

MIMO アナログネットワーク符号化を用いるシングルキャリア双方向中継通信のための時間多重パイロットチャネル推定法に関する一検討

宮崎 寛之[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、送受信協調周波数領域等化 (FDE) を用いるマルチ送受信アンテナ (MIMO) アナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向中継通信を対象とした適応窓幅制御つきチャネル推定を提案する。提案チャネル推定では、循環遅延パイロットを用いることによって、リレー局において端末—リレー局間および基地局—リレー局間チャネルを、端末 (基地局) において端末—端末間および基地局—端末間 (基地局—基地局間および端末—基地局間) 等価チャネルを、それぞれ同時に推定する。しかし、端末—端末間および基地局—端末間 (基地局—基地局間) 等価チャネルは伝搬チャネルと送信 FDE 重みの積で表されるため、そのインパルス応答は遅延時間領域全体に広がる。そこで、端末および基地局において、最小二乗法による指数関数近似を用いてインパルス応答の近似曲線を推定し、インパルス応答推定値と真のインパルス応答との平均二乗誤差 (MSE) が最小となるように適応的に遅延時間領域窓関数の窓幅を決定する。提案チャネル推定を用いた場合のチャネル推定誤差特性およびビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより求め、提案法は窓幅を固定とした場合より優れた推定精度を実現できることを示す。

キーワード アナログネットワーク符号化, 送受信協調 FDE, チャネル推定

Channel Estimation for MIMO Analog Network Coded Single-Carrier Bi-Directional Relay Communications

Hiroyuki MIYAZAKI[†] Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we propose a channel estimation scheme with adaptive window width control for single-carrier (SC) multi-input multi-output (MIMO) analog network coded (ANC) bi-directional relay communication using joint transmit/receive frequency-domain equalization (FDE). In the proposed scheme, by using cyclic shifted pilots, relay station estimates the channel gains between base station (BS) and RS and between mobile terminal (MT) and RS. MT (BS) estimates the equivalent channel gains between MT and MT and between BS and MT (between BS and BS and between MT and BS). However, the equivalent channel gains are the concatenations of the propagation channel and the transmit FDE, and since, its impulse responses broaden over delay time-domain. The proposed scheme determines the window width for delay time-domain windowing so as to minimize the mean square error between the channel response estimates and the channel response at BS and MT. We evaluate, by the computer simulation, bit error rate (BER) performance when using the proposed scheme and show that the proposed scheme provides BER performance superior to when the window width is fixed.

Keyword Analog network coding, joint transmit/receive frequency-domain equalizations, channel estimation

1. まえがき

送信電力を低減しつつカバレッジを拡大する手段としてリレー伝送が盛んに研究されている[1]。しかし時分割複信 (TDD) リレー伝送では、上り/下りリンク双方向中継通信を行うために4タイムスロットを必要とし、中継局を用いない端末—基地局間直接通信の場合の2倍のタイムスロットを要する。そのため、TDD双方向中継通信では最大スループットが直接通信の半分に減少してしまう。

スループット低下問題を解決する手段として、我々はアナログネットワーク符号化 (ANC) [2,3]を用いる双方向中継通信に注目している[4,5]。ANC伝送は双方向中継通信に必要なタイムスロット数を削減することができ、直接通信と等しい最大スループットを達成できる。また、複数のアンテナを搭載するリレー局を用いてANC伝送を行うマルチ送受信アンテナ (MIMO)-ANC伝送を行うことによってさらに伝送特性を改善

できる[4-6]。以前、筆者らはMIMO-ANCを用いるシングルキャリア (SC) 双方向中継通信を対象とした送受信協調周波数領域等化 (FDE) を提案した[5]。この送受信協調FDEでは、リレー局において送信FDEを、端末および基地局受信機において受信FDEを同時に適用する。これにより空間ダイバーシチ効果と周波数ダイバーシチ効果の両方が得られ、優れた伝送特性を実現することができる[5]。しかし、これまでの検討では端末、基地局およびリレー局におけるチャネル推定は理想的であるものと仮定しており、具体的なチャネル推定法については言及していなかった。

送受信協調FDEを用いるANC双方向中継通信を実現するためには、端末—端末間および基地局—端末間 (基地局—基地局間および端末—基地局間) 等価チャネルを推定しなければならない。循環遅延パイロットを用いるANCチャネル推定[7]では、リレー局でチャネル推定を行い、生成した送信FDE重みを受信パイロ

ットに乗算して端末および基地局に同時送信すれば、チャンネル情報のフィードバックを行わずに送受信協調 FDE および自身の信号成分除去に必要なチャンネル情報を推定できる (図 1 参照)。

ところで、端末—端末間および基地局—端末間 (基地局—基地局間および端末—基地局間) 等価チャンネルは伝搬チャンネルと送信 FDE の畳み込みであるため、それらのインパルス応答は遅延時間領域全体に広がる。そのため、雑音の影響を低減する遅延時間領域窓関数法 [8] の窓幅が適切でない場合、インパルス応答が切り捨てられ、チャンネル推定精度が劣化してしまう。

そこで本稿では、送受信協調 FDE を用いる SC-MIMO-ANC 双方向中継通信を対象とした適応窓幅制御つきチャンネル推定を提案する。適応窓幅制御つきチャンネル推定では、等価チャンネルのインパルス応答推定値に最小二乗法による指数関数近似 [9] を適用することによって、インパルス応答の近似曲線を推定する。そして、インパルス応答の推定値と真のインパルス応答との平均二乗誤差 (MSE) が最小となるように窓幅を更新する。以上の操作を複数回繰り返すことによって最適な窓幅を求める。提案チャンネル推定法を用いた場合のチャンネル推定誤差特性およびビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより求め、提案法は窓幅を固定とした場合より高いチャンネル推定精度を実現できることを示す。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章では、仮定している送受信協調 FDE を用いる SC-MIMO-ANC 双方向中継通信について述べる。第 3 章では、リレー局におけるチャンネル推定法について述べた後、提案する適応窓幅制御つきチャンネル推定について述べる。第 4 章にて計算機シミュレーションによる BER 特性を示し、第 5 章にてまとめる。

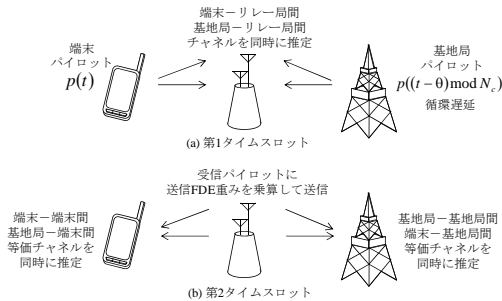


図 1 循環遅延パイロットを用いる ANC チャンネル推定

2. ANC 双方向中継通信

本稿では、送受信協調 FDE を用いる SC-MIMO-ANC 双方向中継通信を仮定している。図 2 にシステムモデルを示す。端末および基地局の間にリレー局が存在し、端末および基地局は 1 本、リレー局は J 本のアンテナを搭載するものとする。

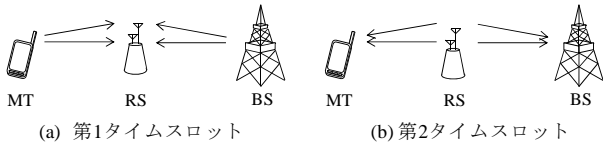


図 2 システムモデル ($J=2$ の場合)

2.1. 送受信信号表現

本稿ではシンボル時間間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる。

(a) 第 1 タイムスロット

まず端末および基地局における送信信号を

$\{x_M(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{x_B(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ と表現する。第 1 タイムスロットにおいて、端末および基地局は N_g 個のシンボルからなるサイクリックプレフィックス (CP) をブロック先頭のガード区間に挿入した後、リレー局に同時送信する。リレー局は時間領域受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して、周波数領域信号 $\{Y_R(j, k): k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ に変換する。リレー局第 j アンテナにおける周波数領域受信信号 $Y_R(j, k)$ は次式で表される。

$$Y_R(j, k) = \sqrt{2P_M} H_{M-R}(j, k) X_M(k) + \sqrt{2P_B} H_{B-R}(j, k) X_B(k) + N_R(j, k) \quad (1)$$

ただし、 P_M および P_B はそれぞれ端末および基地局における送信電力を表す。 $H_{M-R}(j, k)$ および $H_{B-R}(j, k)$ はそれぞれ端末—リレー局第 j アンテナ間および基地局—リレー局第 j アンテナ間のチャンネルの伝達関数である。 $N_R(j, k)$ はリレー局第 j アンテナにおける零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。

リレー局は、周波数領域受信信号に送信 FDE 重みを乗算する。リレー局第 j アンテナにおける送信 FDE 重み乗算後の周波数領域信号は次式で与えられる。

$$\hat{Y}_R(j, k) = G(j) V(j, k) Y_R(j, k) \quad (2)$$

ここで、 $G(j)$ はリレー局第 j アンテナの増幅率であり、リレー局の平均送信電力が一定となるよう、次式で与えられる。

$$G(j) = \sqrt{\frac{P_R}{\frac{P_M}{N_v} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M-R}(j, k)|^2 + \frac{P_B}{N_v} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B-R}(j, k)|^2 + \frac{N_0}{T_s}}} \quad (3)$$

ただし、 P_R はリレー局の送信電力である。また送信 FDE 重みはリレー局の送信電力が一定となるよう以下の制約条件を満たすものとする。

$$\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J-1} |V(j, k)|^2 = N_c \quad (4)$$

(b) 第 2 タイムスロット

リレー局は、送信 FDE 適用後の周波数領域信号に N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後、送信信号ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入する。そして第 2 タイムスロットにおいて端末および基地局に同時送信する。

端末および基地局は時間領域受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して、周波数領域受信信号に変換する。端末および基地局における周波数領域受信信号 $\{Y_M(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{Y_B(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される。

$$\begin{cases} Y_M(k) = H_{B-M}(k) X_B(k) + H_{M-M}(k) X_M(k) + \tilde{N}_M(k) \\ Y_B(k) = H_{M-B}(k) X_M(k) + H_{B-B}(k) X_B(k) + \tilde{N}_B(k) \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $H_{M-M}(k)$ および $H_{B-B}(k)$ はそれぞれ、端末—端末間および基地局—基地局等価チャンネル利得であり、次式で表される。

$$\begin{cases} H_{M-M}(k) = \sqrt{2P_M} \sum_{j=0}^{J-1} H_{M-R}(j, k) H_{M-R}(j, k) V(j, k) \\ H_{B-B}(k) = \sqrt{2P_B} \sum_{j=0}^{J-1} H_{B-R}(j, k) H_{B-R}(j, k) V(j, k) \end{cases} \quad (6)$$

また、 $H_{B-M}(k)$ および $H_{M-B}(k)$ はそれぞれ基地局一端末間および端末一基地局間等価チャネル利得であり次式で表される。

$$\begin{cases} H_{B-M}(k) = \sqrt{2P_B} \sum_{j=0}^{J-1} H_{M-R}(j,k) H_{B-R}(j,k) V(j,k) \\ H_{M-B}(k) = \sqrt{2P_M} \sum_{j=0}^{J-1} H_{B-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \end{cases} \quad (7)$$

$\tilde{N}_M(k)$ および $\tilde{N}_B(k)$ はリレー局から伝搬した雑音を含む端末および基地局における雑音成分であり、端末および基地局で加わった雑音を $N_M(k)$ および $N_B(k)$ とする次式で表される。

$$\begin{cases} \tilde{N}_M(k) = \sum_{j=0}^{J-1} G(j) H_{M-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) + N_M(k) \\ \tilde{N}_B(k) = \sum_{j=0}^{J-1} G(j) H_{B-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) + N_B(k) \end{cases} \quad (8)$$

次に受信信号には自身の信号成分が含まれるため、次式に従い除去する。

$$\begin{cases} \tilde{Y}_M(k) = Y_M(k) - \tilde{H}_{M-M}(k) X_M(k) \\ \tilde{Y}_B(k) = Y_B(k) - \tilde{H}_{B-B}(k) X_B(k) \end{cases} \quad (9)$$

ただし、 $\tilde{H}_{M-M}(k)$ ($\tilde{H}_{B-B}(k)$) は端末 (基地局) における端末一端末間 (基地局一基地局間) 等価チャネル利得の推定値である。自身の信号成分を除去した後、次式に従い受信 FDE を行う。

$$\begin{cases} \hat{Y}_M(k) = \tilde{Y}_M(k) W_M(k) \\ \hat{Y}_B(k) = \tilde{Y}_B(k) W_B(k) \end{cases} \quad (10)$$

ここで、 $W_M(k)$ および $W_B(k)$ はそれぞれ端末および基地局における受信 FDE を重みである。最後に受信 FDE 適用後の周波数領域信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換し、データ復調を行う。

2.2. 送受信 MMSE-FDE 重み

送受信 FDE 重みは、端末 (基地局) の送信信号と基地局 (端末) における受信 FDE 後の信号との MSE が最小となるように決定される[5]。まずリレー局における送信 FDE 重みは次式で与えられる[5]。

$$V(j,k) = \frac{G(j) \tilde{H}_{M-R}^*(j,k) \tilde{H}_{B-R}^*(j,k)}{\sqrt{A(k)}} \cdot \max \left\{ \left[\frac{\sqrt{\frac{2\sigma_R^2 A(k)}{\lambda}} - 2\sigma_R^2}{A(k) + 2\sigma_R^2 \left(\frac{B(k)}{A(k)} \right)} \right]^{\frac{1}{2}}, 0 \right\} \quad (11)$$

ただし

$$\begin{cases} A(k) = \sum_{j=0}^{J-1} |G(j) \tilde{H}_{M-R}(j,k) \tilde{H}_{B-R}(j,k)|^2 \\ B(k) = \sum_{j=0}^{J-1} |G(j) \tilde{H}_{M-R}(j,k) \tilde{H}_{B-R}(j,k)|^2 |G(j) \tilde{H}_{M-R}(j,k)|^2 \end{cases} \quad (12)$$

であり、 $\tilde{H}_{M-R}(j,k)$ および $\tilde{H}_{B-R}(j,k)$ はそれぞれリレー局における端末一リレー局第 j アンテナ間および基地局一リレー局第 j アンテナ間のチャネルの推定値である。また σ_R^2 はリレー局における雑音電力の推定値である。 λ は式(4)で与えられる拘束条件を満たすように設定される定数である。

一方、リレー局から伝搬した雑音成分と端末 (基地局) 受信機で加わった雑音との和を一つの白色雑音と近似すると、端末および基地局における受信 FDE 重みは次式で与えられる[5]。

$$\begin{cases} W_M(k) = \frac{\tilde{H}_{B-M}^*(k)}{|\tilde{H}_{B-M}^*(k)|^2 + 2\sigma_M^2} \\ W_B(k) = \frac{\tilde{H}_{M-B}^*(k)}{|\tilde{H}_{M-B}^*(k)|^2 + 2\sigma_B^2} \end{cases} \quad (13)$$

ただし、 $\tilde{H}_{B-M}(k)$ ($\tilde{H}_{M-B}(k)$) は端末 (基地局) における基地局一端末間 (端末一基地局間) の等価チャネル利得の推定値である。また σ_M^2 および σ_B^2 は端末および基地局における雑音電力の推定値である。

式(9)、(11)および(13)より、送受信協調 MMSE-FDE を用いる SC-MIMO-ANC 双方向中継通信を実現するためには、リレー局において $H_{M-R}(j,k)$ および $H_{B-R}(j,k)$ と雑音電力を、端末 (基地局) において、 $H_{M-M}(k)$ 、 $H_{M-B}(k)$ ($H_{B-B}(k)$ 、 $H_{B-M}(k)$) および雑音電力を推定する必要がある。ただし、 $H_{M-M}(k)$ 、 $H_{M-B}(k)$ 、 $H_{B-B}(k)$ および $H_{B-M}(k)$ はチャネル利得と送信 FDE 重みの積で表されるため、そのインパルス応答 $h_{M-M}(\tau)$ 、 $h_{M-B}(\tau)$ 、 $h_{B-B}(\tau)$ および $h_{B-M}(\tau)$ は遅延時間領域全体に広がる (図3参照)。

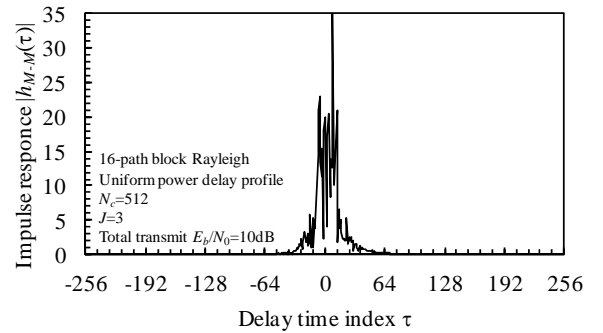


図3 等価チャネルのインパルス応答例 ($|h_{M-M}(\tau)|$)

3. チャネル推定法

本稿では、循環遅延時間多重パイロットを用いるチャネル推定を仮定している[7]。図4に送信フレーム構成を示す。パイロットブロックは N_B データシンボルブロック毎に挿入されるものとする。パイロットフレームとデータフレームはともに2タイムスロットで構成される。パイロットステージ第1タイムスロットでは、異なる循環遅延を有する端末および基地局がリレー局に同時送信する。リレー局は受信パイロットから、 $H_{M-R}(j,k)$ 、 $H_{B-R}(j,k)$ および雑音電力を同時に推定する。その後リレー局は推定した情報から送信 FDE 重みを生成し、周波数領域にて受信パイロットに乗算する。そして、第2タイムスロットにおいて生成したパイロットを端末および基地局に同時送信する。端末 (基地局) では、受信パイロットから $H_{M-M}(k)$ 、 $H_{M-B}(k)$ ($H_{B-B}(k)$ 、 $H_{B-M}(k)$) および雑音電力を推定する。

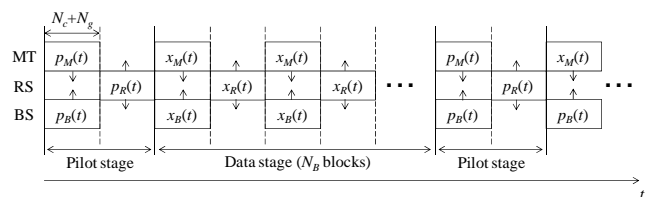


図4 フレーム構成

3.1. リレー局におけるチャネル推定

端末および基地局の送信パイロット信号を $\{p_M(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ および $\{p_B(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ と表現する。基地局の送信パイロット信号は、端末の送信パイロット信号に θ サンプルの循環遅延を与えたものであり、次式で与えられる。

$$p_B(t) = p_M((t - \theta) \bmod N_c) \quad (14)$$

端末および基地局は送信パイロットブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後、第 1 タイムスロットにおいてリレー局に同時送信する。リレー局は受信パイロット信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{R_R(j,k):k=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ に変換する。リレー局第 j アンテナにおける周波数領域受信パイロット信号 $R_R(j,k)$ は次式で与えられる。

$$R_R(j,k) = \sqrt{2P_M} H_{M-R}(j,k) P_M(k) + \sqrt{2P_B} H_{B-R}(j,k) P_B(k) + N_R(j,k) \quad (15)$$

ただし、 $P_M(k)$ および $P_B(k)$ は端末および基地局の周波数領域パイロット信号である。ここで循環遅延の性質より式(15)は次のように変形できる。

$$R_R(j,k) = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{2P_M} H_{M-R}(j,k) \\ + \sqrt{2P_B} H_{B-R}(j,k) \exp(-j2\pi\theta/N_c) \end{array} \right\} P_M(k) + N_R(j,k) \quad (16)$$

リレー局は周波数領域受信パイロット信号に逆変調を適用することによってチャネル推定値 $\{\tilde{H}_R(j,k):k=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ を得る。

$$\tilde{H}_R(j,k) = R_R(j,k) \cdot P_M(k) / |P_M(k)|^2 \quad (17)$$

式(17)で得られるチャネル推定値 $\tilde{H}_R(j,k)$ に N_c ポイント IFFT を適用し、総合インパルス応答 $\{\tilde{h}_R(j,\tau):\tau=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ を得る。そして総合インパルス応答に遅延時間領域窓関数法[8]を適用した後、 N_c ポイント FFT を適用することで、雑音が低減されたチャネル伝達関数の推定値 $\tilde{H}_{M-R}(j,k)$ および $\tilde{H}_{B-R}(j,k)$ を得る。

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{M-R}(j,k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{h}_R(j,\tau) \exp(-j2\pi k\tau/N_c) \\ \tilde{H}_{B-R}(j,k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{h}_R(j,\tau + \theta) \exp(-j2\pi k\tau/N_c) \end{array} \right. \quad (18)$$

また、雑音電力 σ_R^2 は次式に従い、遅延時間領域で平均化を行うことによって求められる。

$$\sigma_R^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{N_c - 2N_g} \left\{ \sum_{\tau=N_g}^{\theta-1} |\tilde{h}_R(\tau)|^2 + \sum_{\tau=\theta+N_g}^{N_c-1} |\tilde{h}_R(\tau)|^2 \right\} \quad (19)$$

チャネル推定後、リレー局は式(11)を用いて送信 FDE 重みを生成し、周波数領域受信パイロット信号に乗算する。リレー局の周波数領域送信パイロット信号 $P_R(j,k)$ は次式で与えられる。

$$P_R(j,k) = G(j)V(j,k)R_R(j,k) \quad (20)$$

その後、周波数領域送信パイロット信号に N_c ポイント IFFT 適用して、時間領域信号に変換する。そしてブロックの先頭のガード区間に CP を挿入し、第 2 タイムスロットにおいて端末および基地局に同時送信する。

3.2. 端末(基地局)におけるチャネル推定

端末および基地局では同様の手法を用いてチャネル推定を行う。そこで以降、端末におけるチャネル推定に着目して述べる。

端末は受信パイロットから CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。端末における周波数領域受信パイロット信号 $\{R_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ は次式で表される。

$$R_M(k) = \sum_{j=0}^{J-1} H_{M-R}(j,k) P_R(k) + N_M(k) \quad (21)$$

ここで式(21)は次のように変形できる。

$$R_M(k) = H_{M-B}(k) P_M(k) + H_{M-M}(k) P_M(k) \exp(-j2\pi\theta/N_c) + \tilde{N}_M(k) \quad (22)$$

チャネル推定値 $\{\tilde{H}_M(j,k):k=0,\dots,N_c-1\}$ は、次式のように逆変調を適用することにより求められる。

$$\tilde{H}_M(k) = R_M(k) \cdot P_M(k) / |P_M(k)|^2 \quad (23)$$

その後、得られたチャネル推定値 $\tilde{H}_M(k)$ に対して N_c ポイント IFFT を適用し、総合インパルス応答 $\{\tilde{h}_M(\tau):\tau=0,\dots,N_c-1\}$ を得る。

(a) 最適窓幅を用いる遅延時間領域窓関数法

ここでは、適応窓幅制御に必要な情報を明らかにするために、窓幅が最適である場合について議論する。

総合インパルス応答 $\tilde{h}_M(\tau)$ に対して遅延時間領域窓関数法を適用し、インパルス応答推定値 $\{\tilde{h}_{M-M}^{opt}(\tau):\tau=-N_c/2,\dots,N_c/2\}$ および $\{\tilde{h}_{B-M}^{opt}(\tau):\tau=-N_c/2,\dots,N_c/2\}$ を推定する。遅延時間領域窓関数法適用後のインパルス応答推定値は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{h}_{M-M}^{opt}(\tau) = \tilde{h}_M((\tau) \bmod N_c) w_{M-M}^{opt}(\tau) \\ \tilde{h}_{B-M}^{opt}(\tau) = \tilde{h}_M((\tau + \theta) \bmod N_c) w_{B-M}^{opt}(\tau) \end{array} \right. \quad (24)$$

ただし、 $\{w_{M-M}^{opt}(\tau):\tau=-N_c/2,\dots,N_c/2\}$ および $\{w_{B-M}^{opt}(\tau):\tau=-N_c/2,\dots,N_c/2\}$ は最適化された遅延時間領域窓関数であり、次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} w_{M-M}^{opt}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{if } w_{M-M,1}^{opt} \leq \tau \leq w_{M-M,2}^{opt} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ w_{B-M}^{opt}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{if } w_{B-M,1}^{opt} \leq \tau \leq w_{B-M,2}^{opt} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{array} \right. \quad (25)$$

ここで、最適な窓幅 $w_{M-M,1}^{opt}$, $w_{M-M,2}^{opt}$, $w_{B-M,1}^{opt}$ および $w_{B-M,2}^{opt}$ は、インパルス応答推定値 $\tilde{h}_{M-M}^{opt}(\tau)$ ($\tilde{h}_{B-M}^{opt}(\tau)$) と真のインパルス応答 $h_{M-M}(\tau)$ ($h_{B-M}(\tau)$) との MSE を最小にするものであり次式を満たす。

$$\left\{ \begin{array}{l} \{w_{M-M,1}^{opt}, w_{M-M,2}^{opt}\} \\ = \arg \min \left\{ \sum_{\tau=w_{M-M,1}^{opt}}^{w_{M-M,2}^{opt}} 2\tilde{\sigma}^2 + \sum_{\tau=-N_c/2}^{w_{M-M,1}^{opt}} |h_{M-M}(\tau)|^2 + \sum_{\tau=w_{M-M,2}^{opt}}^{N_c/2-1} |h_{M-M}(\tau)|^2 \right\} \\ \{w_{B-M,1}^{opt}, w_{B-M,2}^{opt}\} \\ = \arg \min \left\{ \sum_{\tau=w_{B-M,1}^{opt}}^{w_{B-M,2}^{opt}} 2\tilde{\sigma}^2 + \sum_{\tau=-N_c/2}^{w_{B-M,1}^{opt}} |h_{B-M}(\tau)|^2 + \sum_{\tau=w_{B-M,2}^{opt}}^{N_c/2-1} |h_{B-M}(\tau)|^2 \right\} \end{array} \right. \quad (26)$$

ただし $\tilde{\sigma}^2 = E[\tilde{N}(k)^2]$ である。上式より、最適な窓幅を求めるためには、窓外のインパルス応答および雑音電

力 σ^2 を推定する必要がある。

(b) 適応窓幅制御つき遅延時間領域窓関数法

適応窓幅制御つき遅延時間領域窓関数法のフローチャートを図5に示す。提案法は、遅延時間領域窓関数の適用、雑音電力推定、インパルス応答の近似曲線の推定および窓幅の更新から構成される。提案法では、最小二乗法による指数関数近似[9]を用いてインパルス応答の近似曲線を推定することによって、近似的に窓外のインパルス応答を推定する。そして、インパルス応答の推定値と真のインパルス応答とのMSEが最小となるように窓幅を更新する。以上の操作を複数回繰り返すことによって最適な窓幅を決定する。

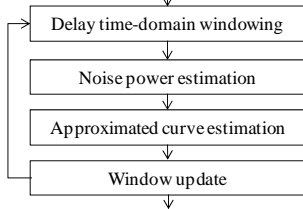


図5 適応窓幅制御つき遅延時間領域窓関数法

以降、第 i ($i=0, \dots, I-1$) 回目の繰り返しに着目して述べる。はじめに、第 $(i-1)$ 回目の繰り返し時に得られた窓幅を用いて遅延時間領域窓関数法を適用し、等価チャネルのインパルス応答 $\{\bar{h}_{M-M}^{(i)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2\}$ および $\{\bar{h}_{B-M}^{(i)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2\}$ を推定する(初回時はあらかじめ設定された窓幅を用いる)。遅延時間領域窓関数法適用後のインパルス応答推定値は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau) = \tilde{h}_M((\tau) \bmod N_c) w_{M-M}^{(i-1)}(\tau) \\ \hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau) = \tilde{h}_M((\tau + \theta) \bmod N_c) w_{B-M}^{(i-1)}(\tau) \end{cases} \quad (27)$$

ただし、 $\{w_{M-M}^{(i-1)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2\}$ および $\{w_{B-M}^{(i-1)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2\}$ は第 $(i-1)$ 回目における遅延時間領域窓関数であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} w_{M-M}^{(i-1)}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{if } w_{M-M,1}^{(i-1)} \leq \tau \leq w_{M-M,2}^{(i-1)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ w_{B-M}^{(i-1)}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{if } w_{B-M,1}^{(i-1)} \leq \tau \leq w_{B-M,2}^{(i-1)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases} \quad (28)$$

また雑音電力 $(\sigma_M^{(i)})^2$ は次式に従い遅延時間領域で推定される。

$$(\sigma_M^{(i)})^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{N_c - W^{(i)}} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \left| \tilde{h}_M(\tau) - \hat{h}_{M-M}^{(i)}((\tau) \bmod N_c) \right|^2 \quad (29)$$

ただし

$$W^{(i)} = \sum_{\tau=-N_c/2}^{N_c/2} w_{M-M}^{(i-1)}(\tau) + w_{B-M}^{(i-1)}(\tau) \quad (30)$$

である。次に、最小二乗法による指数関数近似[9]を適用してチャネルのインパルス応答の近似曲線 $\{\hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ および $\{\hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau) : \tau=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ を推定する。推定近似曲線 $\hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau)$ および $\hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau) = \begin{cases} a_{M-M,1}^{(i)} (b_{M-M,1}^{(i)})^\tau & 0 \leq \tau \leq N_c/2 \\ a_{M-M,2}^{(i)} (b_{M-M,2}^{(i)})^\tau & -N_c/2 \leq \tau < 0 \end{cases} \\ \hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau) = \begin{cases} a_{B-M,1}^{(i)} (b_{B-M,1}^{(i)})^\tau & 0 \leq \tau \leq N_c/2 \\ a_{B-M,2}^{(i)} (b_{B-M,2}^{(i)})^\tau & -N_c/2 \leq \tau < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (31)$$

ここで、 $a_{M-M,1}^{(i)}$, $a_{M-M,2}^{(i)}$, $b_{M-M,1}^{(i)}$, および $b_{M-M,2}^{(i)}$ ($a_{B-M,1}^{(i)}$, $a_{B-M,2}^{(i)}$, $b_{B-M,1}^{(i)}$, および $b_{B-M,2}^{(i)}$)は推定近似曲線 $\hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau)$ ($\hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau)$)とインパルス応答推定値の絶対値 $|\tilde{h}_{M-M}^{(i)}(\tau)|$ ($|\tilde{h}_{B-M}^{(i)}(\tau)|$)との誤差の二乗和が最小となるように設定される[9]。次に、次式で与えられる簡略化された最適化問題に従い、窓幅を決定する。

$$\begin{cases} \{w_{M-M,1}^{(i)}, w_{M-M,2}^{(i)}\} \\ = \arg \min \left\{ \sum_{\tau=w_{M-M,1}^{(i)}}^{w_{M-M,2}^{(i)}} 2(\sigma_M^{(i)})^2 + \sum_{\tau=-N_c/2}^{w_{M-M,1}^{(i)}} |\hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau)|^2 + \sum_{\tau=w_{M-M,2}^{(i)}}^{N_c/2-1} |\hat{h}_{M-M}^{(i)}(\tau)|^2 \right\} \\ \{w_{B-M,1}^{(i)}, w_{B-M,2}^{(i)}\} \\ = \arg \min \left\{ \sum_{\tau=w_{B-M,1}^{(i)}}^{w_{B-M,2}^{(i)}} 2(\sigma_M^{(i)})^2 + \sum_{\tau=-N_c/2}^{w_{B-M,1}^{(i)}} |\hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau)|^2 + \sum_{\tau=w_{B-M,2}^{(i)}}^{N_c/2-1} |\hat{h}_{B-M}^{(i)}(\tau)|^2 \right\} \end{cases} \quad (32)$$

上式の最適化問題を解くことにより、最適な窓幅は次式で与えられる。

$$\begin{cases} w_{M-M,1}^{(i)} = \lceil \ln \sigma_M^{(i)} - \ln a_{M-M,1}^{(i)} \rceil / 2 \ln b_{M-M,1}^{(i)} \\ w_{M-M,2}^{(i)} = \lceil \ln \sigma_M^{(i)} - \ln a_{M-M,2}^{(i)} \rceil / 2 \ln b_{M-M,2}^{(i)} \\ w_{B-M,1}^{(i)} = \lceil \ln \sigma_M^{(i)} - \ln a_{B-M,1}^{(i)} \rceil / 2 \ln b_{B-M,1}^{(i)} \\ w_{B-M,2}^{(i)} = \lceil \ln \sigma_M^{(i)} - \ln a_{B-M,2}^{(i)} \rceil / 2 \ln b_{B-M,2}^{(i)} \end{cases} \quad (33)$$

提案法では上式に従い窓幅を更新する。上記の操作を I 回繰り返し適用した後、インパルス応答推定値 $\bar{h}_{M-M}^{(I-1)}(\tau)$ および $\bar{h}_{B-M}^{(I-1)}(\tau)$ に N_c ポイントFFTを適用し、等価チャネル推定値 $\tilde{H}_{M-M}(k)$ および $\tilde{H}_{B-M}(k)$ を得る。

4. 計算機シミュレーション

提案チャネル推定法を用いるSC-MIMO-ANC双方向中継通信における特性を計算機シミュレーションにより求めた。QPSKデータ変調を用い、FFTブロックサイズ N_c およびCPサイズ N_g はそれぞれ $N_c=512$ シンボル、 $N_g=16$ サンプルとしている。またリレー局のアンテナ本数 J は $J=3$ としている。双方向中継通信に要する総送信電力一定のもと評価を行っており、総送信電力の1/2をリレー局に、1/4を端末および基地局に配分するものとする。伝搬チャネルには一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスのブロックレイリーフェージングを仮定している。また正規化最大ドップラ一周波数は十分小さく、チャネルの時間変動は無視できると仮定している。パイロットにはChu系列[10]を用いている。また適応窓幅制御において、繰り返し回数 I は $I=10$ とし、初回窓幅はすべて32とした。

4.1. MSE 特性

端末および基地局におけるチャネル推定値のMSE e_M および e_B は次式で与えられる。

$$\begin{cases} e_M = \frac{1}{(E_b/N_0)} \left\{ E \left[\left| H_{M-M}(k) - \tilde{H}_{M-M}(k) \right|^2 \right] \right. \\ \left. + E \left[\left| H_{B-M}(k) - \tilde{H}_{B-M}(k) \right|^2 \right] \right\} \\ e_B = \frac{1}{(E_b/N_0)} \left\{ E \left[\left| H_{B-B}(k) - \tilde{H}_{B-B}(k) \right|^2 \right] \right. \\ \left. + E \left[\left| H_{M-B}(k) - \tilde{H}_{M-B}(k) \right|^2 \right] \right\} \end{cases} \quad (34)$$

ここで、 $E_b/N_0 = (\log_2 M)^{-1} (P_B + P_R + P_M) (1 + N_g/N_c) T_s / N_0$ は総送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比であり、 M は変調多値数である。

提案適応窓幅制御を用いた場合の端末における平均二乗誤差(MSE)特性を図6に示す(基地局も同様)。比較のため、窓幅を常に w サンプルに固定とした場合の特性も同様に図6に示す。まず窓幅を固定とした場

合について考察する。送信 E_b/N_0 が小さい場合、窓幅を大きくするに従って MSE が増加している。一方送信 E_b/N_0 が大きい場合では、窓幅を大きくするに従って MSE が減少している。この理由については以下のように考えられる。チャンネル推定精度を劣化させる原因として遅延時間領域窓関数法によるインパルス応答の切り捨てと雑音の2つがある。送信 E_b/N_0 が小さい場合、雑音が主な推定精度劣化要因であるため、窓幅を大きくするに従って遅延時間領域窓関数法による雑音の低減効果が小さくなるため推定精度が劣化してしまう。一方、送信 E_b/N_0 が十分大きい場合では、遅延時間領域窓関数法によるインパルス応答の切り捨てが主な劣化要因である。そのため、窓幅を大きくするに従って、切り捨てられるインパルス応答が少なくなるため推定精度が向上する。

図 6 より、提案適応窓幅制御を用いることによって窓幅を固定とした場合より常に優れた MSE 特性を実現できることがわかる。これは提案法を用いることによって、送信 E_b/N_0 およびチャンネル状態に応じて窓幅を適応的に制御できるためである。

4.2. BER 特性

図 7 に適応窓幅制御を用いた場合の端末における BER 特性を示す(基地局も同様)。比較のため窓幅を固定とした場合の特性も図 7 に示す。図 7 より、窓幅を小さい値に固定とした場合、エラーフロアが生じていることが分かる。これはインパルス応答の切り捨てによって十分な推定精度が得られず、自身の信号成分が残留してしまうためである。また窓幅を大きい値に固定とした場合は、遅延時間領域窓関数法によって雑音の影響を低減できないために、低 E_b/N_0 領域において BER 特性が劣化している。一方、適応窓幅制御を用いた場合は、常に窓幅を固定とした場合よりも優れた BER 特性を実現し、理想チャンネル推定に近い特性を達成していることが分かる。BER= 10^{-4} を達成するための送信 E_b/N_0 が比較すると、提案窓幅制御を用いることによって理想チャンネル推定からの劣化量を約 3dB (0.26dB のパイロット挿入損を含む) に抑えている。

5. むすび

本稿では、送受信協調 FDE を用いる SC-MIMO-ANC 双方向中継通信のための適応窓幅制御つきチャンネル推定法を提案した。適応窓幅制御つきチャンネル推定では、最小二乗法による指数関数近似を用いてチャンネルのインパルス応答の近似曲線を推定し、インパルス応答推定値と真のインパルス応答との MSE が最小となるように窓幅を更新する。

計算機シミュレーションにより、提案窓幅制御つきチャンネル推定法を用いることによって、窓幅を固定とした場合より常に優れた BER 特性を実現できることを明らかにした。

文 献

- [1] J. G. Laneman, D.N.C Tse, and G.W. worwell,, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," IEEE trans. Inf. Theory, Vol.50, No.12, Dec.2004.
- [2] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, "Embracing wireless interference: analog network coding" Proc. ACM SIGCOMM, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [3] H. Gacanin, and F. Adachi, "Broadband Analog Network Coding" IEEE Trans. Wireless Commun, Vol.9, No.5, pp. 1577-1783, May, 2010.
- [4] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, "シングルキャリア MIMO アナログネットワーク符号化双方向中

- 継通信における送信ダイバーシチおよび周波数領域等化に関する一検討," 信学技報, RCS2011-221, pp.191-196, 名古屋国際会議場, 2011年11月
- [5] H. Miyazaki, M. Nakada, T. Obara, and F. Adachi, "Joint transmit/receive MMSE-FDE for MIMO analog network coding in single-carrier bi-directional relay communications," Proc. IEEE 76th Vehicular Technology Conference (VTC), Quebec, Canada, Sep. 2012.
- [6] R. Zhang, Y. -C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Optimal beamforming for tow-way multi-antenna relay channel with analogue network coding", IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 27, No. 5, pp. 699-712, June 2009.
- [7] I. Prodan, T. Obara, F. adachi, and H. Gacanin, "Pilot-assisted channel estimation without feedback for bi-directional broadband ANC," Proc. 17th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC2011), Sabah, Malaysia, Oct. 2011.
- [8] J. J. de beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. 45th Vehicular Technology Conference (VTC), Vol. 2, pp. 815-819, Chicago, USA, July 1995.
- [9] 若山芳三郎, 藤森允之, "情報処理入門シリーズ, 数値計算" 工学図書株式会社, 1995年7月.
- [10] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," IEE Trans. On Int. Theory, Vol. 18, Issue 4, pp. 531-532, July 1972.

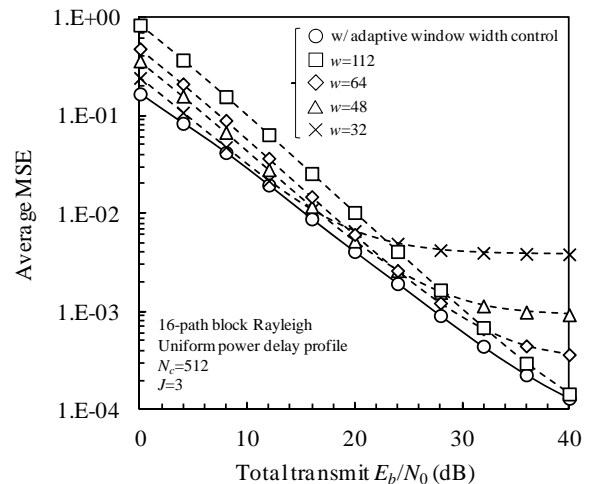


図 6 平均 MSE 特性

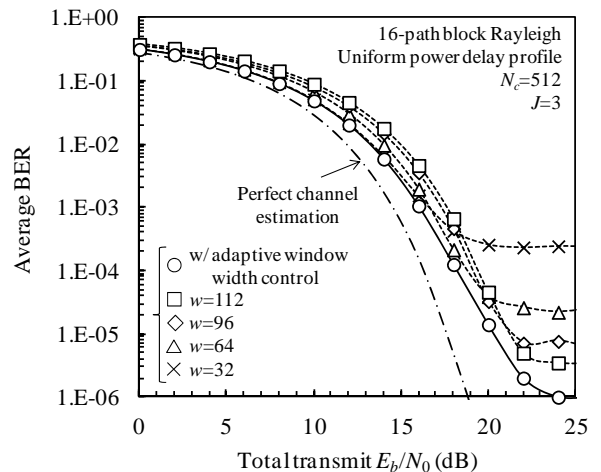


図 7 平均 BER 特性