

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 HARQ 双方向 中継通信のためのパケット再送法に関する一検討

宮崎 寛之[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

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

あらまし アナログネットワーク符号化 (ANC) を用いる双方向中継通信とハイブリッド自動再送要求 (HARQ) を組み合わせることによって高効率なパケット伝送が期待できる。しかしながら従来の ANC 双方向中継通信では、端末 (MT) — 基地局 (BS) 間直接通信の受信信号を利用できないため、空間ダイバーシチ効果を得ることができない。また BS — リレー局 (RS) 間のチャンネルは時間変動しないため、再送およびパケット合成を行なっても BS — RS 間リンクのチャンネルの落ち込みによるスペクトル歪みを補償できない。そこで本稿では、ANC を用いるシングルキャリア (SC) -HARQ 双方向中継通信を対象としたパケット再送法を提案する。提案パケット再送法では、まず第 1 および第 2 タイムスロットにおいてそれぞれ MT → BS および BS → MT 直接通信を行う。そして MT および BS でパケット誤りが検出されたとき、RS が ANC を施した信号を第 3 タイムスロットにおいて MT および BS に同時再送する。これにより、再送に必要なタイムスロット数を削減しつつ、空間ダイバーシチ効果を得ることができる。提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信を行った場合のスループット特性を計算機シミュレーションにより求め、提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信は従来の ANC リレー、インクリメンタル AF リレーおよび協調 AF リレーより高いスループットを実現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, HARQ

Retransmission Protocol for Single-Carrier HARQ Bi-Directional Relay Communications Using Analog Network Coding

Hiroiyuki MIYAZAKI[†] 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, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract

An application of analog network coding (ANC) to bi-directional relay communications using hybrid automatic repeat request (HARQ) is an effective method to achieve efficient packet transmission. However, if the received signal-to-noise power ratio (SNR) is low, the conventional ANC relay with HARQ can hardly recover signal spectrum distorted by frequency-selective channel regardless of numbers of retransmission since the base station (BS)-RS link is non time-selective channel. In this paper, we propose a novel retransmission protocol for single-carrier (SC)-HARQ bi-directional relay communications using ANC. In the proposed scheme, the mobile terminal (MT) → BS and BS → MT direct transmissions are respectively performed in the first and the second time slot. When BS and MT cannot correctly decode a packet, RS broadcasts analog network coded packet to BS and MT in the third time slot. We evaluate, by the computer simulation, the sum throughput performance of ANC bi-directional relay communication using the proposed scheme and show the proposed scheme can achieve higher throughput compared to the conventional ANC relay, the incremental amplify-and-forward (AF) relay and cooperative AF relay.

Keyword Analog network coding, single-carrier transmission, HARQ

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協調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、リレー局 (RS) を用いない端末 (MT) — 基地局 (BS) 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) を用いる双方向中継通信[2-4]に注目している。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。

ところで、次世代高速パケット伝送では誤り訂正符号と自動再送要求 (ARQ) を組み合わせたハイブリッド ARQ (HARQ) が必須である[5]。チェイス合成を用いる Type I HARQ [5]では、初回送信パケットと再送パケットを合成することにより時間ダイバーシチ効果が得られ、優れたスループット特性を実現することができる。またリレー伝送では、パケット誤りが検出されたとき、RS が再送を行うインクリメンタルリレー方式 [1]を行うことで、さらに高効率なパケット伝送を実現できる。

ANC を用いる双方向中継通信と HARQ を組み合わ

せることによって高効率なパケット伝送の実現が期待できる[6]. しかしながら、従来の ANC 伝送では MT—BS 間直接リンクを利用できないため空間ダイバーシチ効果を得ることができない. また BS—RS 間リンクは固定無線通信であり、チャンネルが時間変動しないため、再送およびパケット合成を行なっても BS—RS 間のチャンネルの落ち込みによるスペクトル歪みを補償できない

そこで本稿では、ANC 双方向中継通信のための HARQ パケット再送法を提案する. 提案法では、まず第 1 および第 2 タイムスロットにおいてそれぞれ MT → BS および BS → MT 直接通信を行う. そして BS および MT でパケット誤りが検出されたとき、RS が ANC を施した信号を第 3 タイムスロットにおいて BS および MT に同時送信する. MT および BS 受信機では、リレー経路の受信信号から自身の信号成分を除去した後、直接経路の受信信号とパケット合成する. これにより、再送に要するタイムスロット数を削減しつつ、空間ダイバーシチ効果を得ることができる. 提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信のスループット特性を計算機シミュレーションにより求め、提案法を用いることで、従来のパケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信およびインクリメンタル AF (IAF) リレーより優れたスループットを達成できることを示す.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章では、従来のパケット再送法について述べた後、提案パケット再送法について述べる. 第 3 章では、送受信機構成および受信信号表現を述べ、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域パケット合成重み、BS および MT におけるパケット合成後の受信信号電力対干渉+雑音電力比 (SINR) を示す. 第 4 章にて計算機シミュレーションによるスループット特性を示し、第 5 章にてまとめる.

2. ANC リレー HARQ パケット伝送

本稿では BS および MT におけるチャンネル推定および MT, BS, RS での誤り検出を理想と仮定している. HARQ にはターボ符号化[7]とチェイス合成によるパケット合成[5]を用いる.

2.1. 従来の HARQ フローチャート

従来法の HARQ フローチャートを図 1 に示す[8]. まず第 1 タイムスロットにおいて BS および MT が同時に RS に送信する. RS は受信信号を増幅した後、第 2 タイムスロットにて BS および MT に同時送信する. BS および MT 受信機では、受信信号から自身の信号成分を除去した後、過去の受信パケットと合成する. MT (BS) で正しく受信されたときは、新しいパケットを生成して次回の ANC 伝送に移る. 一方、MT (BS) でパケット誤りが検出されたときは次回の ANC 伝送時に BS (MT) が再送パケットを送信する. この手法では、直接通信の場合と等しい最大スループットを達成することができるが、直接経路を伝搬した受信信号を利用できないため、空間ダイバーシチ効果は得られない. また、BS—RS 間通信は固定無線通信であるため、再送およびパケット合成を行なっても BS—RS 間のチャンネルの落ち込みによるスペクトル歪みを補償できない.

2.2. 提案 HARQ フローチャート

提案 HARQ フローチャートを図 2 に示す. 提案法では、第 1 タイムスロットにおいて MT が BS および RS に送信し、第 2 タイムスロットにおいて BS が MT および RS に送信する. BS および MT でパケット誤りが

検出されたとき、RS が再送を行う. このとき、BS および MT におけるパケット誤りの状態によって 2 つの再送法がある. まず BS および MT 両方においてパケット誤りが検出されたとき、インクリメンタル ANC (IANC) リレー再送を行う. IANC 再送のフローチャートを図 3(a)に示す. まず RS が BS および MT からの受信信号を合成し、ANC 信号を生成する. ついで、雑音強調による受信 SINR の劣化を防ぐために、IANC 再送を行った場合の BS および MT におけるパケット合成後の受信 SINR γ_B および γ_M を推定する (次章で詳述する). 推定した受信 SINR がしきい値 γ_{th} を超えた場合、空間ダイバーシチ効果による受信 SINR の改善が雑音強調による受信 SINR の劣化より大きいとみなし、第 3 タイムスロットにて RS が ANC 信号を BS および MT に同時再送する. 一方、受信 SINR がしきい値を下回る場合は、空間ダイバーシチ効果による受信 SINR の改善が雑音強調による受信 SINR の劣化より小さいとみなし、IANC 再送を行わない. なお、BS および MT のいずれかにおいてパケット誤りが検出されたときは IAF リレー再送[8]を行う (図 3(b)参照).

このように RS において再送パケットに ANC を適用することによって IAF 再送と比較して再送に必要なタイムスロット数を削減することができる. また IAF 再送同様、BS および MT 両方において正しくパケットが受信された場合、RS は送信を行わないため、直接通信の場合と等しい最大スループットを実現できる. なお従来の IAF リレー伝送との違いは IANC 再送時の場合のみである. そこで次節以降、IANC 再送を行う場合に限定して動作を述べる.

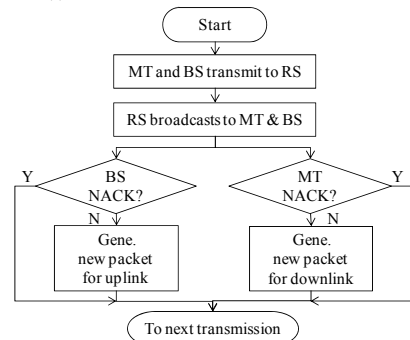


図 1 従来のパケット再送法のフローチャート

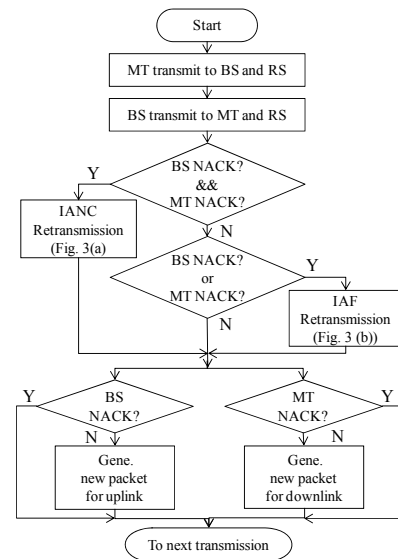


図 2 提案パケット再送法のフローチャート全体図

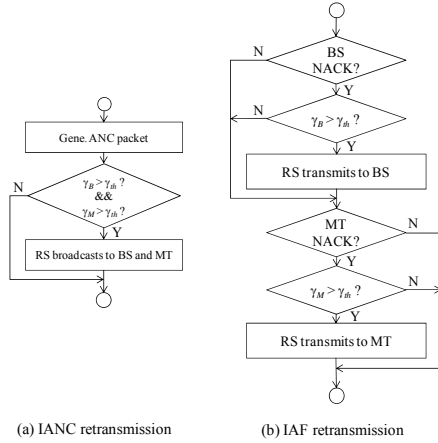


図3 IANC再送とIAF再送のフローチャートの比較

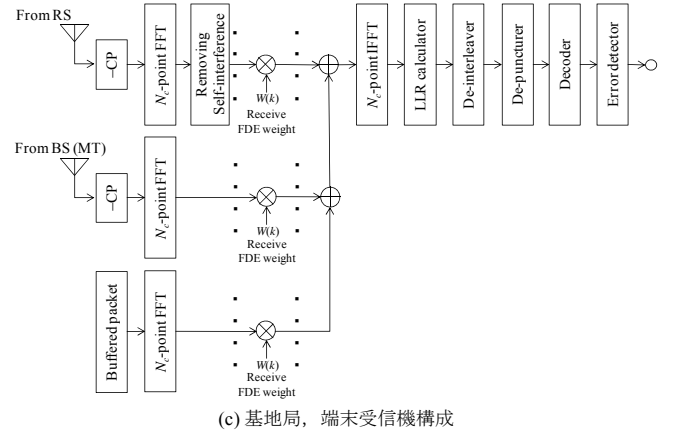


図4 送受信機構成

3. IANC再送時における信号処理

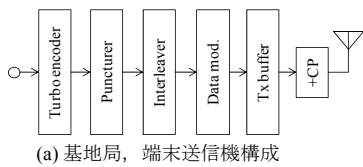
3.1. 送受信機構成

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。またタイムスロット間でチャンネルの時間変動がないものとする。

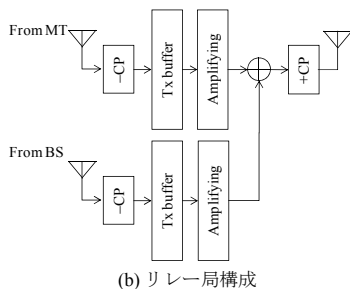
図4にBSおよびMTの送信機構成, IANC再送を行う場合のRS構成, BSおよびMTの受信機構成を示す。BSおよびMT送信機では, ターボ符号化・データ変調が施されたパケットがバッファに保存されている。パケットを N_c シンボルからなるブロックに分割した後, ブロックごとに N_g サンプル分のサイクリックプリフィックス (CP) をガード区間に挿入して送信する。

RSではBSおよびMTからの受信信号からCPを除去した後, 受信信号をバッファに保存する。そしてBSおよびMTでパケット誤りが検出されたとき, ブロックごとにバッファに保存された2つの受信信号を重み付け加算することによってANC信号を生成する。そしてブロックの先頭のガード区間にCPを挿入して送信する。

BSおよびMT受信機では, 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に変換する。そして, RSからの受信信号から自身の信号成分を除去した後, 直接経路の受信信号, バッファに蓄積されているすべての同一ブロックを周波数領域で受信重みを乗算しつつ合成する。その後ビット対数尤度比 (LLR) を求めてターボ復号を行い, 誤り検出を行う。そして誤り検出の結果に基づき, 次のパケット送信または再送を要求する。



(a) 基地局, 端末送信機構成



(b) リレー局構成

3.2. 送受信信号表現

以降, 一つのブロックに着目して数式表現を述べる。第 Q 回目の再送が行われているものとし, BSおよびMTにおけるバッファには $q=0, \dots, Q-1$ (0 は初回送信) 回目の再送パケットが格納されているものとする。

(a) 第1,2タイムスロット

まずBSおよびMTにおける送信信号を $\{x_B(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{x_M(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ と表現する。BSおよびMTはブロックの先頭区間にCPを挿入し, 第1タイムスロットにおいてMTが, 第2タイムスロットにおいてBSが送信を行う。RSにおけるCP除去後の各タイムスロットの受信信号 $\{y_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{y_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} y_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t) = \sqrt{2P_M} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-R,l}^{(Q)} x_M((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t) \\ y_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t) = \sqrt{2P_B} \sum_{l=0}^{L-1} h_{B-R,l}^{(Q)} x_B((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t) \end{cases} \quad (1)$$

ただし, P_B および P_M はそれぞれBSおよびMTにおける送信電力を表す。 $n_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t)$ および $n_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t)$ はRS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。 $h_{M-R,l}^{(Q)}$ および $h_{B-R,l}^{(Q)}$ はそれぞれ第 Q 再送時におけるBS—RS間およびMT—RS間の第 l パスの複素パス利得であり, τ_l は第 l パスの遅延時間である。

またBSおよびMTにおける受信信号 $\{y_{B \leftarrow M}^{(Q)}(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{y_{M \leftarrow B}^{(Q)}(t):t=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} y_{B \leftarrow M}^{(Q)}(t) = \sqrt{2P_M} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-B,l}^{(Q)} x_M((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{B \leftarrow M}^{(Q)}(t) \\ y_{M \leftarrow B}^{(Q)}(t) = \sqrt{2P_B} \sum_{l=0}^{L-1} h_{B-M,l}^{(Q)} x_B((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{M \leftarrow B}^{(Q)}(t) \end{cases} \quad (2)$$

ただし $h_{M-B,l}^{(Q)}$ は第 Q 再送時におけるMT—BS間の第 l パスの複素パス利得であり, $n_{B \leftarrow M}^{(Q)}(t)$ および $n_{M \leftarrow B}^{(Q)}(t)$ はBSおよびMTにおけるAWGNである。BSおよびMTでは, 各タイムスロットの受信信号から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。BS (およびMT) における第1タイムスロット (第2タイムスロット) の周波数領域受信信号 $\{Y_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k):k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{Y_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k):k=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} Y_{B \leftarrow M}^{(Q)}(k) = \sqrt{2P_M} H_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k) X_M(k) + N_{B \leftarrow M}^{(Q)}(k) \\ Y_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k) = \sqrt{2P_B} H_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k) X_B(k) + N_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k) \end{cases} \quad (3)$$

ただし、 $X_B(k)$ および $X_M(k)$ はそれぞれ BS および MT の周波数領域送信信号である。 $H_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k)$ は第 Q 再送時における BS—MT 間のチャネルの伝達関数であり、 $N_{B \leftarrow M}^{(Q)}(k)$ および $N_{M \leftarrow B}^{(Q)}(k)$ は AWGN である。 BS および MT は受信信号とバッファに蓄積されている同一ブロックを周波数領域で受信重みを乗算しつつ合成する（次節で詳述する）。そしてターボ復号を行い誤り検出を行う。

BS および MT でパケット誤りが検出されたとき、RS は重み付け加算によって ANC 送信信号を生成する。 ANC 送信信号 $\{x_R^{(Q)}(t) : t=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される。

$$x_R^{(Q)}(t) = G_u^{(Q)} y_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t) + G_d^{(Q)} y_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t) \quad (4)$$

ここで、 $G_u^{(Q)}$ および $G_d^{(Q)}$ は RS の増幅率であり、RS のブロック平均送信電力が一定となるよう次式で与えられる。

$$\begin{cases} G_u^{(Q)} = \sqrt{2P_R / [2 \cdot E \{ |y_{R \leftarrow M}^{(Q)}(t)|^2 \}]} \\ = \sqrt{P_R / [2P_M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{M \leftarrow R, l}^{(Q)}|^2 + 2N]} \\ G_d^{(Q)} = \sqrt{2P_R / [2 \cdot E \{ |y_{R \leftarrow B}^{(Q)}(t)|^2 \}]} \\ = \sqrt{P_R / [2P_M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{B \leftarrow R, l}^{(Q)}|^2 + 2N]} \end{cases} \quad (5)$$

ただし $N=N_0/T_s$ は雑音電力である。

(b) 第3タイムスロット

RS は生成した ANC 送信信号ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後、第3タイムスロットにおいて BS および MT に同時送信する。 BS および MT では、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。 BS および MT における第3タイムスロットの周波数領域受信信号 $\{Y_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) : k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{Y_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) : k=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} Y_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) = \sqrt{2P_M} G_u^{(Q)} H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_M(k) \\ + \sqrt{2P_B} G_d^{(Q)} H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_B(k) \\ + H_{B \leftarrow R}^{(Q)} \{G_u^{(Q)} N_{R \leftarrow M}^{(Q)}(k) + G_d^{(Q)} N_{R \leftarrow B}^{(Q)}(k)\} + N_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) \\ Y_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) = \sqrt{2P_B} G_d^{(Q)} H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_B(k) \\ + \sqrt{2P_M} G_u^{(Q)} H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_M(k) \\ + H_{M \leftarrow R}^{(Q)} \{G_d^{(Q)} N_{R \leftarrow B}^{(Q)}(k) + G_u^{(Q)} N_{R \leftarrow M}^{(Q)}(k)\} + N_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k)$ および $H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k)$ はそれぞれ第 Q 再送時における BS—RS 間および MT—RS 間のチャネルの伝達関数であり、 $N_{R \leftarrow M}^{(Q)}(k)$ 、 $N_{R \leftarrow B}^{(Q)}(k)$ 、 $N_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k)$ および $N_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k)$ は AWGN である。

その後、次式に従い自身の信号成分を除去する。

$$\begin{cases} \tilde{Y}_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) = Y_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) - \sqrt{2P_B} G_d^{(Q)} H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{B \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_B(k) \\ \tilde{Y}_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) = Y_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) - \sqrt{2P_M} G_u^{(Q)} H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(Q)}(k) X_M(k) \end{cases} \quad (7)$$

自身の信号成分を除去した後、次式のように直接経路の受信信号およびバッファに蓄積されている同一ブロックを受信重みを乗算しつつ合成する。

$$\begin{cases} \hat{Y}_B(k) = \sum_{q=0}^Q \tilde{Y}_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) + \sum_{q=0}^Q Y_{B \leftarrow M}^{(q)}(k) W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k) \\ \hat{Y}_M(k) = \sum_{q=0}^Q \tilde{Y}_{M \leftarrow R}^{(q)}(k) W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k) + \sum_{q=0}^Q Y_{M \leftarrow B}^{(q)}(k) W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k) \end{cases} \quad (8)$$

ただし、 $W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k)$ 、 $W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k)$ 、 $W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)$ および $W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)$ はそれぞれ周波数領域パケット合成重みである。

その後、 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を行い時間領域信号に変換し LLR を計算する。 ついでターボ復号および誤り検出を行い、正しく受信された場合は新しいパケットを、パケット誤りが検出された場合は再送パケットを生成して次の送信に移る。

3.3. パケット合成重み

BS および MT におけるパケット合成重みを最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づき決定する。 はじめに上下リンクにおける平均二乗誤差 (MSE) e_u および e_d をそれぞれ次式のように定義する。

$$\begin{cases} e_u = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[|X_M(k) - \hat{Y}_B(k) / \sqrt{2P_M}|^2 \right] \\ e_d = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[|X_B(k) - \hat{Y}_M(k) / \sqrt{2P_B}|^2 \right] \end{cases} \quad (9)$$

$\partial e_u / \partial W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) = 0$ 、 $\partial e_u / \partial W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k) = 0$ 、 $\partial e_d / \partial W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k) = 0$ および $\partial e_d / \partial W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k) = 0$ より、パケット合成重みの最適解は次式のように求められる。

$$\begin{cases} W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) = \frac{(G_u^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k))^* / A_B^{(q)}(k)}{\sum_{q=0}^Q \frac{|G_u^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2}{A_B^{(q)}(k)} + \sum_{q=0}^Q |H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)|^2 + \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1}} \\ W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k) = \frac{(H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k))^*}{\sum_{q=0}^Q \frac{|G_u^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2}{A_B^{(q)}(k)} + \sum_{q=0}^Q |H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)|^2 + \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k) = \frac{(G_d^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k))^* / A_M^{(q)}(k)}{\sum_{q=0}^Q \frac{|G_d^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2}{A_M^{(q)}(k)} + \sum_{q=0}^Q |H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)|^2 + \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1}} \\ W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k) = \frac{(H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k))^*}{\sum_{q=0}^Q \frac{|G_d^{(q)} H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2}{A_M^{(q)}(k)} + \sum_{q=0}^Q |H_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)|^2 + \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (11)$$

ただし、

$$\begin{cases} A_B^{(q)}(k) = |H_{B \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2 \{G_u^{(q)} + G_d^{(q)}\} + 1 \\ A_M^{(q)}(k) = |H_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2 \{G_u^{(q)} + G_d^{(q)}\} + 1 \end{cases} \quad (12)$$

である。

3.4. IANC 再送時の受信 SINR

IANC 再送を行った場合の BS および MT におけるパケット合成後の受信 SINR を求める。 残留符号間干渉 (ISI) 成分および雑音成分の和を零平均のガウス変数と近似する [3] ことにより、BS および MT におけるパケット合成後の受信 SINR γ_B および γ_M は次式で与えられる。

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter /receiver	Modulation	16QAM
	FFT block size	$N_c=128$
	CP size	$N_g=16$
	channel estimation	Ideal
	No. of information bits	1536bits
	No. of packets	100 packets
	Encoder	(13,15)RSC, $R=1/2$
Channel	Decoder	Log Map (6 iterations)
	Fading type	$L=16$ -path block Rayleigh
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0, \dots, L-1$

$$\gamma_B = \frac{2 \cdot \frac{P_M}{N} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_B(k) \right|^2}{\frac{P_M}{N} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_B(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_B(k) \right|^2 \right\} + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{q=0}^Q |A_B^{(q)}(k) W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2 + \sum_{q=0}^Q |W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k)|^2 \right\}} \quad (13)$$

$$\gamma_B = \frac{2 \cdot \frac{P_B}{N} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_M(k) \right|^2}{\frac{P_B}{N} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_M(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_M(k) \right|^2 \right\} + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{q=0}^Q |A_M^{(q)}(k) W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k)|^2 + \sum_{q=0}^Q |W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k)|^2 \right\}}$$

ただし、

$$\hat{H}_B(k) = \sum_{q=0}^Q G_u^{(q)} H_{M-R}^{(q)}(k) H_{B-R}^{(q)}(k) W_{B \leftarrow R}^{(q)}(k) + \sum_{q=0}^Q H_{M-B}^{(q)}(k) W_{B \leftarrow M}^{(q)}(k)$$

$$\hat{H}_M(k) = \sum_{q=0}^Q G_d^{(q)} H_{M-R}^{(q)}(k) H_{B-R}^{(q)}(k) W_{M \leftarrow R}^{(q)}(k) + \sum_{q=0}^Q H_{M-B}^{(q)}(k) W_{M \leftarrow B}^{(q)}(k) \quad (14)$$

である。RS は式(10)および(11)を用いてチャネル情報から MT および BS におけるパケット合成重みを推定した後、式(13)より MT および BS におけるパケット合成後の受信 SINR を計算する。そして計算されたブロック平均受信 SINR がしきい値 γ_{th} を超える場合、RS から再送を行う。

4. 計算機シミュレーション

提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信におけるスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた。シミュレーションモデルを図 5 に示す。MT は MT—RS 間リンクの平均受信 SNR が変動しない領域で移動しているものとし、MT—RS 間および BS—RS 間リンクの平均受信 SNR Γ_{B-R} および Γ_{M-R} は MT—BS 間直接リンクの受信 SNR Γ より Δ dB 高いものとする。また上下リンクともに 100 パケットの伝送を行うものとし、100 パケットの伝送が完了する間、BS—RS 間のチャネルの時間変動はないものとする。

シミュレーション諸元を表 1 に示す。2 つの (13,15) 再帰的畳込み符号器 (RSC) からなる符号化率 1/3 のターボ符号を用い、パリティ系列をバンクチャすることで符号化率 $R=1/2$ の符号化ビット系列を生成するものとする。16QAM 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、 $N_g=16$ サンプルとしている。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、MT および BS におけるチャネル推定は理想的としている。なおシミュレーションでは、BS—RS 間のチャネルを十分回数発生させて測定を行い、BS—RS 間のチャネルに対する集合平均スループットを求めている。

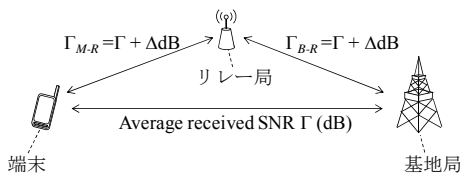


図 5 シミュレーションモデル

4.1. SINR しきい値の影響

SINR しきい値 γ_{th} 対上下リンクの合計スループット特性を図 6 に示す。ただし、直接リンクの受信 SNR を 8 dB、 $\Delta=5, 10$ dB と設定した。また比較のため SINR しきい値を $\gamma_{th}=-\infty$ dB と設定した場合のスループットも図 7 に示す。図 7 より、SINR しきい値が 9 dB 以下の場合にはほぼ等しいスループットを達成しているが、SINR しきい値が 10 dB を超えるとスループットが減少していることがわかる。これは SINR しきい値が大きくなるに従い、IANC 再送を行う確率が小さくなるためである。特に SINR しきい値が 14 dB 以上の場合には、IANC 再送を行わなくなるため、IANC 再送によるスループット改善効果が得られなくなる。したがって提案パケット再送法を用いる場合は、 $\gamma_{th}=-\infty$ と設定する、すなわち SINR しきい値を設定する必要がないと考えられる。

4.2. 合計スループット特性

提案パケット再送法を用いた場合の上下リンクの合計スループット特性を図 7 に示す。また比較のため、従来のパケット再送法を用いる ANC リレーを行った場合、IAF リレーを行った場合および協調 AF リレーを行った場合のスループット特性も図 6 に示す。なお RS における SINR しきい値 γ_{th} は $\gamma_{th}=-\infty$ dB とし、BS および MT でパケット誤りが検出された際、必ず RS から再送を行うものとしている。図 6(a) より、 $\Delta=5$ dB の場合は提案パケット再送法を用いることで、従来のパケット再送法を用いる場合より常に高いスループットを実現できる。これは RS から再送を行い、直接リンクの受信信号とリレーリンクの受信信号をパケット合成することにより空間ダイバーシチ効果が得られるためである。またパケットが正しく受信されたときは、RS が動作せず次のパケット送信に移るため、従来の再送法と等しい最大スループットを実現することができる。一方 $\Delta=10$ dB の場合、低 SNR 領域では提案法を用いることで従来法より高いスループットを実現できるのに対し、高 SNR 領域では従来法のほうが高スループットを達成していることが分かる。これは BS—RS 間および MT—RS 間の受信 SNR が高くなるにつれ、従来法を用いる場合のパケット誤り率が低くなるためである。

また提案法を用いる ANC 双方向中継通信を行うことで、協調 AF リレー伝送およびインクリメンタル AF リレー伝送より高いスループットを実現できる。特に受信 SNR が $\Gamma=8$ dB の場合、提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信はインクリメンタル AF リレーおよび協調 AF リレーの場合の約 1.3 倍のスループッ

トを実現している。これは IANC 再送を行うことによって、再送に必要なタイムスロット数を削減することができるためである。ただし、 $\Delta=10\text{dB}$ において受信 SNR が 4dB の場合は、提案法を用いる ANC 双方向中継通信がインクリメンタル AF リレーに劣っている。これは IANC 再送を行うことによって、雑音強調の影響が IAF 再送の場合の 2 倍になるためと考えられる。

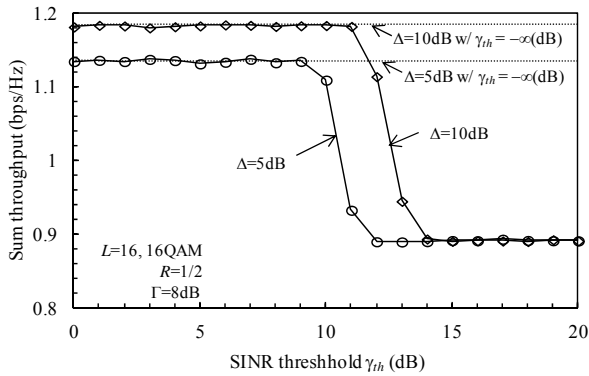
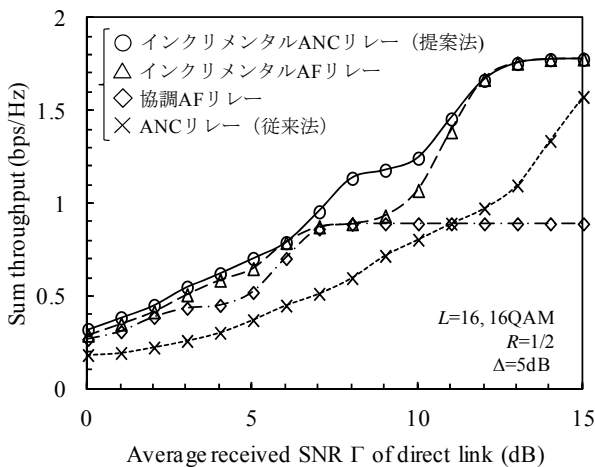
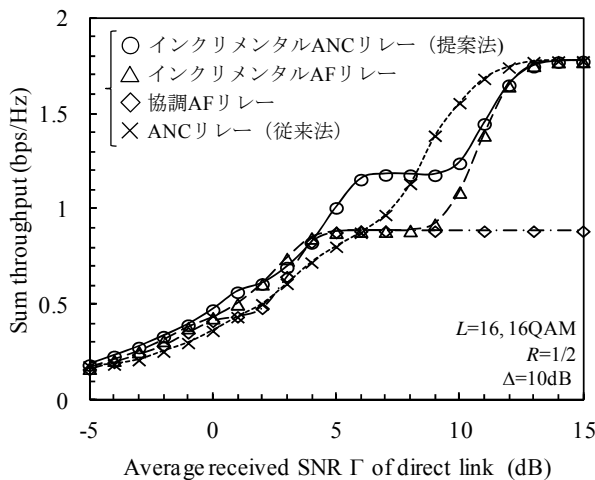


図 6 SINR しきい値の影響



(a) $\Delta=5\text{dB}$ の場合



(b) $\Delta=10\text{dB}$ の場合

図 7 合計スループット特性

5. むすび

本稿では、ANC を用いる SC-HARQ 双方向中継通信を対象としたパケット再送法を提案した。提案法では、MT および BS でパケット誤りが検出されたとき、RS が ANC を施した信号を MT および BS に同時再送する。計算機シミュレーションにより、提案パケット再送法を用いる ANC 双方向中継通信は、 $\Delta=5\text{dB}$ の場合、従来の再送法を用いる ANC 双方向中継通信、IAF リレー、協調 AF リレーより常に高いスループット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. Wornell, "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" in 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] 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.
- [5] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans., Commun., vol. 33, no. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [6] F. Iannello, and O. Simeone, "Throughput analysis of type-I HARQ strategies in two-way relay channels," in Proc. 43rd annual Conf. on Information Sciences and Systems (CISS), pp. 539-544, USA, March, 2009.
- [7] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," in Proc. IEEE International Conference on Communications, Vol. 2, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [8] W. Choi, D. I. Kim, B. H. Kim, "Adaptive multi-node incremental relaying for hybrid-ARQ in AF relay networks," IEEE Trans., Wireless Commun., Vol. 9 No. 2, pp. 505-511, Feb., 2010.