# TLS 型 SIMO-OFDM 通信環境下におけるチャネル等化に関する性能解析

Performance analysis of channel equalization in TLS type SIMO-OFDM communication environment

片貝　悠 † Yu KATAKAI　堀内　亮 † Ryo HORIUCHI　小松　稔 ‡ Minoru KOMATSU　田邉　造 † Nari TANABE　古川　利博 ‡ Toshihiro FURUKAWA

† 諏訪東京理科大学 Tokyo University of Science,Suwa ‡ 東京理科大学 Tokyo University of Science

E-mail:† {jg110016@ed, jgh12612@ed, nari@rs.suwa}.tus.ac.jp, ‡ {komatsu_m@ms, furukawa@ms}.kagu.tus.ac.jp

## 1　はじめに

本論文は，OFDM 通信方式における全最小二乗 (TLS) 型ダイレクトブラインドゼロフォーシング等化器を提案する．提案手法の特徴は，(1) トレーニング信号を送ることなく等化器を推定可能とし，(2) 雑音の影響を軽減することより性能が良いことである．

## 2　問題設定 [1]

SIMO-OFDM 通信システムにおいて，Stacking Number を $N$ と設定したとき，$L$ 個の全ての観測信号ベクトル $\boldsymbol{x}_N(n)$=[$x^{(1)}(n)$,...,$x^{(L)}(n)$,...,$x^{(1)}(n-N+1)$,...,$x^{(L)}(n-N+1)]^T$ は [2]

$$\boldsymbol{x}_N(n) = \mathcal{H}_N \boldsymbol{s}_N(n) + \boldsymbol{v}_N(n) \tag{1}$$

と表わされる．ここで，$\mathcal{H}_N$ は $LN \times (L_h + N)$ の伝送路行列であり，各観測アンテナ毎に $L_h$ 波の遅延波が存在している．また，$\boldsymbol{s}_N(n)$ は $(L_h+N)$ 次元の送信信号ベクトル，$\boldsymbol{v}_N(n)$ は AWGN の $LN$ 次元雑音ベクトルである．

$LN$ 次元等化器ベクトル $\boldsymbol{g}(n)$ と伝送路行列 $\mathcal{H}_N$ の内積は

$$\boldsymbol{g}^T(n)\mathcal{H}_N = [\mathbf{0}^T, 1, \mathbf{0}^T] = \boldsymbol{e}_{d+1}^T \tag{2}$$

となることが知られている．ここで，$\boldsymbol{e}_{d+1}$ は $(d+1)$ 番目のみ 1 で他は全て零となるベクトルであり，$d$ は任意の遅延パラメータとする．

本論文の目的は，送信信号 $\boldsymbol{s}(n)$ と伝送路行列 $\mathcal{H}_N$ を知ることなく，ダイレクトに等化器ベクトル $\boldsymbol{g}(n)$ を推定するために，観測信号ベクトル $\{\boldsymbol{x}_i(n-j)\}$ の相関行列 $\mathrm{A}(n)(Space(\mathrm{A}) = Space(\mathcal{H}_N))$ を用いて次式を満足する $\boldsymbol{g}(n)$ を推定することである．

$$\boldsymbol{g}^T(n)\mathrm{A}(n) = [\mathbf{0}^T, 1, \mathbf{0}^T] = \boldsymbol{e}_{LN+1}^T \tag{3}$$

## 3　提案手法

入出力の雑音を改善可能な TLS 法 [3] の考え方を用いれば，式 (3) は

$$\left(\widehat{\mathrm{A}}(n) - \Delta\widehat{\mathrm{A}}(n)\right)^T \boldsymbol{g}(n) = \widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1} - \Delta\widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1} \tag{4}$$

となる．ここで，$\widehat{\mathrm{A}}(n)$ と $\widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}$ はそれぞれ雑音を含む $\mathrm{A}(n)$ と $\boldsymbol{e}_{LN+1}$ であり，$\Delta\widehat{\mathrm{A}}(n)$ と $\Delta\widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}$ はそれぞれ $\mathrm{A}(n)$ と $\boldsymbol{e}_{LN+1}$ の摂動を意味する．

また式 (4) は，次式

$$\left.\begin{aligned} \left([\widehat{\mathrm{A}}^T(n), \widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}] - [\Delta\widehat{\mathrm{A}}^T(n), \Delta\widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}]\right)\begin{bmatrix}\boldsymbol{g}(n)\\ -1\end{bmatrix} &= \mathbf{0} \\ \left[\widehat{\mathrm{C}} - \Delta\widehat{\mathrm{C}}\right]\tilde{\boldsymbol{g}}(n) &= \mathbf{0} \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

と変形できる．ここで，$\widehat{\mathrm{C}} = [\widehat{\mathrm{A}}^T(n), \widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}]$，$\Delta\widehat{\mathrm{C}} = [\Delta\widehat{\mathrm{A}}^T(n), \Delta\widehat{\boldsymbol{e}}_{LN+1}]$，$\tilde{\boldsymbol{g}}(n) = [\boldsymbol{g}^T(n), -1]^T$ とする．

以上より，次の最小化問題に帰着することができる．

$$\min \|\Delta\widehat{\mathrm{C}}\|_F^2 \quad \text{subject to} \quad (\widehat{\mathrm{C}} - \Delta\widehat{\mathrm{C}})\tilde{\boldsymbol{g}}(n) = \mathbf{0} \tag{6}$$

ラグランジュの未定乗数法を解くことより

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{g}}(n) &= \frac{\tilde{\boldsymbol{g}}^H(n)\widehat{\mathrm{C}}^H\widehat{\mathrm{C}}\tilde{\boldsymbol{g}}(n)}{\tilde{\boldsymbol{g}}^H(n)\tilde{\boldsymbol{g}}(n)} \\ &= \frac{-1}{\boldsymbol{e}_{LN+1}^T \mathrm{V}_p \mathrm{V}_p^T \boldsymbol{e}_{LN+1}} \mathrm{V}_p \mathrm{V}_p^T \boldsymbol{e}_{LN+1} \end{aligned} \tag{7}$$

となる．ただし，$\mathrm{V}_p$ は $\widehat{\mathrm{C}}$ の最小特異値に対する右特異行列である．

求めたい等化器ベクトル $\boldsymbol{g}(n)$ は $\tilde{\boldsymbol{g}}(n)$ の $(LN+1)$ 番目の要素が $-1$ となるように各要素を割ることで算出できる．

表 1. シミュレーション緒元

| | |
|---|---|
| 観測アンテナ数 | $L = 4$ |
| 1 次変調方式 | QPSK |
| 搬送波周波数 | $f_c = 2.4$[GHz] |
| サブキャリア数 | $K = 16$ |
| 送信シンボル数 | 20000 |
| 伝送路次数 | $L_h = 4$ |
| 試行回数 | 50 |
| SNR | $0, 2, \cdots, 20$[dB] |

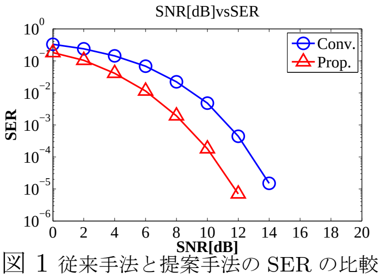


図 1 従来手法と提案手法の SER の比較

## 4　シミュレーション

提案手法の有効性を確認するために，表 1 に基づき従来手法 [2] と提案手法との性能を比較した結果を図 1 に示す．

図 1 より，提案手法は従来手法よりも優れた SER 評価を得ている．このことは，TLS 法 [3] の導入によって雑音を抑圧して SNR を改善できたことより，等化器ベクトル $\boldsymbol{g}(n)$ の推定精度が向上したと考えられる．

## 5　まとめ

本論文では，TLS 法を適用したダイレクトブラインド ZF 等化器を提案した．提案手法の有効性は計算機シミュレーションにより確認した．今後の課題として，演算量の軽減や MIMO 化による向上が考えられる．

**参考文献**

[1] 高畑文雄 (編)，“ディジタル無線通信入門，” 培風館，Jun. 2002，”

[2] Xiaohua Li and Howard Fan , ”Direct Estimation of Blind Zero-Forcing Equalizers Based on Second-Order Statistics,” IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 48, NO. 8, pp.2211-2218, AUGUST 2000

[3] 和田　清 (監訳)，楊　子江 (訳)，金江春植 (訳)，“信号処理のための線形代数，” 森北出版，Janu. 2008.