

## ゼロ詰め込みブロック伝送のためのブラインド通信路短縮

会澤 知也<sup>†</sup>      金子 喬介<sup>††</sup>      宮嶋 照行<sup>††a)</sup>

Blind Channel Shortening for Zero-Padded Block Transmissions

Tomoya AIZAWA<sup>†</sup>, Kyosuke KANEKO<sup>††</sup>, and Teruyuki MIYAJIMA<sup>††a)</sup>

あらまし ブロック伝送システムは、マルチパス環境下において優れた特性を有することが知られているが、通信路のインパルス応答長がガードインターバル長を超える場合にはブロック間干渉により通信性能が劣化する。このような場合、時間領域等化器を用いた通信路短縮が有効である。本論文ではガードインターバルにゼロ詰め込みを用いたブロック伝送のための通信路短縮法を検討している。まず従来の手法は通信路短縮能力に限界があることを示している。次に、フィルタ出力電力を最小化する新しい手法を提案し、雑音が存在する場合でも完全通信路短縮ができることを示している。更にフィルタ出力 SINR を改善するために、拘束付き出力分散最小化に基づいた改良法を提案している。シミュレーションにより、提案法の有効性を示している。

キーワード シングルキャリア伝送, マルチパス通信路, ブロック間干渉, 時間領域等化, ブラインド等化

### 1. ま え が き

ブロック伝送方式は複数のデータシンボルをまとめてブロック単位で伝送する方式で、マルチパス環境において大容量のデータを伝送可能であるといった特長を有し、地上デジタルテレビジョン放送や無線 LAN をはじめとして多くの分野に適用されている。代表的なブロック伝送方式として、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式 [1] と、周波数領域等化器 (FEQ: Frequency-domain Equalizer) を用いた SC-FDE (Single Carrier-Frequency-Domain Equalization) 方式 [2] が挙げられる。ブロック伝送ではデータブロック間に十分な長さのガードインターバル (GI: Guard Interval) を挿入することで、マルチパス環境下における遅延波に起因するブロック間干渉 (IBI: Inter-Block Interference) を除去することができる [1]。GI にはデータブロックの一部をコピーするサイクリックプレフィックス (CP: Cyclick

Prefix) を挿入する場合と、ゼロを詰め込む場合がある [3]。

ブロック伝送の問題点は、通信路のインパルス応答長が GI 長を超える場合、IBI による通信性能の劣化が起きてしまうことである。この問題を解決するために、様々な方法が検討されている [4] ~ [11]。干渉キャンセラ [4] と判定帰還型等化器 [5] は、判定結果に基づき干渉の推定と除去が可能だが、非線形性を有するため性能解析が困難である。アダプティブアレーアンテナ [6], [7] は、空間的に干渉を抑圧することが可能だが、複数のアンテナを配置するため受信機が大きくなる傾向がある。周波数領域等化 [8], [9] は、特別な時間領域の処理なしで干渉の影響を低減できるが、通信路の推定のために周波数利用効率の低下を招くトレーニング信号を必要とする。このように各手法は興味深い特徴をもつものの、決定的な手法が確立されているとはいえない。本論文では、別のアプローチである時間領域等化器 (TEQ: Time-domain Equalizer) を用いた通信路短縮 [10], [11] に着目する。

通信路短縮は受信機に設置した線形フィルタである TEQ を調節し、通信路と TEQ からなる合成システムのインパルス応答長を短縮することで IBI を防ぐものである。線形システムであるため、解析が比較的容易であり、ブラインド信号処理により実装できる点が興味深い [12]。ブラインド通信路短縮はトレーニング信

<sup>†</sup> 茨城大学大学院理工学研究科システム工学専攻, 日上市  
Department of Systems Engineering, Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa-cho, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

<sup>††</sup> 茨城大学工学部システム工学科, 日上市  
Department of Systems Engineering, College of Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa-cho, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

a) E-mail: miyajima@mx.ibaraki.ac.jp

号を必要としないため、周波数利用効率に優れた方法であり、通信環境が変化する無線通信に適していると考えられる [12] ~ [17]。ブラインド通信路短縮の先駆的な手法は、MERRY (Multicarrier Equalization by Restoration of RedundancY) アルゴリズム [13] である。文献 [13] において、GI に CP、ゼロのどちらを挿入する場合にも MERRY アルゴリズムが適用可能であることが主張されているが、通信路短縮が可能かどうか理論的に示されていない。最近になって、CP の場合については、MERRY アルゴリズムにより完全通信路短縮可能であることが示された [16] が、ゼロ詰め込みの場合については明らかになっていない。また、ゼロ詰め込みの場合について、完全通信路短縮可能な手法はこれまでに提案されていない。

本論文では、GI にゼロを詰め込むブロック伝送における、MERRY アルゴリズムの通信路短縮能力を検討した後、新しいブラインド通信路短縮法を提案する。提案法は、雑音が存在しても通信路を短縮できることを示す。更に、TEQ 出力の SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) を改善するため、拘束付き出力分散最小化 [18] に基づいた改良法を併せて提案する。計算機シミュレーションにより、提案法の有効性を示す。

## 2. 問題定式化

### 2.1 ゼロ詰め込みブロック伝送

本論文では、図 1 に示すゼロ詰め込みを用いたシングルキャリアブロック伝送について考える。シングルキャリア変調方式は単一の搬送波を用いて通信を行うため送信信号の PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) が大きくなるという利点があり、近年注目されている [2]。なお本論文の議論は OFDM においても成り立つ。

送信シンボル  $\{s_k\}$  (分散を  $\sigma_s^2$  とする) を直並列

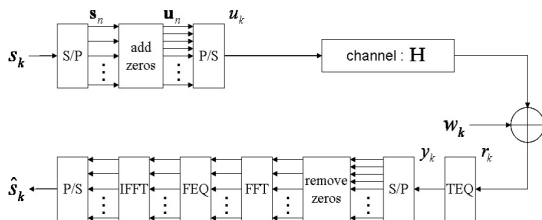


図 1 ゼロ詰め込みブロック伝送モデル

Fig. 1 Model of zero-padded block transmission.

(S/P : Serial/Parallel) 変換により  $N$  シンボルごとにまとめたブロックを

$$\mathbf{s}_n = [s_{nN} \ s_{nN+1} \ \cdots \ s_{(n+1)N-1}]^T \quad (1)$$

とする。ここで上付き  $T$  はベクトル、行列の転置を表す。送信シンボルは無相関系列と仮定する。各ブロックの最後に長さ  $P$  のゼロを詰め込み、長さ  $Q (= N+P)$  の送信系列

$$\mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{nQ} \\ u_{nQ+1} \\ \vdots \\ u_{nQ+N-1} \\ u_{nQ+N} \\ \vdots \\ u_{(n+1)Q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{nN} \\ s_{nN+1} \\ \vdots \\ s_{(n+1)N-1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

を得る。このとき、 $u_k$  が  $T_u$  秒ごとに送信され、インパルス応答が  $h(t)$  である通信路を通過し、雑音  $w(t)$  が加わったものが受信信号  $r(t)$  となる。雑音と送信シンボルは互いに無相関であり、 $h(t) = 0, t \notin [0, (M+1)T_u)$  であり、非ゼロとなり得る範囲は  $t \in [0, (M+1)T_u)$  に制限されていると仮定する。オーバーサンプリング数を正の整数  $p$  とし、サンプリング間隔  $\Delta = T_u/p$  ごとにサンプリングして得られた受信ベクトル  $\mathbf{r}_k$  は

$$\mathbf{r}_k = [r_{kp} \ r_{kp+1} \ \cdots \ r_{(k+1)p-1}]^T = \sum_{i=0}^M \mathbf{h}[i] u_{k-i} + \mathbf{w}_k \quad (3)$$

となる。ここで  $\mathbf{h}[i] = [h_{ip} \ h_{ip+1} \ \cdots \ h_{(i+1)p-1}]^T$ 、 $\mathbf{w}_k = [w_{kp} \ w_{kp+1} \ \cdots \ w_{(k+1)p-1}]^T$  であり、 $r_i = r(i\Delta)$ 、 $h_i = h(i\Delta)$ 、 $w_i = w(i\Delta)$  はオーバーサンプリングした離散時間信号と応答を表す。雑音について、 $E[w_i w_j^*] = \sigma_w^2 (i=j), 0 (i \neq j)$  と仮定する。式 (3) より離散時間マルチチャネルモデルのインパルス応答の長さは  $M+1$  であり、本論文では  $M > P$  と仮定し、IBI が存在する場合を考える。

フィルタ長が  $L_p$  の TEQ を考える。本論文では  $L \leq Q - M$  と仮定する。TEQ の入力は以下のように表せる。

$$\mathbf{r}[k] = [\mathbf{r}_k^T \ \mathbf{r}_{k-1}^T \ \cdots \ \mathbf{r}_{k-L+1}^T]^T = \mathbf{H}\mathbf{u}[k] + \mathbf{w}[k] \quad (4)$$

ここで

$$\mathbf{u}[k] = [u_k \ u_{k-1} \ \cdots \ u_{k-L-M+1}]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{w}[k] = [\mathbf{w}_k^T \ \mathbf{w}_{k-1}^T \ \cdots \ \mathbf{w}_{k-L+1}^T]^T \quad (6)$$

であり、

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}[0] \ \mathbf{h}[1] \ \cdots \ \mathbf{h}[M] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \ \mathbf{h}[0] \ \mathbf{h}[1] \ \cdots \ \mathbf{h}[M] & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}[0] \ \mathbf{h}[1] \ \cdots \ \mathbf{h}[M] \end{bmatrix} \quad (7)$$

は  $L_p \times (L+M)$  ブロック Toeplitz 行列である。TEQ のパラメータベクトルを  $\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ \cdots \ g_{L_p-1}]^T$  とすると、TEQ 出力は

$$y_k = \mathbf{g}^H \mathbf{r}[k] = \mathbf{c}^H \mathbf{u}[k] + \mathbf{g}^H \mathbf{w}[k] \quad (8)$$

となる。 $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \cdots \ c_{L+M-1}]^T = \mathbf{H}^H \mathbf{g}$  は通信路と TEQ の合成システムのインパルス応答を表す。ここで上付き  $H$  はベクトル、行列の複素共役転置を表す。 $L \leq Q - M$  により、 $\mathbf{c}$  は送信ブロック長以下の長さとなる。

$\mathbf{H}$  の先頭から  $P$  列までで構成される行列を  $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{L_p \times P}$ 、残りの部分を  $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{L_p \times (L+M-P)}$  とすると、 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2]$  となる。このとき、 $\mathbf{c}$  の先頭から  $P$  番目までの要素からなるベクトルは希望信号成分  $\mathbf{c}_1 = \mathbf{H}_1^H \mathbf{g}$  を表し、残りの部分  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{g}$  は IBI 成分を表す。ここで  $\mathbf{c}_1 \neq \mathbf{0}$  かつ  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{0}$  となることを完全通信路短縮と呼ぶことにする。このとき、合成システムのインパルス応答長が CP 長以内となり、IBI が完全に除去できる。本論文では、完全通信路短縮可能な  $\mathbf{g}$  を設計することを目的とする。

### 2.2 従来の通信路短縮法

CP を用いるブロック伝送では、式 (2) の代わりにブロックの先頭に CP を付加した送信系列

$$\mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{nQ} \\ \vdots \\ u_{nQ+P-1} \\ u_{nQ+P} \\ u_{nQ+P+1} \\ \vdots \\ u_{(n+1)Q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{(n+1)N-P} \\ \vdots \\ s_{(n+1)N-1} \\ s_{nN} \\ s_{nN+1} \\ \vdots \\ s_{(n+1)N-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

を用いる。MERRY アルゴリズムは、TEQ 出力のうち CP に対応するシンボルの再構成を行うことで通信路

短縮を行う手法であり、次の評価関数を拘束  $\|\mathbf{g}\| = 1$  のもとで最小にする。

$$J(\mathbf{g}) = E [|y_{nQ+P-1} - y_{(n+1)Q-1}|^2] \quad (10)$$

$\tilde{\mathbf{r}}[n] = \mathbf{r}[nQ + P - 1] - \mathbf{r}[(n+1)Q - 1]$ 、受信信号相関行列を  $\mathbf{R} = E [\tilde{\mathbf{r}}[n] \tilde{\mathbf{r}}^H[n]]$  とすると

$$J(\mathbf{g}) = \mathbf{g}^H \mathbf{R} \mathbf{g} \quad (11)$$

と書けるので、相関行列  $\mathbf{R}$  の最小固有値に対応する固有ベクトルを  $\mathbf{g}$  とすることで評価関数  $J$  を最小にすることができる。式 (10) は

$$J(\mathbf{g}) = 2\sigma_s^2 \|\mathbf{c}_2\|^2 + 2\sigma_w^2 \quad (12)$$

と書き直して [16]、評価関数を小さくすることで IBI 成分と雑音成分を小さくすることが分かる。正確には、 $L_p > L + M - P$  のとき、 $J$  を最小にすることで  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{0}$  とできることが知られている [17]。

文献 [12] では、MERRY アルゴリズムは GI にゼロを詰め込む場合にも通信路短縮可能であると示唆されている。しかし、MERRY アルゴリズムは CP を再構成することを利用して通信路短縮を行うため、CP の代わりにゼロ詰め込みを用いた場合、完全通信路短縮することができるかどうか不明である。以下にその点を考察する。

GI にゼロを詰め込んだ場合の MERRY アルゴリズムの評価関数は、 $\mathbf{H}_2 = [\tilde{\mathbf{H}}_2 \ \tilde{\mathbf{H}}_2]$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}_2 \in \mathbb{C}^{L_p \times P}$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}_2 \in \mathbb{C}^{L_p \times (L+M-2P)}$  とすると

$$\begin{aligned} J(\mathbf{g}) &= \sigma_s^2 \mathbf{g}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{H}}_2^H) \mathbf{g} + 2\sigma_w^2 \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{g}^H (\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H + \tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{H}}_2^H + 2\tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{H}}_2^H) \mathbf{g} + 2\sigma_w^2 \end{aligned} \quad (13)$$

と書け、第 1 項は希望信号成分と IBI 成分を、第 2 項は雑音成分を表す。式 (12) のように GI に CP を挿入した場合と違い、評価関数  $J$  に希望信号成分である  $\|\mathbf{c}_1\|^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H \mathbf{g}$  が含まれており、評価関数を小さくすることで IBI 成分と雑音成分だけでなく希望信号成分も小さくなる可能性がある。このことから、直感的に MERRY アルゴリズムは完全通信路短縮は難しいと考えられる。

以下でもう少し詳細に検討しよう。3 通りに分けて考える。(i)  $\text{rank}(\mathbf{H}) < L_p$  の場合、 $J$  を最小にすることで合成システムのインパルス応答は  $\mathbf{c} = \mathbf{H}^H \mathbf{g} = \mathbf{0}$  となり、IBI 成分のみでなく希望信号成分も消えてし

まう (詳しくは付録に示す). (ii)  $\text{rank}(\mathbf{H}) = L_p$  かつ  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) = L_p$  の場合は,  $c \neq 0$  となるが, どのような  $\mathbf{g}$  を選んでも  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} \neq 0$  となり IBI 成分が除去できない. (iii)  $\text{rank}(\mathbf{H}) = L_p$  かつ  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  の場合は,  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} = 0$  となる  $\mathbf{g}$  が存在するが,  $J$  を最小にすることで,  $\mathbf{c}_2 = 0$  かつ  $\|\mathbf{c}_1\| \neq 0$  となるような  $\mathbf{g}$  が得られるかどうか一般には不明である.

### 3. 通信路短縮法の提案

#### 3.1 原理

図 1 のゼロ詰め込みを用いたブロック伝送システムで通信路短縮を行うために, TEQ 出力電力を用いた評価関数を以下のように設定する.

$$J_1(\mathbf{g}) = E \left[ \|y_{(n+1)Q-1}\|^2 \right] \quad (14)$$

ここで  $\|\mathbf{g}\| = 1$  と拘束する. 合成システムのインパルス応答長が  $P$  以下ならば, 各ブロックの最後に相当する TEQ 出力  $y_{(n+1)Q-1}$  が 0 になることから, この評価関数を選んだ.

式 (14) を変形すると

$$J_1(\mathbf{g}) = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_1 \mathbf{g} \quad (15)$$

となる. ここで  $\mathbf{R}_1 = E \left[ \mathbf{r}[(n+1)Q-1] \mathbf{r}^H[(n+1)Q-1] \right]$  である. したがって,  $\mathbf{R}_1$  の最小固有値に対応する固有ベクトルを  $\mathbf{g}$  とすればよい.  $L+M \leq Q$  であり, 送信信号が無相関系列であるので, 式 (2) に注意すると

$$\mathbf{R}_1 = \sigma_s^2 \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H + \sigma_w^2 \mathbf{I} \quad (16)$$

となる. このとき式 (15) は

$$J_1(\mathbf{g}) = \sigma_s^2 \|\mathbf{c}_2\|^2 + \sigma_w^2 \quad (17)$$

と書き直せる. 式 (12) と同様の形になり, 第 1 項は IBI 成分, 第 2 項は雑音成分を表しており, この評価関数の妥当性が確認できる. ここで可通信路短縮性について, 次のことがいえる.

[命題 1]  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  ならばそのときに限って, 拘束条件のもとで  $J_1(\mathbf{g})$  を最小化することで  $c_i = 0$ ,  $P+1 \leq i \leq L+M-1$  となる.

(証明)  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) = L_p$  のとき,  $\mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H$  はフルランクであるため,  $\mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} = 0$  は自明でない解  $\mathbf{g}_0$  をもたない. このとき  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} \neq 0$  である.  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  のとき,  $\mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H$  はフルランクではな

いので,  $\mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} = 0$  は自明でない解  $\mathbf{g}_0$  をもつ. このとき  $J_1$  の最小値は  $J_1(\mathbf{g}_0) = \mathbf{g}_0^H \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H \mathbf{g}_0 + \sigma_w^2 = \sigma_w^2$  である. これは  $c_i = 0$ ,  $P+1 \leq i \leq L+M-1$  を意味する.  $\square$

条件について考える. 例えば  $L_p > L+M-P$  ならば,  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  であり,  $p \geq 2$  とすることで容易に  $L_p > L+M-P$  を満たすことができる.

2.2 で述べた MERRY アルゴリズムと違い, 提案法は  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  ならば IBI 成分  $\mathbf{c}_2$  を除去できるが, そのときの希望信号成分  $\mathbf{c}_1$  がどうなるか考えておこう.  $\mathbf{H}_2^H$  のヌル空間の次元は  $L_p - \text{rank}(\mathbf{H}_2) > 0$  なので,  $L_p$  を大きくとれば  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{g} = 0$  となる  $\mathbf{g}$  は無数に存在し得る. その中から  $\mathbf{c} = \mathbf{H}^H \mathbf{g} = 0$  とならないように  $\mathbf{g}$  を選べば,  $\mathbf{c}_1 \neq 0$  とできる (完全通信路短縮が可能である). 実際には,  $\mathbf{H}$  は分からないので,  $y_k$  ( $k \neq nQ+N$ ) について  $E \left[ \|y_k\|^2 \right] > \sigma_n^2$  となるような  $\mathbf{g}$  を選べばよい.

長さ  $P$  の GI をもつブロック伝送では, 通信路のインパルス応答長が  $P+1$  以下ならば IBI を除去できるが, 提案法と MERRY アルゴリズムを用いて通信路短縮を行うと合成システムの非ゼロ部分は長さ  $P$  に短縮されることに注意されたい.

#### 3.2 実装

上に述べた手法を実装するためのアルゴリズムを 2 種類示す. 一括アルゴリズムを以下に示す.

Step 1  $\mathbf{r}[(n+1)Q-1]$  を  $B$  ブロック分ためる.

Step 2 時間平均により受信信号の相関行列  $\mathbf{R}_1$  の推定値を求める.

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \mathbf{r}[(n+1)Q-1] \mathbf{r}^H[(n+1)Q-1]$$

Step 3  $\hat{\mathbf{R}}_1$  を固有値分解し, 最小固有値に対応する固有ベクトルを  $\mathbf{g}$  とする.

上のアルゴリズムはデータをためて処理する方法であるが, 確率的こう配法に基づき逐次更新する適応アルゴリズムも以下のように導くことができる.

Step 1 ステップゲイン  $\mu$  とパラメータベクトル  $\mathbf{g}$  の初期値を設定し,  $n=0$  とする.

Step 2 TEQ 出力を計算する.

$$y_{(n+1)Q-1} = \mathbf{g}^H [n] \mathbf{r}[(n+1)Q-1]$$

Step 3  $\mathbf{g}$  を確率的こう配法により推定する.

$$\hat{\mathbf{g}}[n+1] = \mathbf{g} - \mu y_{(n+1)Q-1}^* \mathbf{r}[(n+1)Q-1]$$

$$g[n+1] = \frac{\tilde{g}[n+1]}{\|\tilde{g}[n+1]\|}$$

Step 4  $n = n + 1$  として, Step 2 から Step 3 を収束するまで繰り返す.

一般に, 同じデータ数が利用できるとき, 一括アルゴリズムの方が性能が優れている. 適応アルゴリズムは最適解の近傍でふらつくからである. しかしながら, 時間的に変化する環境の場合, 適応アルゴリズムは環境の変化に追従できるというメリットがある. 提案する適応アルゴリズムは極めて簡易であり, 反復 1 回当りの計算量はただか TEQ のパラメータ数に比例するだけである. 一方, 一括アルゴリズムは固有値分解を含むため計算量は多い. 適用する状況に応じて, 適切なアルゴリズムを用いればよい.

#### 4. SINR 改善法

提案法により通信路短縮が可能であることを述べたが, TEQ 出力の SINR が十分ではない可能性がある. そこで, 通信路の短縮が可能であり, かつ出力の SINR が大きくなる通信路短縮法を検討する.

拘束付き出力分散最小化 [18] に基づき, 式 (14) の評価関数はそのまま, 拘束条件を新たに式 (18) のように設定する.

$$g^H z = 1 \tag{18}$$

ここで  $z = [z_0 \ z_1 \ \dots \ z_{Lp-1}]^T$  とする. 拘束条件のもとで評価関数  $J_1$  を最小にする  $g$  は

$$g_{MV} = (z^H R_1^{-1} z)^{-1} R_1^{-1} z \tag{19}$$

で与えられる [18]. 可通信路短縮性について, 以下の結果が得られる.

[命題 2]  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < Lp$  とする.  $\sigma_w^2 \rightarrow 0$  のとき, 拘束条件  $g^H z = 1$  のもとで  $J_1(g)$  を最小化することで  $c_i = 0, P+1 \leq i \leq L+M-1$  となる.

(証明) 式 (19) より

$$g_{MV} \in \text{span}(\mathbf{R}_1^{-1}) \tag{20}$$

となる. また,  $\mathbf{R}_1$  を固有値分解すると,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s^H \\ \mathbf{V}_n^H \end{bmatrix} + \sigma_w^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{V}_s \Lambda_s \mathbf{V}_s^H + \sigma_w^2 \mathbf{I} \end{aligned} \tag{21}$$

となり, ここで  $\Lambda_s = \text{diag}[\lambda_0 \ \lambda_1 \ \dots \ \lambda_{L+M-1}]$  は  $\mathbf{R}_1$

の固有値が対角要素の行列,  $\mathbf{V}_s, \mathbf{V}_n$  はそれぞれ固有ベクトルからなる行列で, 信号と雑音の部分空間を表し,  $\mathbf{V}_s^H \mathbf{V}_n = \mathbf{0}$  である. 式 (21) に逆行列の補題を適用すると

$$\mathbf{R}_1^{-1} = \frac{1}{\sigma_w^2} (\mathbf{I} - \mathbf{V}_s \mathbf{D} \mathbf{V}_s^H) \tag{22}$$

となる. ここで

$$\mathbf{D} = \text{diag} \left[ \frac{\lambda_0}{\sigma_w^2 + \lambda_0} \frac{\lambda_1}{\sigma_w^2 + \lambda_1} \dots \frac{\lambda_{L+M-1}}{\sigma_w^2 + \lambda_{L+M-1}} \right] \tag{23}$$

である. 仮定より,  $\sigma_w^2 \rightarrow 0$  のとき,  $\mathbf{D} = \mathbf{I}$  となる. また,  $\mathbf{I} = \mathbf{V}_s \mathbf{V}_s^H + \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H$  から

$$\sigma_w^2 \mathbf{R}_1^{-1} = \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \tag{24}$$

となり,  $\text{span}(\mathbf{R}_1^{-1}) = \text{span}(\mathbf{V}_n)$  となる. また, 式 (20) より  $g_{MV} \in \text{span}(\mathbf{V}_n)$  となり, TEQ パラメータ  $g$  は雑音の部分空間に含まれることになる. 一方,  $\text{span}(\mathbf{H}_2) \in \text{span}(\mathbf{V}_s)$  であるから,

$$c_2 = \mathbf{H}_2^H g = 0 \tag{25}$$

となる. □

次に, SINR を改善するように  $z$  を選ぶため, 次の評価関数を最大にすることを考える.

$$J_2(z) = E [ |y_{nQ-1+k}|^2 ], P \leq k \leq N \tag{26}$$

ただし,  $\|z\| = 1$  と拘束する. 式 (26) の正当性について述べる. 式 (19) のスカラー倍の  $g$  を用いて, 完全に通信路短縮が行われているとすると,  $y_{nQ-1+k}$  は

$$y_{nQ-1+k} = \sum_{i=0}^{P-1} c_i u_{nQ-1+k-i} + g^H w[nQ-1+k] \tag{27}$$

と表せ, IBI 成分と  $u_i = 0$  となるゼロ詰め込み部分を含まない. また, このとき  $z$  は式 (19) より

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{R}_1 g \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H g + \sigma_w^2 g \end{aligned} \tag{28}$$

と書き直せ, 式 (25) より  $z = \sigma_w^2 g$  となる.  $\|z\| = 1$  であるから,  $\|g\|^2 = 1/\sigma_w^4$  となり, 式 (26) は

$$\begin{aligned} J_2(z) &= \sigma_s^2 g^H \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H g + \sigma_w^2 \|g\|^2 \\ &= \sigma_s^2 \|c_1\|^2 + \frac{1}{\sigma_w^2} \end{aligned} \tag{29}$$

と表せ, 雑音成分のパワーが  $z$  によらない. したがっ

て、完全通信路短縮の条件のもとで  $y_{nQ-1+k}$  のパワーを最大化することにより、干渉と雑音成分の大きさを変えることなく、信号成分だけを大きくすることができ、SINR 特性の改善が得られると期待できる。

$\mathbf{R}_2 = E [\mathbf{r}[nQ-1+k]\mathbf{r}^H[nQ-1+k]]$  とすると、式 (26) は

$$J_2(\mathbf{z}) = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_2 \mathbf{g} \quad (30)$$

となる。ところで通信路短縮 (干渉除去) 能力と SINR 特性にスカラ定数は影響しないので式 (19) のスカラ定数は無視してよい。そこで、式 (30) に式 (19) の係数を除いたものを代入すると

$$J_2(\mathbf{z}) = \mathbf{z}^H (\mathbf{R}_1^H)^{-1} \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{z} \quad (31)$$

となる。 $(\mathbf{R}_1^H)^{-1} \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_1^{-1}$  の最大固有値に対応する固有ベクトルを  $\mathbf{z}$  とすれば  $J_2$  を最大化できる。得られた  $\mathbf{z}$  を式 (19) に代入すると、TEQ のパラメータベクトルが求められる。

上に述べた手法を実装するための一括アルゴリズムを以下に示す。

**Step 1**  $\mathbf{r}[(n+1)Q-1]$  と  $\mathbf{r}[nQ-1+k]$  を  $B$  ブロック分ためる。

**Step 2** 時間平均により相関行列  $\mathbf{R}_1$  及び  $\mathbf{R}_2$  の推定値

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \mathbf{r}[(n+1)Q-1] \mathbf{r}^H[(n+1)Q-1]$$

$$\hat{\mathbf{R}}_2 = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \mathbf{r}[nQ-1+k] \mathbf{r}^H[nQ-1+k]$$

をそれぞれ求め、 $\hat{\mathbf{R}}_1$  の逆行列を計算する。

**Step 3**  $(\hat{\mathbf{R}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{R}}_2 \hat{\mathbf{R}}_1^{-1}$  を固有値分解し、最大固有値に対応する固有ベクトルを  $\hat{\mathbf{z}}$  とする。

**Step 4** パラメータベクトルを  $\mathbf{g} = (\hat{\mathbf{z}}^H \hat{\mathbf{R}}_1^{-1} \hat{\mathbf{z}})^{-1} \hat{\mathbf{R}}_1^{-1} \hat{\mathbf{z}}$  とする。

文献 [18] の拘束付き出力分散最小化と同様の手順により、適応アルゴリズムを導出することができるが、紙面の都合上、本論文では省略する。

## 5. シミュレーション結果

### 5.1 シミュレーション諸元

シミュレーションにより性能評価を行う。IBI 除去の指標として有用な残留 IBI 特性と、TEQ 出力の SINR 特性により評価する。残留 IBI, SINR を次のように

定義する。

$$\text{IBI} = \frac{\|\mathbf{c}\|^2 - \|\mathbf{c}_{d^*}\|^2}{\|\mathbf{c}\|^2}$$

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_s^2 \|\mathbf{c}_{d^*}\|^2}{\sigma_s^2 (\|\mathbf{c}\|^2 - \|\mathbf{c}_{d^*}\|^2) + \sigma_w^2 \|\mathbf{g}\|^2}$$

ここで  $\mathbf{c}_d = [c_d \ c_{d+1} \ \cdots \ c_{d+P}]^T$ ,  $\mathbf{u}_d[k] = [u_{k-d} \ u_{k-d-1} \ \cdots \ u_{k-d-P}]^T$ ,  $d^* = \arg \max \|\mathbf{c}_d\|^2$  であり、 $\mathbf{c}_{d^*}$  は連続する  $\mathbf{c}$  の中の  $P+1$  要素のうち、大きさが最大となるもので希望信号成分を意味する。受信 SNR (Signal to Noise Ratio) は

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_s^2 (Q + M - 2P) \sum_{i=0}^M \|\mathbf{h}[i]\|^2}{p \sigma_w^2 (Q + M)}$$

と定義し、断りのない限り SNR は 50 [dB] とする。送信データ  $\{s_k\}$  は QPSK シンボルで、レイズドコサインスペクトルをもつパルス  $q(t)$  を使い、そのロールオフ係数を 0.1 とする。各パラメータを  $N = 64$ ,  $P = 8$ ,  $L = 20$  とした。通信路は

$$h(t) = b_0 q(t) + b_1 q(t - T_u/3) + b_2 q(t - T_u) + b_3 q(t - 4T_u) + b_4 q(t - 10T_u)$$

の 5 波のマルチパス通信路を想定し、係数  $b_i$  は平均が 0 の複素ガウス確率変数とした。通信路の長さは  $M+1 = 16$  とした。相関行列の推定値は  $B = 1000$  ブロックの平均により推定した。シミュレーション結果は、異なる 100 種類の標本の平均である。3. と 4. で提案した手法をそれぞれアルゴリズム 1, アルゴリズム 2 と呼ぶことにする。

### 5.2 性能評価

まず、一括アルゴリズムについて評価する。 $p = 1$  のときの提案するアルゴリズム 1 と MERRY アルゴリズムと TEQ を用いない場合の残留 IBI 特性を図 2 に示す。このとき、提案法は  $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < L_p$  を満たさないため完全通信路短縮ができず、MERRY アルゴリズムは必要条件  $L_p \leq P$  を満たさないため IBI を除去できないと予想される。MERRY アルゴリズムは予想のとおり IBI が除去できないばかりか、TEQ を用いない場合よりも悪い性能を示している。提案法は完全通信路短縮できないが、ある程度 IBI を低減していることが分かる。図 3 に SINR 特性を示す。提案法は

(注1): 理論の正当性を評価する観点から希望信号成分として  $[c_0 \ c_1 \ \cdots \ c_{P-1}]$  を用いることも考えられるが、ここでは実用的な観点から性能を評価するために、 $\mathbf{c}_{d^*}$  を希望信号成分とした。

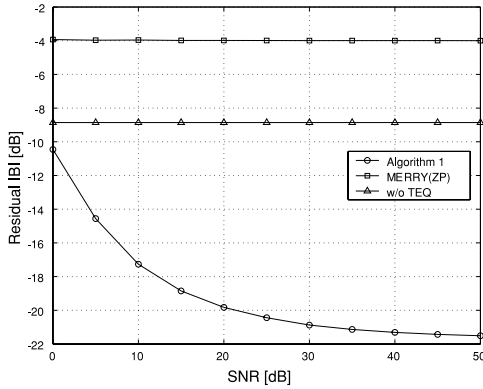


図 2 残留 IBI 特性 ( $p = 1$ )  
Fig. 2 Residual IBI characteristics ( $p = 1$ ).

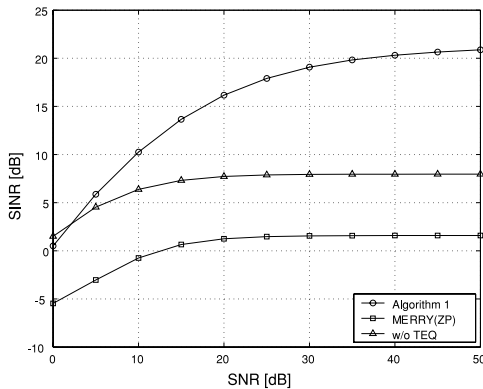
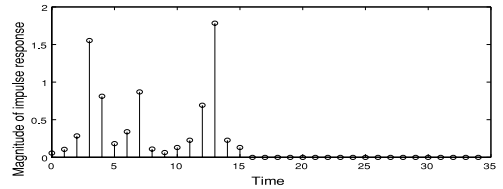


図 3 SINR 特性 ( $p = 1$ )  
Fig. 3 SINR characteristics ( $p = 1$ ).

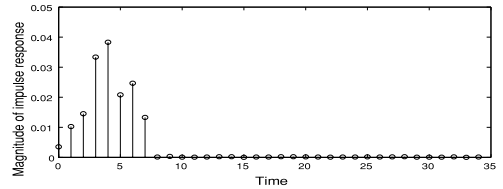
IBI を完全に除去できないため SINR が飽和してしまうことが確認できる。

次に  $p = 2$  の場合について、図 4 にもとの通信路のインパルス応答と提案法により得られた合成システムのインパルス応答の例をそれぞれ示す。ここでアルゴリズム 2 は TEQ パラメータベクトル  $g$  を正規化したものを示している。このとき、 $\text{rank}(\mathbf{H}_2) < Lp$  を満たしているため、提案法はアルゴリズム 1、アルゴリズム 2 とともに IBI を完全に除去、つまり通信路を GI 長に短縮できていることが分かる。アルゴリズム 1 と比べて、アルゴリズム 2 のインパルス応答の大きさが 2 倍程度大きい。このことより、アルゴリズム 2 はアルゴリズム 1 よりも優れた SINR 特性をもつことが予想できる。

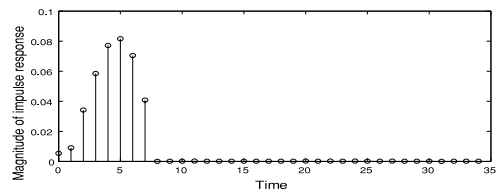
図 5 に残留 IBI 特性を示す。MERRY アルゴリズムは  $p = 1$  のときと同様 IBI を除去できないことが分



(a) Original channel



(b) Algorithm 1



(c) Algorithm 2

図 4 もとの通信路と提案法により得られた合成システムのインパルス応答の例

Fig. 4 Examples of impulse responses of original channel and composition systems provided by proposed methods.

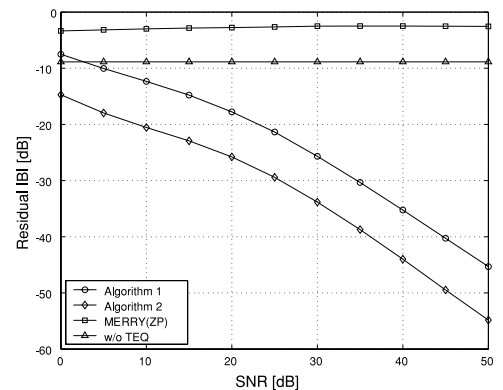


図 5 残留 IBI 特性 ( $p = 2$ )  
Fig. 5 Residual IBI characteristics ( $p = 2$ ).

かる。提案法は完全通信路短縮できるため、IBI を十分低減していることが確認できる。

図 6 に SINR 特性を示す。SNR が高くなるにつれ IBI が支配的になるため、TEQ を用いない場合は SINR が飽和してしまう。提案法は IBI の影響を取り除くことができるため、SINR が飽和せずに高くなる。

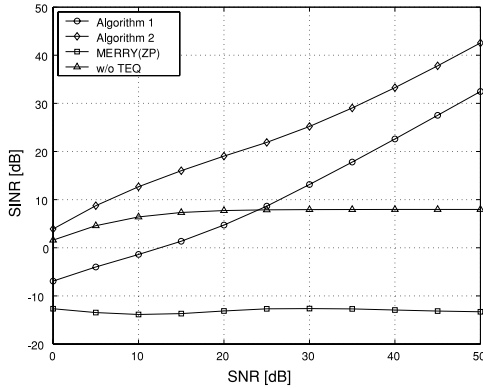


図 6 SINR 特性 ( $p = 2$ )  
Fig. 6 SINR characteristics ( $p = 2$ ).

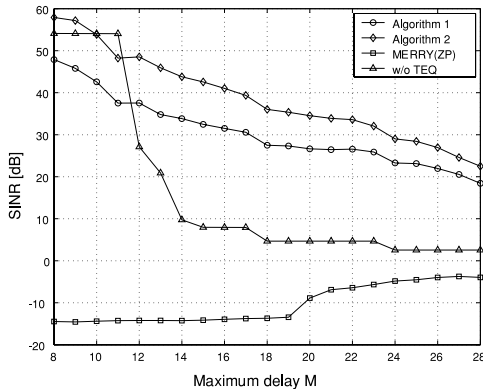


図 7 最大遅延  $M$  の SINR への影響  
Fig. 7 SINR versus maximum delay  $M$  ( $p = 2$ ).

しかし、アルゴリズム 1 は SNR が低い環境では雑音強調が起こるため、TEQ を用いない場合より性能が悪くなるのが分かる。一方、アルゴリズム 2 は他手法に比べ高い SINR 特性を有していることが確認できる。

図 7 に最大遅延  $M$  を変化させた場合の SINR 特性を示す。 $M$  が大きくなるにつれ、アルゴリズム 1 とアルゴリズム 2 は緩やかに SINR が低下している。TEQ を用いない場合は急激に SINR が下がることが確認できる。 $P = 8$  なので  $M = 9$  で IBI が発生するが、今回のシミュレーションで用いた通信路ではインパルス応答の先頭部分の大きさが小さいため、 $M \geq 12$  において性能劣化が起きている。

図 8 に提案法の適応アルゴリズムの残留 IBI の時間発展を示す。確率的こう配法のステップゲイン  $\mu = 0.01$  とした。必ずしも収束が高速ではないが、

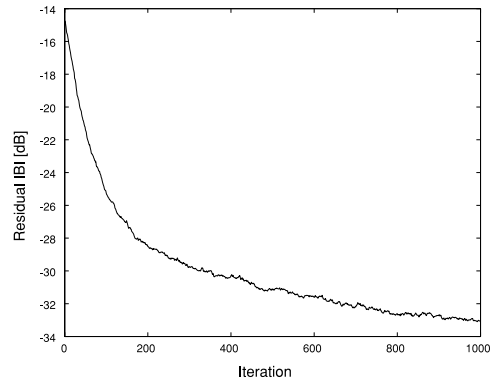


図 8 適応アルゴリズムの残留 IBI の時間発展  
Fig. 8 Time evolution of residual IBI by proposed adaptive algorithm.

IBI を十分に低減できることが確認できる。収束の高速化は今後検討する余地がある。

## 6. む す び

ゼロ詰め込みブロック伝送のためのブラインド通信路短縮法を提案した。更に、拘束付き出力分散最小化に基づき SINR 特性を改善する手法を提案した。ある条件のもとで、提案法は完全通信路短縮が可能であることを示した。シミュレーション結果により、従来の MERRY アルゴリズムが IBI を十分に抑圧できないことと提案法の有効性を確認した。

謝辞 本論文の一部は、財団法人電気通信普及財団の助成のもと行われた。ここに深謝の意を表する。

## 文 献

- [1] Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," IEEE Signal Process. Mag., vol.17, no.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.58-66, April 2002.
- [3] B. Muquet, Z. Wang, G.B. Giannakis, M.D. Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?," IEEE Trans. Commun., vol.50, no.12, pp.2136-2148, Dec. 2002.
- [4] D. Kim and G.L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1590-1599, Oct. 1998.
- [5] A. Stamoulis, G.B. Giannakis, and A. Scaglione, "Block FIR decision-feedback equalizers for filter-



- bank precoded transmissions with blind channel estimation capabilities," IEEE Trans. Commun., vol.49, no.1, pp.69–83, Jan. 2001.
- [6] 堀 智, 菊間信良, 稲垣直樹, “ガード区間を超える到来波のみを抑制する固定受信のための OFDM 用 MMSE アダプティブアレー,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1934–1940, Sept. 2003.
- [7] 林 和則, 小鷹 卓, 酒井英昭, “サイクリックプレフィックスを用いたシングルキャリア無線通信システムのためのアダプティブアレーアンテナ,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.7, pp.940–949, July 2004.
- [8] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, “マルチキャリア伝送におけるブロック間干渉を抑制する周波数領域等化,” 信学技報, RCS2005-18, May 2005.
- [9] K.V. Acker, G. Leus, M. Moonen, O.V.D. Wiel, and T. Pollet, “Per tone equalization for DMT-based systems,” IEEE Trans. Commun., vol.49, no.1, pp.109–119, Jan. 2001.
- [10] P.J. Melsa, R.C. Younce, and E. Rohrs, “Impulse response shortening for discrete multitone transceivers,” IEEE Trans. Commun., vol.44, no.12, pp.1662–1672, Dec. 1996.
- [11] R.K. Martin, K. Vanbleu, M. Ding, G. Ysebaert, M. Milosevic, B.L. Evans, M. Moonen, and C.R. Johnson, Jr., “Unification and evaluation of equalization structures and design algorithms for discrete multitone modulation systems,” IEEE Trans. Signal Process., vol.53, no.10, pp.3880–3894, Oct. 2005.
- [12] R.K. Martin and C.R. Johnson, Jr., “Adaptive equalization: Transitioning from single-carrier to multi-carrier systems,” IEEE Signal Process. Mag., vol.22, no.6, pp.108–122, Nov. 2005.
- [13] R.K. Martin, J. Balakrishnan, W.A. Sethares, and C.R. Johnson, Jr., “Blind, adaptive channel shortening for multicarrier receivers,” Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, vol.1, pp.372–376, Pacific Grove, CA, Nov. 2002.
- [14] J. Balakrishnan, R.K. Martin, and C.R. Johnson, Jr., “Blind, adaptive channel shortening by sum-squared auto-correlation minimization (SAM),” IEEE Trans. Signal Process., vol.51, no.12, pp.3086–3093, Dec. 2003.
- [15] T. Miyajima and Z. Ding, “Second-order statistical approaches to channel shortening in multicarrier systems,” IEEE Trans. Signal Process., vol.52, no.11, pp.3253–3264, Nov. 2004.
- [16] H. Kameyama, T. Miyajima, and Z. Ding, “Perfect blind channel shortening for multicarrier systems,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol.55, no.3, pp.851–860, April 2008.
- [17] 渡邊慶久, 宮嶋照行, “送信信号の相関特性を利用した通信路短縮法の性能評価,” 信学技報, WBS2007-8, May 2007.
- [18] M.K. Tsatsanis and Z.D. Xu, “Constrained optimization methods for direct blind equalization,” IEEE J.

Sel. Areas Commun., vol.17, no.3, pp.424–433, March 1999.

- [19] Z.D. Xu and M.K. Tsatsanis, “Adaptive minimum variance methods for direct blind multichannel equalization,” Signal Process., vol.73, no.1-2, pp.125–138, Feb. 1999.

## 付 録

$\text{rank}(\mathbf{H}) < L_p$  の場合,  $\mathbf{c} = \mathbf{H}^H \mathbf{g} = \mathbf{0}$  になることの説明

式 (13) の評価関数  $J$  は  $\text{rank}(\mathbf{H}) < L_p$  の場合,  $\text{rank}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \text{rank}(\mathbf{H}) < L_p$  であり,  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  はフルランクでないので,  $\mathbf{g}_0^H \mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{g}_0 = 0$  となる  $\mathbf{g}_0 \neq \mathbf{0}$  が存在する.  $\mathbf{H}^H \mathbf{g}_0 = [\tilde{\mathbf{H}}_1 \ \tilde{\mathbf{H}}_2 \ \tilde{\mathbf{H}}_2]^H \mathbf{g}_0 = [\mathbf{g}_0^H \tilde{\mathbf{H}}_1 \ \mathbf{g}_0^H \tilde{\mathbf{H}}_2 \ \mathbf{g}_0^H \tilde{\mathbf{H}}_2]^H$  と書き表せるので,  $\mathbf{g}_0^H \tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{H}}_2^H \mathbf{g}_0 = 0$  となる. このとき, 式 (13) の評価関数  $J$  の最小値は  $J(\mathbf{g}_0) = \sigma_s^2 \mathbf{g}_0^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \tilde{\mathbf{H}}_2 \tilde{\mathbf{H}}_2^H)^H \mathbf{g}_0 + 2\sigma_w^2 = 2\sigma_w^2$  となり,  $\mathbf{c}_2 = \mathbf{0}$  かつ  $\mathbf{c}_1 = \mathbf{0}$  となる.

(平成 19 年 10 月 12 日受付, 20 年 2 月 5 日再受付)

### 会澤 知也 (学生員)



2007 茨城大・工・システム卒. 現在, 同大学院理工学研究科博士前期課程在学中. 通信の信号処理の研究に従事.

### 金子 喬介



2006 茨城大・工・システム卒. 在学中, 通信の信号処理の研究に従事.

### 宮嶋 照行 (正員)



1989 埼玉大・工・電気卒. 1994 同大学院理工学研究科博士後期課程了. 博士(学術). 同年茨城大・工・システム工学科助手. 現在, 同大・電気電子工学科准教授. 通信の信号処理の研究に従事. IEEE 会員.