成分が性能劣化を引き起こすためである。次に、 2×2 サイズの DLDC と拡張

DLDC の性能を比較する。 $W = 20$ MHz に着目すると 2×2 サイズの DLDC では $BER = 3 \times 10^{-3}$ 付近でエラーフロアが生じており、拡張 DLDC では $BER = 4 \times 10^{-4}$ 付近でエラーフロアが発生し、エラーフロアレベルが改善されていることから、DLDC 拡張により残留干渉成分の悪影響を抑圧できていることが推察できる。また、 E_b/N_0 が低い領域においては 2×2 サイズの DLDC の性能が優れている一方で、 E_b/N_0 が高い領域では拡張 DLDC が性能を改善できていることが確認できる。これは、DLDC の拡張に伴い残留干渉成分の悪影響を抑圧することで性能を改善可能である一方、隣接するチャネル行列の変動が大きくなり、その影響により E_b/N_0 が低い領域で性能が悪化したためである。

今後の課題として、拡張 DLDC の構築法の見直しがある。拡張 DLDC 設計規範としてペアワイズ誤り率最小化規範を用いているが、通信路行列の単位行列近似や雑音の白色近似を行っており、ペアワイズ誤り率最小化規範の使用が適しているのかも含め、さらなる検討が必要である。また本研究では、分散行列を 2×2 サイズから 4×4 へと拡張を行っているが、DLDC の拡張に伴い残留干渉成分の悪影響を抑圧することで性能を改善可能であると同時に、隣接するチャネル行列の変動が大きくなるというメリットとデメリットにはトレードオフの関係が存在すると考えられる。そのため、最も高い性能を示す分散行列のサイズの探索も検討課題として存在する。

5. 結論

本検討ではまず、次世代通信における高い周波数帯の利用を前提とし、高い周波数帯の有効利用方の一つである C-RAN 構成に対して、端末から CU への上り回線を想定した一括信号処理の必要性について述べた。一括信号処理のための統合通信路において、OFDM 信号に埋め込まれているパイロットトーンを利用する場合、光通信路の偏波回転に追従するためには、パイロットトーンを密に配置する必要がある、必ずしも望ましい形態であるとは言えないことから、一括信号処理としてブラインド一括信号処理に着目しケーラー変換に基づく差動符号化を用いた DLDC 方式の適用法を検討した。計算機シミュレーションにより、提案方式の BER 特性を示して伝送帯域に応じた信号検出性能について評価し、その有効性を確認した。

参考文献

- 1) A. Radwan, K. M. S. Huq, S. Mumtaz, K. -F. Tsang and J. Rodriguez, "Low-Cost On-Demand C-RAN Based Mobile Small-Cells", *IEEE Access*, **4**, 2331-2339 (2016).
- 2) M. Gerasimenko, D. Moltchanov, R. Florea, S. Andreev, Y. Koucheryavy, N. Himayat, S.-P. Yeh and S. Talwar, "Cooperative Radio Resource Management in Heterogeneous Cloud Radio Access Networks", *IEEE Access*, **3**, 397-406 (2015).
- 3) 三瓶政一, 前田忠彦, 岩井誠人, 市坪信一, 宮本伸一, 衣斐信介, 岡田実, ワイヤレス通信工学, (オーム社, 東京, 2014).
- 4) T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li and G. Y. Li, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **58**[4], 1673-1694 (2008).
- 5) Y. Han and G. Li, "Coherent Optical Communication Using Polarization Multiple-Input-Multiple-Output", *Optics Express*, **13**[19], 7527-7534 (2005).
- 6) A. M. Smith, "Birefringence Induced by Bends and Twists in Single-Mode Optical Fiber" *Applied Optics*, **19**[15], 2606-2611 (1980).
- 7) H.J. El-Khozondar, M.S. Muller, R.J. El-Khozondar, and A.W. Koch, "Polarization Rotation in Twisted Polarization Maintaining Fibers Using a Fixed Reference Frame", *Journal of Lightwave Technology*, **27**[24], 5590-5596 (2009).
- 8) 田中誠二, 大澤昇, 衣斐信介, 五十嵐浩司, 三瓶政一, "偏波多重を適用した光ファイバ通信システムにおける大システム極限を利用した位相雑音除去と偏波分離に関する - 検討", 信学技報, **118**[288], 69-74 (2018).
- 9) L. Hanzo, O. Alamri, M. El-Hajjar and N. Wu, Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems, (Wiley, UK, 2009).
- 10) V. Tarokh, N. Seshadri and A.R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction", *IEEE Transaction on Information Theory*, **44**[2], 744-765 (1998).
- 11) 井坂元彦, "MIMO 通信路における符号化と変調" 信学論 (A), **J86-A**[12], 1292-1301 (2003).
- 12) K. Kikuchi, "Electronic Polarization-Division Demultiplexing Based on Digital Signal Processing in Intensity-Modulation Direct-Detection Optical Communication Systems", *Optics Express*, **22**[2], 1971-1980 (2014).
- 13) K. Kikuchi, "Performance Analyses of Polarization Demultiplexing Based on Constant-Modulus Algorithm in Digital Coherent Optical Receivers", *Optics*

Express, **19**[10], 9868–9880 (2011).

- 14) N. Isikawa, R. Rajashekar, C. Xu, S. Sugiura and L. Hanzo, “Differential Space-Time Coding Dispensing with Channel Estimation Approaches the Performance of its Coherent Counterpart in the Open-Loop Massive MIMO-OFDM Downlink”, *IEEE Transactions on Communications*, **66**[12], 6190-6204 (2018).
- 15) 守倉正博, 久保田周治, 802.11 高速無線 LAN 教科書, (インプレス R&D, 東京, 2010).