SIMO-OFDM 通信におけるチャネル同定を必要としない TLS 型チャネル等化法

TLS type Blind Equalization without SIMO-OFDM channel Estimation

片貝　悠 † Yu KATAKAI　名取　隆廣 ‡ Takahiro NATORI　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:† {gh14604@ed, nari@rs.suwa}.tus.ac.jp, ‡ {t.natori@ms, komatsu_m@ms, furukawa@ms}.kagu.tus.ac.jp

1　はじめに

本論文は，OFDM 通信方式においてチャネル等化手法に全最小二乗 (TLS) ダイレクトブラインドゼロフォーシングを用いた等化器を提案する．提案手法の特徴は，雑音の影響を軽減することより等化性能が向上していることである．提案手法の性能と演算量の比較は，計算機シミュレーションにより明らかにしている．

2　提案手法

Stacking Number を N とする SIMO-OFDM 通信モデルを想定する．また，L 本の観測アンテナがあるとするとき，L 個の全ての観測信号ベクトル $\boldsymbol{x}_N(n)$ は

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

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 LN 次元の AWGN ベクトルである．

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，観測信号ベクトル $\{\boldsymbol{x}_i(n-j)\}$ の相関行列 $\mathrm{A}(n)(Span(\mathrm{A}) = Span(\mathcal{H}_N))$ を用いて次式を満足する $\boldsymbol{g}$ を設計することである．

$$\boldsymbol{g}^T \mathrm{A} = [\boldsymbol{0}^T, 1, \boldsymbol{0}^T] = \boldsymbol{e}_{LN+1}^T \tag{2}$$

ダイレクトブラインド ZF 等化器の入出力関係に着目して TLS 法 [2] のモデルを当てはめたとき，式 (2) の制約条件付最小化問題は次式で表される．

$$\min \|\Delta\widehat{\mathrm{C}}\|_F^2 \quad \text{subject to} \quad (\widehat{\mathrm{C}} - \Delta\widehat{\mathrm{C}})\tilde{\boldsymbol{g}} = \boldsymbol{0} \tag{3}$$

ただし，C は $(2LN+1) \times (LN+1)$ の拡張推定行列で雑音を含む $\mathrm{A}(n)$ と $\boldsymbol{e}_{LN+1}$ であり，$\Delta\mathrm{C}$ は $(2LN+1) \times (LN+1)$ の拡張摂動行列で $\mathrm{A}(n)$ と $\boldsymbol{e}_{LN+1}$ の摂動部分，$\tilde{\boldsymbol{g}}$ は $(LN+1)$ 次元の拡張等化器ベクトルである．式 (3) にラグランジュの未定乗数法を適用することにより

$$\tilde{\boldsymbol{g}} = \frac{-1}{\boldsymbol{e}_{LN+1}^T \mathrm{V}_p \mathrm{V}_p^T \boldsymbol{e}_{LN+1}} \mathrm{V}_p \mathrm{V}_p^T \boldsymbol{e}_{LN+1} \tag{4}$$

表 1　従来手法の計算量

Conv.	multiplications
$1.A^+$	$(10-\frac{7}{6})(LN)^3$ $+(1+\frac{1}{2})(LN)^2$ $+(-2+\frac{2}{3})LN$
$2.\boldsymbol{g}$	$LN(2LN+1)$
Total	$\frac{53}{6}(LN)^3 + \frac{7}{2}(LN)^2$ $-\frac{1}{3}LN$

表 2　提案手法の計算量

Prop.	multiplications
$1.A^+$	$(10-\frac{7}{6})(LN)^3 + (1+\frac{1}{2})(LN)^2$ $+(-2+\frac{2}{3})LN$
$2.\|\Delta\mathrm{C}\|_F^2$	$4(LN)^2 + 7(LN) + 8$
$3.\boldsymbol{w}$	$(LN)^2 + (-p+3)(LN) + (-2p+3)$
$4.\tilde{\boldsymbol{g}}$	$(LN)^2 + (-p+2)(LN) + (-2p+4)$
Total	$\frac{53}{6}(LN)^3 + \frac{11}{2}(LN)^2 + \frac{17}{3}LN + 15$

表 3 シミュレーション諸元

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	$K = 8$
送信シンボル数	10000
伝送路次数	$L_h = 5$
試行回数	20
SNR	$0, 5, \cdots, 20$[dB]

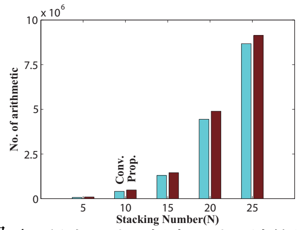

図 1　従来手法と提案手法の演算量比較

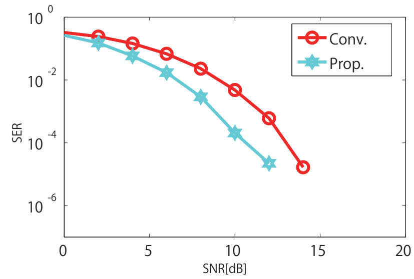

図 2　従来手法と提案手法の SER の比較

を求めることができる．ただし，V_p は $\widehat{\mathrm{C}}$ の最小特異値に対する右特異行列である．

所望の等化器ベクトル $\boldsymbol{g}$ は $\tilde{\boldsymbol{g}}$ 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．

3　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 3 に基づくシミュレーションを行った．従来手法 [1] と提案手法の演算量を比較した結果を図 1，性能を比較した結果を図 2 に示す．従来手法と提案手法の計算量を表 1，表 2 に示す．

図 1 より，従来手法と比べて提案手法は演算量が増加している．等化器ベクトル $\boldsymbol{g}$ を算出するにあたって，提案手法には特異値分解を用いており，従来手法よりも演算量が増加したことが考えられる．図 2 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．

4　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．提案手法の性能は，従来手法より優れていることが確認できた．演算量は従来手法よりも増加した．今後の課題として，精度を維持したままの演算量軽減や時変環境下での性能向上が挙げられる．

参考文献

[1] 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

[2] 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.