

タイミングオフセットが存在する環境下における SC-ANC 双方向中継通信のための ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成に関する一検討

宮崎 寛之[†] 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、シングルキャリア (SC) アナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向中継通信におけるタイミングオフセットに起因する特性劣化を克服するために、SC-ANC 双方向中継通信のためのジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を提案する。ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成では、中継局において2倍オーバーサンプリングと送信 FDE を、端末および基地局受信機において2倍オーバーサンプリング、受信 FDE およびスペクトル合成を、それぞれ行うことで、上下リンクの両方においてタイミングオフセットの影響を除去する。また送信信号と受信 FDE&スペクトル合成後の受信信号との平均二乗誤差を最小とするように送信 FDE と受信 FDE を同時設計することで、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を獲得する。ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、上下リンクともにタイミングオフセットが存在しない場合と同等の平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。

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、タイミングオフセット、周波数領域等化

Joint Transmit/Receive MMSE-FDE & Spectrum Combining for SC-ANC Bi-Directional Relay in The Presence of Timing Offset

Hiroyuki MIYAZAKI[†] 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we propose a joint transmit/receive minimum mean square error based frequency-domain equalization (MMSE-FDE) & spectrum combining for single-carrier (SC) analog network coded (ANC) bi-directional relay in the presence of timing offset. In the joint transmit/receive MMSE-FDE & spectrum combining, RS performs oversampling and the transmit FDE. At BS and MT receiver, oversampling, the receive FDE and spectrum combining are performed in order to remove the impact of timing offset. Furthermore, the transmit/receive FDE are jointly designed so as to minimize mean square error (MSE) between the transmit signal and the received signal after the receive FDE and spectrum combining in order to obtain both spatial and frequency diversity gain. We evaluate, by computer simulation, the BER performance of SC-ANC bi-directional relay with the proposed joint transmit/receive MMSE-FDE & spectrum combining and show that the use of the proposed joint transmit/receive MMSE-FDE achieves the same BER performance as the case in no presence of timing offset.

Keyword Analog network coding, single-carrier transmission, timing offset, frequency-domain equalization

1. まえがき

広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、伝搬損失、シャドウィング損失および周波数選択性フェージングにより伝送品質が大きく劣化する[1]。特に端末がセル端やビル陰に位置している場合では、伝搬損失およびシャドウィング損失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劣化してしまう。伝搬損失およびシャドウィング損失の影響を克服して高効率な伝送を実現する技術として近年注目を集めているのがアナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向中継通信である[2-4]。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は端末および基地局に伝搬することから端末および基地局における受信信号電力対雑音電力比 (SNR) がしばしば低下してしまう。また SC-ANC 双方向中継通信では、信号が端末—中継局間と中継局—基地局間の2つの周波数選択性フェージングを伝搬することで、端末—基地局間直接通信の場合より大きなスペクトル歪みが発生する。その結果、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく受信周波数領域等化 (FDE) を用いても多くのスペクトル歪みが残留してしまい、スループットの改善が限定的であるという問題があった。

この問題の克服を目指し、我々は SC-ANC 双方向中継通信のための送受信協調 MMSE-FDE を提案した [5]. 送受信協調 MMSE-FDE では、複数アンテナを搭載する中継局において送信 FDE を行い、さらに端末および基地局受信機にて自身の信号成分除去を行った後に受信 FDE を行うことで、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を獲得する. これまでの検討により、送受信協調 MMSE-FDE は受信 (送信) FDE のみを用いる場合より常に優れた平均 BER 特性を達成できること、中継局アンテナを増加させることでさらに特性を改善できることを明らかにした. しかしながら、SC-ANC 双方向中継通信に関するこれまでの検討では、タイミングオフセットが存在しないものと仮定していた.

ナイキストフィルタを用いる SC 伝送においてタイミングオフセットが発生すると、タイミングオフセットに起因する符号間干渉およびブロック間干渉により特性が劣化してしまう [6]. 特に SC-ANC 双方向中継通信では、端末および基地局から送信された上下リンクの信号が異なる到来時間で中継局に受信される. そのため、中継局において送信 FDE を行うためにサンプリングを行う場合、どのタイミングでサンプリングを行ったとしても上下リンクのいずれかで必ずタイミングオフセットが発生し、特性が劣化してしまう.

SC 伝送におけるタイミングオフセットの影響を救済するために、ジョイント受信 FDE&スペクトル合成がこれまでに提案されている [7]. ジョイント受信 FDE&スペクトル合成では、FDE によって周波数選択性フェージングによるスペクトル歪みとタイミングオフセットによる位相回転を同時に補償できるから、精微なタイミング同期が必要としないという利点をもつ. しかしながら、ジョイント受信 FDE&スペクトル合成に関するこれまでの検討では 1対1通信かつ受信 FDE のみを用いる伝送系を対象としていた.

そこで本稿では、SC-ANC 双方向中継通信のためのジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を提案する. ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成では、中継局において 2 倍オーバーサンプリングと送信 FDE を、端末および基地局受信機において 2 倍オーバーサンプリング、受信 FDE およびスペクトル合成を、それぞれ行うことで、上下リンクの両方においてタイミングオフセットの影響を除去する. また送信信号と受信 FDE&スペクトル合成後の受信信号との平均二乗誤差を最小とするように送信 FDE と受信 FDE を同時設計することで、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を獲得する. ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、上下リンクともにタイミングオフセットが存在しない場合と同等の平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章にてジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信の動作および信号表現について述べた後、第 3 章にてジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成重みを導出する. 第 4 章にて計算機シミュレーション結果を述べた後、第 5 章

にてまとめる.

2. SC-ANC 双方向中継通信

本稿では、ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信を仮定している. 中継局は N_R 本、端末および基地局は 1 本のアンテナを搭載するものとする. 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 各タイムスロットの動作

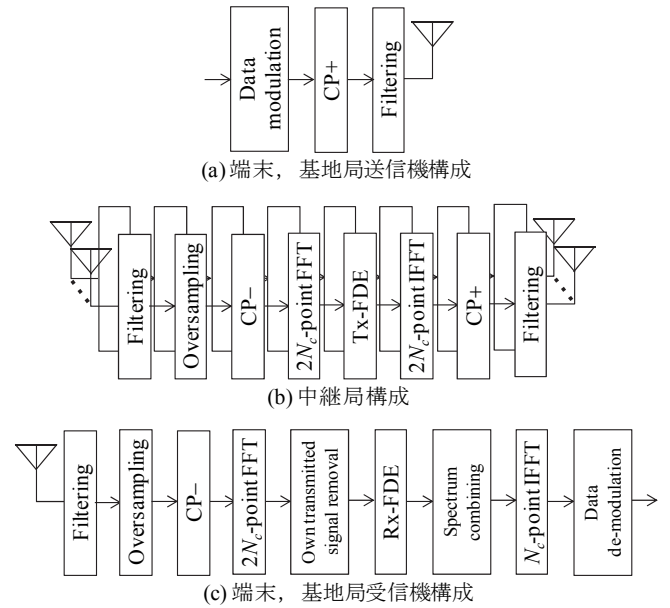


図 2 送受信機構成

2.1. ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成の動作

図 1 に各タイムスロットにおける端末、中継局および基地局の動作を、図 2 に端末、中継局および基地局の送受信機構成を示す. まず端末および基地局送信機は N_c シンボルからなる送信信号ブロックにサイクリックプレフィックス (CP) を付加した後、ナイキストフィルタを適用する. そして第 1 タイムスロットにおいて端末および基地局が同時に中継局に信号を送信する. 中継局では受信信号に対してナイキストフィルタを適用した後、2 倍オーバーサンプリングを行う. そして 2 倍オーバーサンプリング後の受信信号から CP を除去した後、送信 FDE を適用する. その後中継局は送信 FDE 後の時間領域信号に CP を付加しナイキストフィルタを適用する. そして第 2 タイムスロットにおいて、送信信号を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、受信信号にナイキストフィルタを適用した後、2 倍オーバーサンプリングを行う. そして 2 倍オーバーサンプリング後の受信信号から CP を除去した後、周波数領域にて自身の信号成分除去、受信 FDE およびスペクトル合成を行う. 最後にスペクトル合成後の受信信号を時間領域信号に変換した後、データ復調を行う.

ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成では、中継局および端末（基地局）受信機において 2 倍オーバーサンプリングを行い、サンプリングによって複製された隣接スペクトルとの重なりを防ぐことでタイミングオフセットに起因するスペクトル歪みを防ぐ。そして送信 FDE および受信 FDE によって、上下リンクの両方において、周波数選択性フェージングによるスペクトル歪みとタイミングオフセットによる位相回転を同時に補償する。さらに、送信信号とスペクトル合成後の受信信号との MSE を最小とるように送信 FDE と受信 FDE を同時設計することで、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を獲得する。

2.2. 信号表現

以降、オーバーサンプリング間隔 $T_s/2$ 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

端末および基地局送信機では、 N_c シンボルからなる送信信号ブロックに CP を付加した後、ナイキストフィルタを適用する。そして第 1 タイムスロットにおいて端末および基地局が同時に中継局に信号を送信する。中継局では、受信信号に対してナイキストフィルタを適用した後、2 倍オーバーサンプリングおよび CP の除去を行う。そして CP 除去後の時間領域受信信号に対して $2N_c$ ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域受信信号に変換する。中継局第 n_R アンテナにおける周波数領域受信信号 $\{R_R(n_R, k); k = -N_c, \dots, N_c - 1\}$ は次式で表される。

$$R_R(n_R, k) = \sqrt{2P_M} H_{M-R}(n_R, k) \exp(j2\pi k \Delta_{M-R}/N_c) S_M(k) + \sqrt{2P_B} H_{B-R}(n_R, k) \exp(j2\pi k \Delta_{B-R}/N_c) S_B(k) + N_R(n_R, k) + \Pi_R(n_R, k) \quad (1)$$

ここで、 P_M および P_B はそれぞれ端末および基地局の送信電力である。また $H_{M-R}(n_R, k)$ ($H_{B-R}(n_R, k)$) は端末—中継局第 n_R アンテナ間（基地局—中継局第 n_R アンテナ間）チャンネルの伝達関数と送受信総合フィルタの伝達関数の積で表される総合伝達関数である。 Δ_{M-R} は中継局におけるシンボル長 T_s で正規化された上りリンク信号に対するタイミングオフセットであり、 Δ_{B-R} は下りリンク信号に対するタイミングオフセットである。また $S_M(k)$ および $S_B(k)$ はそれぞれ端末および基地局送信信号の第 k 周波数成分であり、 $N_R(n_R, k)$ および $\Pi_R(n_R, k)$ はそれぞれ IBI 成分および零平均分散 $2\sigma^2$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。

(b) 第 2 タイムスロット

中継局は式(1)で与えられる周波数領域信号に対して送信 FDE を適用した後、 $2N_c$ ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換する。そして CP 付加後の送信信号に対してナイキストフィルタを適用した後、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。

端末および基地局受信機では、受信信号に対してナイキストフィルタを適用した後、2 倍オーバーサンプリングを行う。そして 2 倍オーバーサンプリング後の時間領域受信信号に対して $2N_c$ 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 $\{R_M(k); k = -N_c, \dots, N_c - 1\}$ および $\{R_B(k); k = -N_c, \dots, N_c - 1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} R_M(k) = \sqrt{2P_B} H_{B-M}(k) S_B(k) + \sqrt{2P_M} H_{M-M}(k) S_M(k) \\ \quad + \sum_{n_R=0}^{N_R-1} G(n_R) H_{M-R}(n_R, k) V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k \Delta_M}{N_c}\right) \cdot \left(N_R(n_R, k) \right. \\ \quad \left. + \Pi_R(n_R, k) \right) \\ \quad + N_M(k) + \Pi_M(k) \\ R_B(k) = \sqrt{2P_M} H_{M-B}(k) S_M(k) + \sqrt{2P_B} H_{B-B}(k) S_B(k) \\ \quad + \sum_{n_R=0}^{N_R-1} G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k \Delta_B}{N_c}\right) \cdot \left(N_R(n_R, k) \right. \\ \quad \left. + \Pi_R(n_R, k) \right) \\ \quad + N_B(k) + \Pi_B(k) \end{cases} \quad (2)$$

ここで $H_{B-M}(k)$ 、 $H_{M-M}(k)$ 、 $H_{M-B}(k)$ および $H_{B-B}(k)$ は、それぞれ基地局—中継局—端末間、端末—中継局—端末間、端末—中継局—基地局間および基地局—中継局—端末間等価チャネル利得であり次式で表される。

$$\begin{cases} H_{B-M}(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \left[G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) H_{M-R}(n_R, k) \right. \\ \quad \left. \times V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k (\Delta_{B-R} + \Delta_M)}{N_c}\right) \right] \\ H_{M-M}(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \left[G(n_R) H_{M-R}(n_R, k) H_{M-R}(n_R, k) \right. \\ \quad \left. \times V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k (\Delta_{M-R} + \Delta_M)}{N_c}\right) \right] \\ H_{M-B}(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \left[G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) H_{M-R}(n_R, k) \right. \\ \quad \left. \times V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k (\Delta_{M-R} + \Delta_B)}{N_c}\right) \right] \\ H_{B-B}(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \left[G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) H_{B-R}(n_R, k) \right. \\ \quad \left. \times V(n_R, k) \exp\left(j \frac{2\pi k (\Delta_{B-R} + \Delta_B)}{N_c}\right) \right] \end{cases} \quad (3)$$

ただし、 $V(n_R, k)$ は中継局第 n_R アンテナの送信 FDE 重みであり、 $G(n_R)$ は中継局第 n_R アンテナの電力増幅率である。送信 FDE 重み $V(n_R, k)$ および電力増幅率 $G(n_R)$ は中継局のブロック平均送信電力が一定となるように次式を満たす。

$$\begin{cases} \sum_{k=-N_c}^{N_c} \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |V(n_R, k)|^2 = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |V(n_R, k - qN_c)|^2 = N_c \\ G(n_R) = \frac{P_R}{\sqrt{\frac{1}{2N_c} \left\{ P_M \sum_{k=-N_c}^{N_c} |H_{M-R}(n_R, k)|^2 + P_B \sum_{k=-N_c}^{N_c} |H_{B-R}(n_R, k)|^2 \right\} + \sigma^2}} \end{cases} \quad (4)$$

ただし P_R は中継局の送信電力である。 Δ_M および Δ_B はそれぞれ端末および基地局におけるシンボル長で正規化されたタイミングオフセットである。また $N_M(k)$ および $N_B(k)$ は端末および基地局におけるタイミングオフセットに起因する IBI 成分であり、 $\Pi_M(k)$ および $\Pi_B(k)$ は零平均分散 $2\sigma^2$ の AWGN である。端末および基地局は、各周波数成分において受信信号から自身の信号成分を除去する。端末および基地局における自身の信号成分除去後の周波数領域受信信号 $\{\tilde{R}_M(k); k = -N_c, \dots, N_c - 1\}$ および $\{\tilde{R}_B(k); k = -N_c, \dots, N_c - 1\}$ は

それぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \tilde{R}_M(k) = R_M(k) - \sqrt{2P_M} H_{M-M}(k) S_M(k) \\ \tilde{R}_B(k) = R_B(k) - \sqrt{2P_B} H_{B-B}(k) S_B(k) \end{cases} \quad (5)$$

ついで端末および基地局は受信信号に対して受信 FDE とスペクトル合成を行い, 周波数選択性フェージングによるスペクトル歪みとタイミングオフセットによる位相回転を同時に補償する. 端末および基地局における受信 FDE&スペクトル合成後の周波数領域受信信号 $\{\hat{R}_M(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ および $\{\hat{R}_B(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{R}_M(k) = \sum_{q=-1}^1 W_M(k-qN_c) \tilde{R}_M(k-qN_c) \\ \hat{R}_B(k) = \sum_{q=-1}^1 W_B(k-qN_c) \tilde{R}_B(k-qN_c) \end{cases} \quad (6)$$

ただし, $W_M(k)$ 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 重みである. 最後に, 端末および基地局はスペクトル合成後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

3. ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成

送受信 FDE 重みは, 送信信号と受信 FDE&スペクトル合成後の受信信号との MSE を最小とするように設計される. 上下リンクにおける MSE_{e_U} および e_D はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} e_U = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} E \left[\left| S_M(k) - \hat{R}_M(k) / \sqrt{2P_M} \right|^2 \right] \\ e_D = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} E \left[\left| S_B(k) - \hat{R}_B(k) / \sqrt{2P_B} \right|^2 \right] \end{cases} \quad (7)$$

ここで, 式(2), (5)および(6)より, 上式は次式のように展開できる.

$$\begin{cases} e_U = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \left[\left| \sum_{q=-1}^1 H_{M-B}(k-qN_c) W_B(k-qN_c) - 1 \right|^2 + \sum_{q=-1}^1 |W_B(k-qN_c)|^2 \Gamma_U(k-qN_c) \right] \\ e_D = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \left[\left| \sum_{q=-1}^1 H_{B-M}(k-qN_c) W_M(k-qN_c) - 1 \right|^2 + \sum_{q=-1}^1 |W_M(k-qN_c)|^2 \Gamma_D(k-qN_c) \right] \end{cases} \quad (8)$$

ただし

$$\begin{cases} \Gamma_U(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R} |G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) V(n_R, k)|^2 \left(\frac{P_M}{\sigma_R^2(n_R)} \right)^{-1} + \left(\frac{P_M}{\sigma_B^2} \right)^{-1} \\ \Gamma_D(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R} |G(n_R) H_{M-R}(n_R, k) V(n_R, k)|^2 \left(\frac{P_B}{\sigma_R^2(n_R)} \right)^{-1} + \left(\frac{P_B}{\sigma_M^2} \right)^{-1} \end{cases} \quad (9)$$

であり, $\sigma_R^2(n_R)$, σ_M^2 および σ_B^2 はそれぞれ中継局第 n_R

アンテナ, 端末および基地局における (IBI+雑音) 電力である.

本稿では, 以下の順序に従い送受信協調 MMSE-FDE 重みを求める[5]. 始めに送信 FDE 重みと伝搬チャネルの積を一つの等価チャネルとみなし, 上りリンク MSE を最小とする基地局受信 FDE 重みおよび下りリンク MSE を最小とする端末受信 FDE 重みをそれぞれ求める. 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.

3.1. 受信 FDE 重み

まず, 送信 FDE フィルタと伝搬チャネルの積を一つの等価チャネルとみなしたときの受信 MMSE-FDE 重みを求める. $\partial e_U / \partial W_B(k-qN_c) = 0$ および $\partial e_D / \partial W_M(k-qN_c) = 0$ より, 受信 MMSE-FDE 重みは次式のように求められる.

$$\begin{cases} W_B(k-qN_c) = \frac{H_{M-B}^*(k-qN_c)}{\sum_{q=-1}^1 |H_{M-B}^*(k-qN_c)|^2 + \Gamma_U(k-qN_c)} \\ W_M(k-qN_c) = \frac{H_{B-M}^*(k-qN_c)}{\sum_{q=-1}^1 |H_{B-M}^*(k-qN_c)|^2 + \Gamma_D(k-qN_c)} \end{cases} \quad (10)$$

3.2. 送信 FDE 重み

ついで, 送信 MMSE-FDE 重みを求める. 式(10)を式(8)に代入することにより, 上りリンク MSE および下りリンク MSE は以下のように書き換えられる.

$$\begin{cases} e_U = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \frac{\sum_{q=-1}^1 \Gamma_U(k-qN_c)}{\sum_{q=-1}^1 |H(k-qN_c)|^2 + \sum_{q=-1}^1 \Gamma_U(k-qN_c)} \\ e_D = \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \frac{\sum_{q=-1}^1 \Gamma_D(k-qN_c)}{\sum_{q=-1}^1 |H(k-qN_c)|^2 + \sum_{q=-1}^1 \Gamma_D(k-qN_c)} \end{cases} \quad (11)$$

ただし,

$$H(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} G(n_R) H_{B-R}(n_R, k) H_{M-R}(n_R, k) V(n_R, k) \quad (12)$$

である. 式(11)および式(12)より, 受信 MMSE-FDE を用いたときの MSE にはタイミングオフセットによる項が含まれておらず, 上下リンクで等価チャネル $H(k)$ が等しくなることがわかる. これは受信 MMSE-FDE&スペクトル合成により, 中継局, 端末および基地局で発生したタイミングオフセットに起因する位相回転を除去できるためである. したがってタイミングオフセットが存在する環境下においても, ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いれば, 上下リンクどちらの MSE を最小とする送信 FDE 重みを用いても, 上下リンクの MSE を同時にほぼ最小化できる[5].

$$V(n_R, k - qN_c) = \frac{G(n_R)H_{M-R}^*(n_R, k - qN_c)H_{B-R}^*(n_R, k - qN_c)}{\sqrt{A(k - qN_c)}} \sqrt{\max\left[\frac{\sqrt{\frac{A(k - qN_c)(P_B/\sigma_B^2)^{-1}}{\lambda} - (P_B/\sigma_B^2)^{-1}}}{A(k - qN_c) + \frac{B_D(k - qN_c)}{A(k - qN_c)}}, 0\right]} \quad \text{if } q = \arg \max_{q'=1,0,1} A(k - q'N_c)$$

$$V(n_R, k - qN_c) = 0 \quad \text{otherwise}$$

(14)

以降、上りリンクの MSE を最小化する送信 FDE 重みを求める。なお下りリンク MSE を最小化する送信 FDE 重みも同様に導出できるが、本稿ではページ数の都合上割愛する。

式(11)および式(4)で与えられる送信電力制約条件より、送信 FDE 重みの最適化問題は次式のように表される。

$$\begin{aligned} & \text{minimize } e_U \\ & \text{s.t. } \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \sum_{q=-1}^1 |V(n_R, k - qN_c)|^2 - N_c = 0 \\ & \quad -|V(n_R, k - qN_c)|^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

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[8]を用いることにより、上りリンク最適送信 FDE 重みは式(14)のように導出される (導出略)。ただし

$$\begin{cases} A(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |G(n_R)H_{M-R}(n_R, k)H_{B-R}(n_R, k)|^2 \\ B_U(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |G(n_R)H_{B-R}(n_R, k)|^4 |H_{M-R}(n_R, k)|^2 \left(\frac{P_M}{\sigma_R^2(n_R)}\right)^{-1} \end{cases} \quad (15)$$

である。

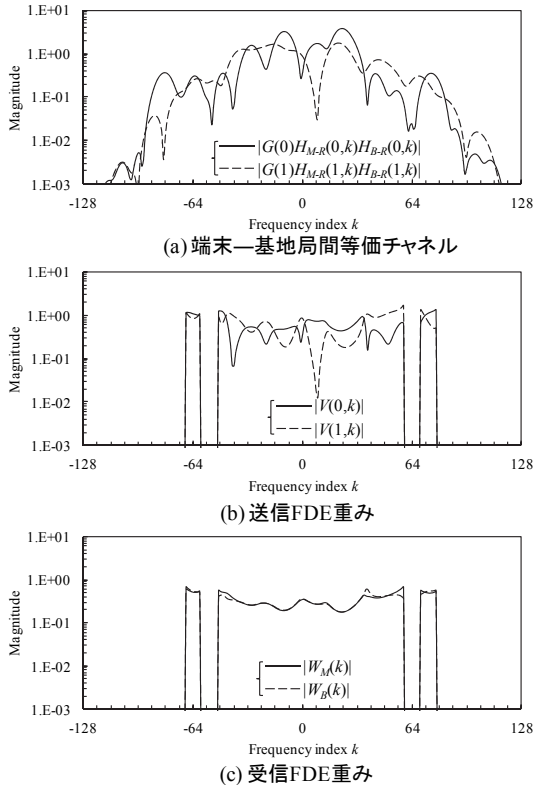


図3 送受信 FDE 重みの動作

4. 計算機シミュレーション

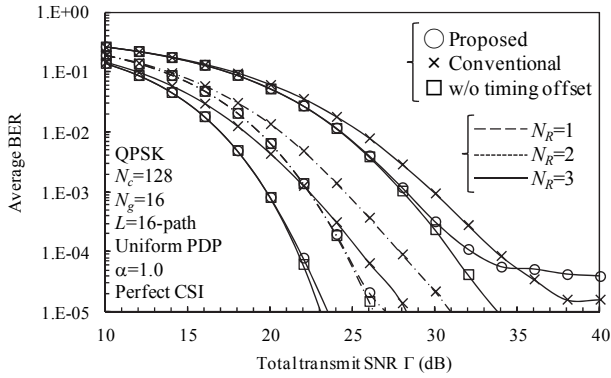
送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた。QPSK データ変調を仮定しており、FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g は $N_c=128$ および $N_g=16$ とする。またナイキストフィルタにはルート自乗余弦フィルタ[9]を用いるものとし、中継局、端末および基地局におけるタイミングオフセット Δ_{M-R} , Δ_{B-R} , Δ_M および Δ_B は $[-0.5, 0.5]$ の範囲でそれぞれ独立に一様分布するものとする。一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 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、端末および基地局はタイミングオフセットによる位相回転も含む等価チャネル利得を、中継局は端末—中継局間および基地局—中継局間の総合伝達関数を理想的に推定できるものと仮定している。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ものと仮定している。

4.1. 送受信 FDE 重みの動作

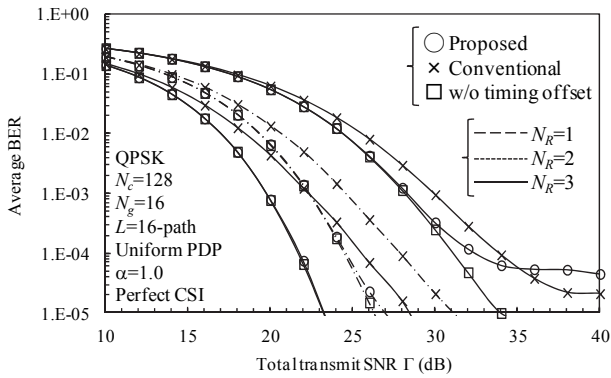
端末—中継局第 n_R アンテナ—基地局間等価チャネル $G(n_R)H_{M-R}(n_R, k)H_{B-R}(n_R, k)$ と提案送受信 FDE 重みの振幅の例を図 3 に示す。ただし中継局アンテナ本数を $N_R=2$ およびロールオフファクタを $\alpha=1.0$ とし、総送信電力対雑音電力比 (SNR) Γ は $\Gamma=15\text{dB}$ とした。

図 3(a) と図 3(b) を比較すると、空間ダイバーシチ利得を最大とするように、等価チャネル利得の大きいアンテナにより多くの電力を配分していることがわかる。さらに等価チャネル利得の大きいアンテナでは、スペクトル歪みを除去するために等価チャネルの逆関数となるように動作している。このことから、送信 FDE 重みは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を獲得するように動作しているといえる。さらに、スペクトル合成によって合成される 2 つの周波数成分 (互いに N_c だけ離れている周波数成分) に注目すると、より等価チャネル利得の大きい周波数成分にのみ電力を配分していることがわかる。これは送信電力制約条件下で受信 SNR を最大化する際、より受信 SNR の大きい周波数成分に送信電力を集中させた方が効率的であるためである。このことから、提案送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成重みでは、周波数選択を行うことでより大きな周波数ダイバーシチ効果を獲得しているといえる。

一方、図 3(a)、図 3(b) および図 3(c) を比較すると、受信 FDE 重みは送信 FDE 後の残留スペクトル歪みを補償するように動作していることがわかる。さらに受信 FDE は、送信 FDE とは異なり、ルート自乗余弦フィルタによるスペクトル整形を補償するように、外側の周波数成分により多くの電力を割り当てている。



(a) 上りリンク



(b) 下りリンク

図4 平均 BER 特性

4.2. 平均 BER 特性

図4に提案ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信における平均 BER 特性を示す. 比較のため, 送受信協調 FDE[5]を用いる場合およびタイミングオフセットが存在しない場合の特性も同様に図3に示す. 図4より, 従来の送受信協調 FDE を用いる場合はタイミングオフセットが存在しない場合から特性が劣化していることがわかる. これはタイミングオフセットに起因する ISI および IBI によるものである. 一方, 提案ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いることでタイミングオフセットが存在しない場合とほぼ同等の平均 BER 特性を達成できることがわかる. これは2倍オーバーサンプリングおよびジョイント送受信協調 FDE&スペクトル合成を行うことで, タイミングオフセットに起因する ISI を抑圧できるためである. ただし $N_R=1$ の場合は, $BER=10^{-4}$ 付近でエラーフロアが発生しており, 高 SNR 領域において従来の送受信協調 FDE を用いる場合より BER 特性が劣化している. これは2倍オーバーサンプリングを行うことで IBI の影響が大きくなるためである. しかしながら, 中継局アンテナ本数が $N_R \geq 2$ の場合は, 空間ダイバーシチ効果により IBI の影響を小さくできるため, 常にタイミングオフセットが存在しない場合と同等の平均 BER 特性を達成できる. たとえば $N_R=2$ の場合, 提案ジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いることで

従来の送受信協調 MMSE-FDE を用いる場合より, $BER=10^{-5}$ のための所要総送信電力を約 5dB 低減できる. また図4(a)および4(b)を比較すると, 上下リンクともにタイミングオフセットが存在しない場合と同等の平均 BER 特性を達成できることがわかる. このことから, 提案送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を用いることで, タイミングオフセットの影響を上下リンクの両方で同時に抑圧できるといえる.

5. まとめ

本稿では, SC-ANC 双方向中継通信のためのジョイント送受信協調 MMSE-FDE&スペクトル合成を提案した. ジョイント送受信協調 MMSE-FE&スペクトル合成を用いる SC-ANC 双方向中継通信における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, 上下リンクともにタイミングオフセットが存在しない場合と同等の平均 BER 特性を達成できることを明らかにした.

文献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [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] R. Zhang, Y. -C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Optimal 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.
- [5] Hiroyuki Miyazaki, Tatsunori Obara, and Fumiyuki Adachi, "Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for Analog Network Coded Single-Carrier Bi-directional Multi-Antenna Relay," IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, no.12, pp. 3153-3162, December 2013.
- [6] Y. Wang and X. Dong, "Comparison of Frequency Offset and Timing Offset Effects on the Performance of SC-FDE and OFDM Over UWB Channels," IEEE Trans. Veh., vol. 58, no. 1, pp. 240-250, Jan. 2009.
- [7] T. Obara, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Joint MMSE-FDE & Spectrum Combining for a Broadband Single-Carrier Transmission in the Presence of Timing Offset," IEICE Trans. Commun., vol.E94-B, no.5, pp.1366-1375, May 2011.
- [8] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimizations*, Cambridge, 2006.
- [9] Y. Akaiwa, Introduction fo digital mobile communication, Wiley, Newyork, 1997.