

シングルキャリア双方向中継通信における MIMO アナログネットワーク符号化のための送受信協調 MMSE-FDE に関する一検討

宮崎 寛之[†] 中田 雅之[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院 工学研究科 電気・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, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、マルチアンテナ送受信 (MIMO) とアナログネットワーク符号化 (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) を提案する。提案送受信協調 FDE では、複数送受信アンテナを搭載した中継局で送信 FDE を用いたアンテナダイバーシチ送信を行い、単一アンテナを搭載した端末および基地局で受信 FDE を行う。ANC 双方向中継通信では、中継局で加わった雑音が上下リンクで異なるチャンネルを伝搬して受信されるため、上下リンクの平均二乗誤差 (MSE) を同時に最小化する中継局送信 FDE は存在しない。そこで、送受信協調 FDE では上下リンクのどちらか一方のリンクの MSE を最小化するように、中継局送信 FDE と端末 (下りリンク) または基地局 (上りリンク) 受信 FDE を決定する。送受信協調 FDE を用いたときの BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、いずれのリンクに最適化した送受信協調 FDE を用いても、上下リンクでほぼ同じ BER 特性が得られることを示す。

キーワード アナログネットワーク符号化, シングルキャリア伝送, 送受信協調 FDE

Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for MIMO Analog Network Coding in Single-Carrier Bi-Directional Relay Communications

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

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

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

Abstract

In this paper, we propose a joint transmit/receive frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion for multi-input multi-output (MIMO) analog network coding (ANC) in bi-directional relay communications. In the proposed joint transmit/receive FDE, the relay station (RS) equipped with multiple antennas carries out the antenna diversity transmission using transmit FDE and the base station (BS) and the mobile terminal (MT) receivers, both equipped with single antenna, carry out the receive FDE only. In ANC bi-directional relay, the transmit FDE at RS which can simultaneously minimize the mean square error (MSE) for both uplink and downlink does not exist. Therefore, we derive the joint transmit/receive FDE optimized for either uplink or downlink. We evaluate, by the computer simulation, the BER performances of the uplink and downlink using the proposed joint transmit/receive FDE to show that almost the same BER performance is achieved for uplink and downlink even if the joint transmit/receive FDE is optimized for either link.

Keyword Analog network coding, single-carrier transmission, joint transmit/receive FDE

1. まえがき

広帯域移動無線伝送では、伝搬損失、シャドウイング損失および周波数選択性フェージングの影響により、伝送品質が大きく劣化する[1]。特に基地局から遠い無線セル端に近いエリアでは、伝搬損失およびシャドウイング損失の影響により受信信号電力が大きく落ち込み、スループットが極端に低下してしまう。無線セル端に近いエリアでのスループットの低下を救済する手段として中継伝送が盛んに研究されている[2]。しかし時分割複信 (TDD) 中継伝送では、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、近年、アナログネットワーク符号化 (ANC) を用いる中継伝送が注目を集めている[3-5]。ANC 中継伝送では、第1タイムスロットにおいて、端末および基地局が中継局に同時送信し、第2タイムスロットにおいて、中継局が受信信号を増幅後、端末と基地局に同時送信する。端末および基地局受信機は、受信信号から自身の信号成分を除去した後、希望信号を検出する。したがって、ANC 伝送では双方向中継通信を2タイムスロットで実現可能であり、直接通信と等しい最大スループットを達成することができる。

マルチアンテナ送受信 (MIMO) -ANC 伝送[6,7]を用いれば端末-基地局間伝送特性をさらに向上できる。MIMO-ANC 伝送では、ダイバーシチ送受信を中継局へ適用することにより、従来の ANC 伝送より高い受信信号電力対雑音電力比 (SNR) を達成できる。

ところで、シングルキャリア (SC) 伝送では周波数選択性フェージングの影響により符号間干渉 (ISI) が発生し、伝送品質が大きく劣化する。ISI 問題は、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく送受信協調周波数領域等化 (FDE) により解決できる[8]。送受信協調 FDE を行うことにより、端末側または基地局側で送信 FDE あるいは受信 FDE を単独で行う場合よりも高い ISI 抑圧効果が得られ、優れた伝送品質を実現できる。しかしながら、これまでの検討は単一アンテナを有する 1 対 1 通信の場合について行われており、MIMO-ANC 伝送を用いたシングルキャリア (SC) 双方向中継通信を対象とした送受信協調 FDE は未検討であった。

そこで本稿では、MIMO-ANC を用いる SC 双方向中継通信を対象とした送受信協調 FDE を提案する。複数送受信アンテナを搭載した中継局では送信 FDE を用いたアンテナダイバーシチ送信を行い、単一アンテナを搭載した端末および基地局では受信 FDE を行う。最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく送受信協調 FDE 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が同時に得られ、優れた伝送品質を実現できる。

しかしながら ANC 双方向中継通信では、中継局で加わった雑音が上下リンクで異なるチャンネルを伝搬して受信されるため、上下リンクの MSE を同時に最小とする中継局の送信 FDE 重みは存在しない。そこで提案法では、上下リンクのいずれかに着目し、着目リンクの MSE が最小となるように中継局の送信 FDE を決定する。端末および基地局の受信 FDE は、送信 FDE と伝搬チャンネルを一つの等価チャンネルとみなして、MSE を最小とするように決定する。

本稿では、協調送受信 FDE を用いる MIMO-ANC 双方向中継通信の BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章ではシステムモデルを示し、MIMO-ANC 伝送の動作および信号表現について説明する。第 3 章では、送受信協調 FDE を提案する。第 4 章にて計算機シミュレーションによる平均 BER 特性を示し、第 5 章にてまとめる。

2. MIMO-ANC 上り/下りリンク双方向通信

2.1. システムモデル

MIMO-ANC 伝送による双方向中継通信システムモデルを図 1 に示す。シングルユーザ環境を仮定し、基地局と端末の間に中継局が一つ配置されているモデルを考える。中継局は J 本、端末および基地局は 1 本のアンテナを持っていると仮定する。また、端末、基地局および中継局におけるチャンネル推定は理想的と仮定している。なお本稿では、簡単のため伝搬損失およびシャドウィング損失は考慮しない。

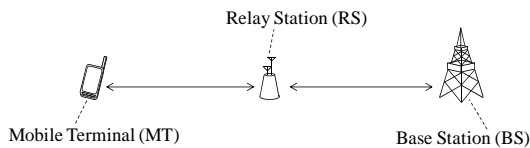


図 1 システムモデル

2.2. MIMO-ANC 伝送

MIMO-ANC 伝送では、双方向中継通信に 2 タイムスロット必要とする。図 2 に各タイムスロットにおける端末、基地局および中継局の動作を、図 3 に端末、基地局および中継局の送受信機構成を示す。

まず第 1 タイムスロットにおいて端末および基地局が中継局に同時送信する。中継局は送信 FDE を適用した後、電力増幅を行う。そして第 2 タイムスロットにて、中継局が端末および基地局に同時送信する。端末および基地局受信機では、自身の信号成分を除去した後、受信 FDE を適用して希望信号を検出する。

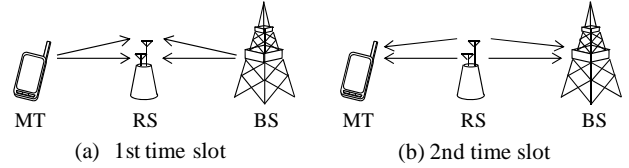


図 2 MIMO-ANC 伝送の動作 ($J=2$ の場合)

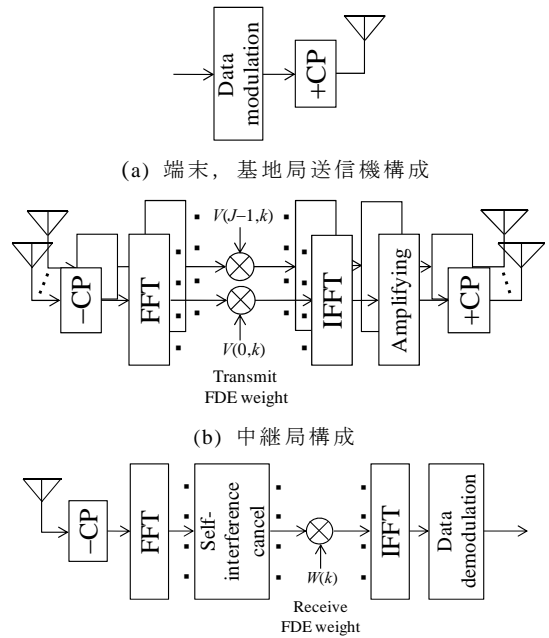


図 3 送受信機構成

2.3. 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。第 1 タイムスロットと第 2 タイムスロットで複素パス利得の時間変動はないと仮定する。

(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) をブロックの先頭のガード区間に挿入した後、中継局に同時送信する。中継局は、各アンテナの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。

第 j アンテナにおける第 k 周波数の周波数領域受信

信号 $Y_R(j,k)$ は次式で表わされる.

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

ただし, P_B および P_M はそれぞれ基地局および端末における送信電力を表す. $N_R(j,k)$ は中継局第 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. また N_0 は片側電力スペクトル密度である. $H_{B-R}(j,k)$ および $H_{M-R}(j,k)$ はそれぞれ基地局-中継局第 j アンテナ間および端末-中継局第 j アンテナ間のチャネルの伝達関数である. また $\{X_B(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{X_M(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ基地局および端末の周波数領域送信信号であり, 次式で表わされる.

$$\begin{cases} X_B(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_B(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ X_M(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_M(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (2)$$

中継局は, 第 j アンテナの周波数領域受信信号 $Y_R(j,k)$ に送信 FDE 重み $V(j,k)$ を乗算する. 送信 FDE 重み乗算後の第 j アンテナにおける周波数領域信号 $\{\hat{Y}_R(j,k): k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表わされる.

$$\hat{Y}_R(j,k) = V(j,k) Y_R(j,k) \quad (3)$$

中継局のブロック平均送信信号電力が一定となるように, 送信 FDE 重み $V(j,k)$ は以下の制約条件を満たすものとする.

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

送信 FDE 後の周波数領域信号に対して逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換したのち, 各アンテナで増幅を行う. 中継局第 j アンテナの送信信号 $\{x_R(j,t): t=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で与えられる.

$$x_R(j,t) = \frac{\beta(j)}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_R(j,k) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (5)$$

ここで $\beta(j)$ は第 j アンテナの増幅率であり, 各アンテナの平均送信信号電力が一定となるように設定される. 増幅率 $\beta(j)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \beta(j) &= \frac{\sqrt{2P_R}}{\sqrt{E[|Y_R(j,k)|^2]}} \\ &= \frac{\sqrt{P_R}}{\sqrt{\left(\frac{P_B}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B-R}(j,k)|^2 + \frac{P_M}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M-R}(j,k)|^2 + N\right)}} \end{aligned} \quad (6)$$

ただし, P_R は中継局の送信電力である. 本稿では双方向通信に要する総送信電力一定という制約条件を用いる.

$$P_R + P_M + P_B = P_T \quad (7)$$

ここで P_T は総送信電力である.

(b) 第 2 タイムスロット

中継局は各アンテナの送信信号ブロックに CP を挿

入した後, 第 2 タイムスロットにて端末と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, 周波数領域信号に変換する. 基地局および端末における周波数領域受信信号 $\{Y_B(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{Y_M(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式のように表される.

$$\begin{cases} Y_B(k) = \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_M(k) \\ \quad + \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{B-R}(j,k) V(j,k) \right) X_B(k) \\ \quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) \right) + N_B(k) \\ Y_M(k) = \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_B(k) \\ \quad + \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{M-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_M(k) \\ \quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{M-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) \right) + N_M(k) \end{cases} \quad (8)$$

ここで, $N_B(k)$ および $N_M(k)$ はそれぞれ基地局および端末における雑音成分である.

次に, 受信信号には自身の信号成分が含まれるため, 次式のように除去する.

$$\begin{cases} \tilde{Y}_B(k) = Y_B(k) - \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{B-R}(j,k) V(j,k) \right) X_B(k) \\ \quad = \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_M(k) \\ \quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) \right) + N_B(k) \\ \tilde{Y}_M(k) = Y_M(k) - \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{M-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_M(k) \\ \quad = \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{B-R}(j,k) H_{M-R}(j,k) V(j,k) \right) X_B(k) \\ \quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{M-R}(j,k) V(j,k) N_R(j,k) \right) + N_M(k) \end{cases} \quad (9)$$

自身の信号成分を除去したのち, 次式のように受信 FDE を行う.

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

ただし, $W_B(k)$ および $W_M(k)$ はそれぞれ基地局および端末における受信 FDE 重みである. 最後に, 受信 FDE 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.

3. 送受信協調 MMSE-FDE 重み

中継局における送信 FDE 重み, 基地局および端末における受信 FDE 重みを MMSE 規範に基づいて決定する. 上下リンクにおける平均二乗誤差 (MSE) e_{up} およ

び e_{down} をそれぞれ次式のように定義する.

$$\begin{cases} e_{up} = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| X_M(k) - \hat{Y}_B(k) / \sqrt{2P_M} \right|^2 \right] \\ e_{down} = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| X_B(k) - \hat{Y}_M(k) / \sqrt{2P_B} \right|^2 \right] \end{cases} \quad (11)$$

式(9)および(10)より, e_{up} および e_{down} は次式のように展開できる.

$$\begin{cases} e_{up} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[\frac{\left\{ \tilde{H}(k) W_B(k) - 1 \right\} \left\{ \tilde{H}(k) W_B(k) - 1 \right\}^*}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \right] \\ e_{down} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[\frac{\left\{ \tilde{H}(k) W_M(k) - 1 \right\} \left\{ \tilde{H}(k) W_M(k) - 1 \right\}^*}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{M-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \right] \end{cases} \quad (12)$$

ただし,

$$\tilde{H}(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \beta(j) H_{M-R}(j, k) H_{B-R}(j, k) V(j, k) \quad (13)$$

である.

本稿では, e_{up} および e_{down} を最小とする送信 FDE 重み $V(j, k)$ と受信 FDE 重み $W_B(k)$ および $W_M(k)$ を求める. ところで, ANC 伝送では, 中継局で増幅された雑音異なるチャネルを伝搬して端末および基地局に受信されるため, 端末および基地局における受信雑音電力異なる. したがって, e_{up} および e_{down} を同時に最小とする送信 FDE 重みは存在しない. また, ひとつの目的関数に対し三つの最適化変数があるため, 一意に最適解を求めることは困難である. そこで本稿では, まず送信 FDE フィルタおよび伝搬チャネルを一つの等価チャネルとみなし, 端末および基地局における MSE を最小とする受信 FDE 重みを導出する. ついで, 上下リンクのいずれかに着目し, 着目リンクの MSE を最小とする送信 FDE 重みを導出する.

まず, 中継局における送信 FDE 重みが与えられたときの受信 FDE 重みの最適解を求める. $\partial e_{up} / W_B(k) = 0$ および $\partial e_{down} / W_M(k) = 0$ より, 受信 FDE 重みの最適解は次式のように求められる.

$$\begin{cases} W_B(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \\ W_M(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{M-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \end{cases} \quad (14)$$

次に, 送信 FDE 重みの最適解を求める. 式(14)を式(12)に代入すると以下のように変形できる.

$$\begin{cases} e_{up} = \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \\ e_{down} = \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{M-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{M-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \end{cases} \quad (15)$$

ここで, 上りリンクの $MSE e_{up}$ を最小化するか下りリンクの $MSE e_{down}$ を最小とするかによって, 送信 FDE 重みの最適化問題は次の2つの場合に分類できる.

(a) 上りリンクの MSE を最小化する送信 FDE 重みの最適解

このとき, 式(15)および式(4)で与えられる拘束条件より, 送信 FDE 重みの最適化問題は次式のようになる.

$$\begin{aligned} \min e_{up} &= \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) V(j, k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \\ \text{s.t.} \quad &\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J-1} |V(j, k)|^2 - N_c = 0 \\ &|V(j, k)|^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

上式の最適化問題は, コーシー・シュワルツの不等式およびカルーシュ・クーン・タッカー (KKT) 条件[9]を用いることで解くことができる. 上りリンク最適送信 FDE 重みは次式のように与えられる(導出略).

$$\begin{aligned} V(j, k) &= \frac{\beta(j) H_{M-R}^*(j, k) H_{B-R}^*(j, k)}{\sqrt{A(k)}} \\ &\times \max \left[\left\{ \frac{1}{\sqrt{\lambda_B}} \frac{\sqrt{A(k)} (P_M/N)^{-1} - (P_M/N)^{-1}}{A(k) + (B_B(k)/A(k)) (P_M/N)^{-1}} \right\}^{\frac{1}{2}}, 0 \right] \end{aligned} \quad (17)$$

ただし,

$$\begin{cases} A(k) = \sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) H_{M-R}(j, k)|^2 \\ B_B(k) = \sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j) H_{B-R}(j, k) H_{M-R}(j, k)|^2 |\beta(j) H_{B-R}(j, k)|^2 \end{cases} \quad (18)$$

である. また, λ_B は制約条件を満たすように設定される定数である.

(b) 下りリンクの MSE を最小化する送信 FDE 重みの最適解

式(15)および式(4)で与えられる拘束条件より, この場合の送信 FDE 重みの最適化問題は次式のようになる.

$$\min e_{down} = \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j)H_{M-R}(j,k)V(j,k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}}{\left| \tilde{H}(k) \right|^2 + \left(\sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j)H_{M-R}(j,k)V(j,k)|^2 + 1 \right) \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}}$$

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

$$|V(j,k)|^2 \geq 0 \quad (19)$$

上りリンクの場合と同様に計算することにより，下りリンク最適送信 FDE 重みは次式のように求められる．

$$V(j,k) = \frac{\beta(j)H_{M-R}^*(j,k)H_{B-R}^*(j,k)}{\sqrt{A(k)}} \times \max \left[\left\{ \frac{1}{\sqrt{\lambda_M}} \frac{\sqrt{A(k)(P_B/N)^{-1}} - (P_B/N)^{-1}}{A(k) + (B_M(k)/A(k))(P_B/N)^{-1}} \right\}^{\frac{1}{2}}, 0 \right] \quad (20)$$

ただし，

$$B_M(k) = \sum_{j=0}^{J-1} |\beta(j)H_{M-R}(j,k)H_{B-R}(j,k)|^2 |\beta(j)H_{M-R}(j,k)|^2 \quad (21)$$

であり， λ_M は制約条件を満たすように設定される定数である．

4. 計算機シミュレーション

MIMO-ANC 双方向中継通信における BER 特性を計算機シミュレーションにより求める．シミュレーション諸元を表 1 に示す．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 $N_c=128$ シンボル， $N_g=16$ シンボルとしている．等電力遅延プロファイル有する $L=16$ パス周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定しており，端末，基地局および中継局におけるチャンネル推定は理想的としている．また，双方向中継通信に要する総送信電力の 1/2 を中継局に，1/4 を端末および基地局に配分すると仮定している．

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter /receiver	Modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=128$
	CP size	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	Power allocation	$P_R=P_T/2,$ $P_M=P_B=P_T/4$
Channel	Fading type	$L=16$ -path block Rayleigh fading
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$

4.1. 送受信 FDE 重み

端末-中継局第 j アンテナ間および基地局-中継局第 j アンテナ間のチャンネル利得の積 $H_{B-R}(j,k)H_{M-R}(j,k)$ と提案送受信 FDE 重みの振幅の一例を図に示す．チャンネル利得の積 $H_{B-R}(j,k)H_{M-R}(j,k)$ は，端末-基地局間の等価チ

ャネル利得を意味している．中継局アンテナ本数を $J=2$ ，送信 P_T/N を $P_T/N=15\text{dB}$ と設定した．

まず，送信 FDE 重みについて考察する．図 5(a)と図 5(b)を比較すると，空間ダイバーシチ効果を最大化するように，チャンネル利得の大きいアンテナに大きな電力が割り当てられることが分かる．また，チャンネル利得が大きい周波数においては，送信 FDE 重みはゼロフォーシング (ZF) 重みのように動作している．したがって，チャンネル利得が大きい周波数においては，送信 FDE は ISI を抑圧するように動作する．

一方，基地局および端末における受信 FDE に注目すると，受信 FDE 重みの振幅変動が小さいことが分かる．これは送信 FDE を用いるアンテナダイバーシチ送信によって，高い受信 SNR が得られるとともに ISI が抑圧されるためである．基地局および端末における受信 FDE は，送信 FDE と伝搬チャンネルを一つの等価チャンネルとみなして自身のリンクの MSE が最小となるように動作する．したがって受信 FDE は送信 FDE 後の残留 ISI を抑圧するように動作する．また，端末および基地局における受信 FDE 重みは異なっている．これは，中継局で加わった雑音が発端と基地局に伝送されるが，上下リンクのチャンネル状態が異なるため，端末と基地局で受信される雑音の大きさが異なるためである．

次に，上りリンク最適送信 FDE 重みと下りリンク最適送信 FDE 重みの違いについて考察する．図 5(b)と図 5(c)を比較すると，二つの重みはほぼ同様な動作をしていることが分かる．この理由については以下のように考えられる．上りリンクと下りリンクの最適送信 FDE 重みの違いは，中継局で加わった雑音が上下リンクで異なるチャンネルを伝搬することに起因する．しかし MIMO-ANC 伝送では，空間ダイバーシチ効果により高い SNR が得られるため，中継局で加わった雑音が送信 FDE 重みに与える影響は小さくなる．また，端末および基地局において中継局で加わった雑音の影響を考慮した受信 FDE が行われる．以上のことから，中継局で加わった雑音が送信 FDE に与える影響が十分小さくなるため，上りリンク最適送信 FDE 重みと下りリンク最適送信 FDE 重みは同様に動作する．すなわち，どちらのリンクに最適化した送信 FDE を用いても，両方のリンクに対してほぼ最適になる．

4.2. 平均 BER 特性

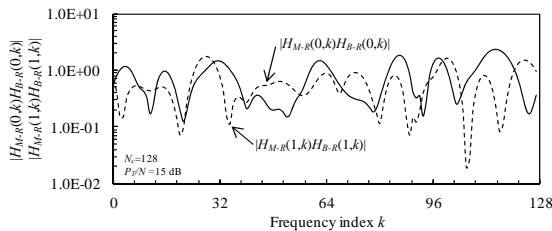
図 5 に MIMO-ANC 双方向中継通信の送信 P_T/N 対平均 BER 特性を示す．比較のため，端末および基地局受信機において受信 FDE のみを適用した場合の平均 BER 特性も図 4 に示す．図 4 より，送受信協調 FDE を用いる MIMO-ANC 伝送は，中継局のアンテナ本数が増加するにつれて単一アンテナ中継を用いる ANC 伝送より BER 特性を改善できることが分かる．これは中継局におけるダイバーシチ送信により空間ダイバーシチ利得が得られるためである．また送受信協調 FDE は，受信 FDE のみを行う場合と比較して所要 BER を達成するために必要な送信電力を低減できることが分かる．例えば，アンテナ本数が $J=1$ 本，所要 BER= 10^{-5} のとき，送受信協調 FDE を行うことで受信 FDE のみを行うときよりも送信電力を約 2dB 低減できる．これは，送受信機で協調して FDE を行うことにより，残留 ISI を低減できるからである．

上りリンク最適送信 FDE 重みを用いた場合と下りリンク最適送信 FDE 重みを用いた場合との BER 特性を比較すると、どちらもほぼ同等の BER 特性を達成していることが分かる。したがって、上下リンクのどちらか一方のリンクに最適化した送信重みは、もう片方のリンクの準最適送信 FDE 重みとなっていると言える。つまり、上下リンクのどちらのリンクに最適化した送信 FDE を用いても良い。

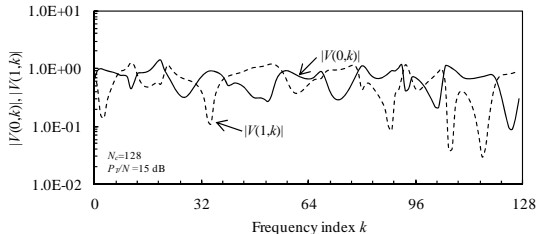
5. むすび

本稿では、MIMO-ANC を用いる SC 双方向中継通信を対象とした送受信協調 FDE を提案した。送受信協調 FDE の導出にあたっては、中継局の送信 FDE と伝搬チャネルを一つの等価チャネルとみなして、端末および基地局における受信 FDE 重みを決定し、次に上下リンクのいずれかの MSE を最小とするように送信 FDE 重みを決定した。

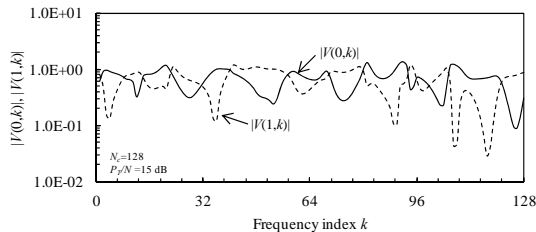
計算機シミュレーションにより、MIMO-ANC 双方向中継通信は、単一アンテナを用いる ANC 双方向中継通信より所要送信電力を低減できることを明らかにした。また、上下リンクのいずれに最適化した送信 FDE を用いても、上下リンクでほぼ等しい特性が得られることを明らかにした。



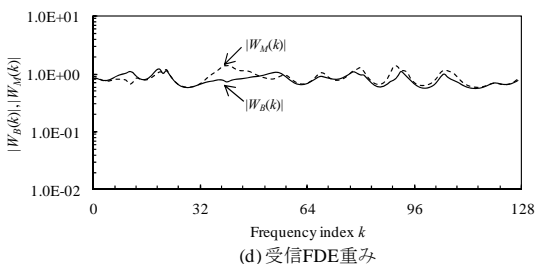
(a) 端末基地局間等価チャネル利得



(b) 上りリンク最適送信FDE重み

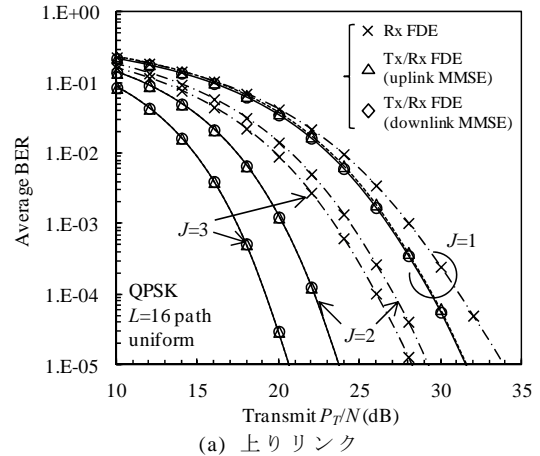


(c) 下りリンク最適送信FDE重み

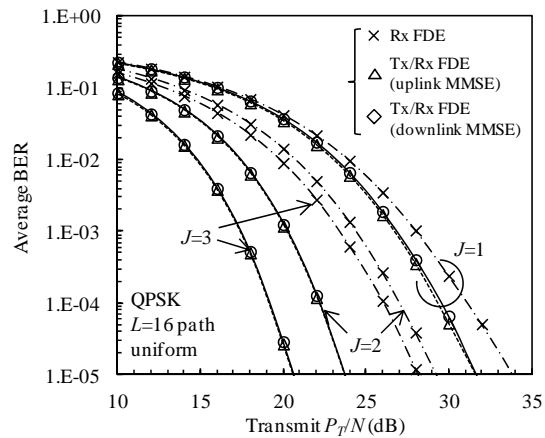


(d) 受信FDE重み

図 4 提案送信 FDE 重みの動作



(a) 上りリンク



(b) 下りリンク

図 4 平均 BER 特性

文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 5th ed. McGraw-Hill, 2008.
- [2] J. G. Laneman, D.N.C Tse, and G.W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, No.12, Dec.2004.
- [3] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, "Embracing wireless interference: analog network coding" in *Proc ACM SIGCOMM*, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [4] H. Gacanin, and F. Adachi, "Broadband Analog Network Coding" *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.9, No.5, pp. 1577-1783, May, 2010.
- [5] S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Hot topic: physical-layer network coding", in *Proc ACM 12th MobiCom 2006*, pp. 358-365, Sep. 2006.
- [6] R. Zhang, C. C. Chai, Y. -C. Liang, and S. Cui, "On capacity region of two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding" *IEEE Intern. Conf. on Commun.*, pp. 1-5, Singapore, Singapore, Jun, 2009.
- [7] R. Zhang, Y. -C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 27, No. 5, pp. 699-712, June 2009.
- [8] K. Takeda, F. Adachi, "Joint transmit/receive one-tap minimum mean square error frequency-domain equalization for broadband multicarrier direct-sequence code division multiple access" *IET Commun.*, 2010, Vol. 4, Iss. 14, pp. 1752-1764, doi: 10.1049/iet-com.2009.0502, Sep. 24, 2010.
- [9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimizations*, Cambridge, 2006