

# URLLCを実現する適応終端レペティション型非直交 HARQ 法の一検討

## A Study on Non-orthogonal Repetition-Based HARQ with Adaptive Termination for URLLC

滝田 豪  
Go Takita

樋口 健一  
Kenichi Higuchi

東京理科大学 理工学部 電気電子情報工学科  
Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, Tokyo University of Science

### 1. まえがき

下りリンクにおける超高品質低遅延通信(URLLC)を実現するため、低遅延なハイブリッド自動再送要求(HARQ)を高効率に実現する適応終端レペティション型非直交 HARQ 法を提案する。

### 2. 従来法

図 1 に各種再送法を示す。従来の HARQ は、高品質伝送を高効率に実現できるが、受信ユーザ端末からの ACK/NAK のフィードバックに要する時間  $T_{RTD}$  後に再送するため伝送遅延が大きい。4G や 5G ではこの HARQ に加えて固定の  $N$  回だけ同一パケットを再送する固定回数レペティション法が用意されている[1]。固定回数レペティション法は、 $T_{RTD}$  よりも短い時間間隔で再送できるため伝送遅延を低減できるが、途中で復号が成功した後の不要な再送によってスループットが劣化してしまう。

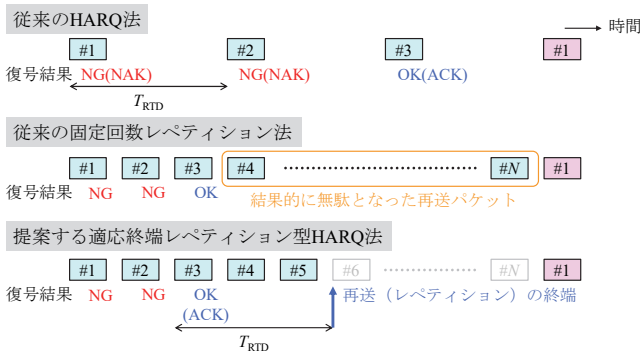


図 1. 各種再送法 (従来法と提案法)

### 3. 提案法

図 1 に示すように、提案法では、固定回数レペティション法と同様に基地局は  $T_{RTD}$  を待たずに再送パケットを送信する。しかし、固定回数レペティション法と異なり、受信ユーザ端末でパケットの復号に成功したら ACK を基地局にフィードバックし、レペティション伝送を終端させる。これにより、伝送遅延低減効果を得つつ、不要な再送によるスループットの劣化を抑える。

さらに提案法は、図 2 に示すように、再送パケットを他ユーザのパケットと重畳符号化で同一帯域内に非直交多重することによりレペティション伝送によるスループットの劣化を抑圧する。以降、URLLC ユーザをユーザ 1、通常の HARQ を用いる eMBB ユーザをユーザ 2 とする。時刻  $t$  において、ユーザ 1 の符号化シンボル  $x_1[t]$  とユーザ 2 の符号化シンボル  $x_2[t]$  を重畳符号化する場合を考える。  $x_1[t]$  と  $x_2[t]$  は独立にチャンネル符号化、シンボルマッピングして生成される。本稿では、ユーザ 1, 2 も QPSK 変調を用いた。送信信号  $s[t]$  は、次式で表される。

$$s[t] = \sqrt{P_1}x_1[t] + \sqrt{P_2}x_2[t], \text{ where } P_1 = \zeta P, P_2 = (1 - \zeta)P \quad (1)$$

$P$  は総送信電力である。  $P_1, P_2$  はそれぞれ  $x_1[t]$  と  $x_2[t]$  に割り当てられる送信電力である。  $\zeta$  はユーザ 1 への送信電力の割り当て率を示し、eMBB より URLLC を優先するため  $0.5 < \zeta < 1$  とする。

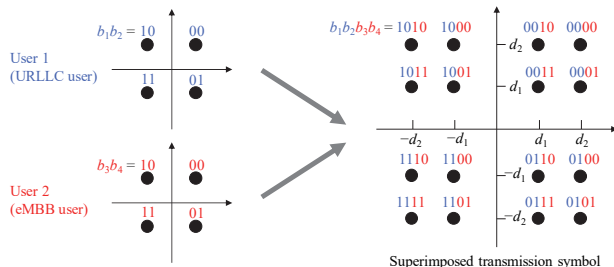


図 2. 重畳符号化に基づく非直交多重

受信機では、重畳符号化されたパケット間干渉を考慮した復号を行うが、復号結果を基に干渉除去を行うシリアル干渉キャンセラ(SIC)は復号に要する時間が大きい。本稿では、演算量削減型最尤検出(R-ML)を用いた[2]。R-MLは重畳受信シンボルから直に各ビットの対数尤度比(LLR)を計算するため、通常のパケット復号と同等の処理遅延しか発生しない。

図 2 において、  $d_1 = (\sqrt{P_1} - \sqrt{P_2})/\sqrt{2}$ ,  $d_2 = (\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2})/\sqrt{2}$  である。ユーザ 1 宛に  $x_1[t]$  で伝送する符号化ビットを  $b_1, b_2$ 、ユーザ 2 宛に  $x_2[t]$  で伝送する符号化ビットを  $b_3, b_4$  とする。ユーザ 1 受信における  $b_1$  の LLR は次式で求まる[3]。

$$LLR(b_1) = \begin{cases} -4 \|h_1\|^2 d_1 \text{Re}\{y_1\} / \sigma^2, & |\text{Re}\{y_1\}| \leq \sqrt{P_1/2} \\ -\|h_1\|^2 (d_1 + d_2)(2\text{Re}\{y_1\} + d_1 - d_2) / \sigma^2, & \text{Re}\{y_1\} > \sqrt{P_1/2} \\ -\|h_1\|^2 (d_1 + d_2)(2\text{Re}\{y_1\} + d_2 - d_1) / \sigma^2, & \text{Re}\{y_1\} < -\sqrt{P_1/2} \end{cases} \quad (2)$$

$y_1, h_1, \sigma^2$  は、ユーザ 1 の同期検波後の受信信号とチャネル、および雑音電力である。  $b_2$  の LLR は式(2)で  $\text{Re}\{y_1\}$  を  $\text{Im}\{y_1\}$  に置き換えて得られる。ユーザ 2 受信における  $b_3$  の LLR は次式で求まる。

$$LLR(b_3) = \begin{cases} 4 \|h_2\|^2 d_1 \text{Re}\{y_2\} / \sigma^2, & |\text{Re}\{y_2\}| \leq \sqrt{P_2/2} \\ \|h_2\|^2 (d_2 - d_1)(d_1 + d_2 - 2\text{Re}\{y_2\}) / \sigma^2, & \text{Re}\{y_2\} > \sqrt{P_2/2} \\ -\|h_2\|^2 (d_2 - d_1)(2\text{Re}\{y_2\} + d_1 + d_2) / \sigma^2, & \text{Re}\{y_2\} < -\sqrt{P_2/2} \end{cases} \quad (3)$$

$b_4$  の LLR は式(3)で  $\text{Re}\{y_2\}$  を  $\text{Im}\{y_2\}$  に置き換えて得られる。

### 4. シミュレーション評価

60 kHz 間隔のサブキャリアを 75 並べた送信帯域幅 4.5 MHz の OFDM 伝送を模擬した。パケット長は 0.25 ms である。誤り訂正符号にターボ符号を用い、初回パケットの符号化率は 2/3 とした。遅延スプレッドが 1  $\mu$ s で最大ドップラ周波数が 5.55 Hz の 6 パスレイリーフェージングを模擬した。2 ブランチの受信アンテナダイバシティを用いた。IR 型のパケット合成を行った。  $T_{RTD} = 1$  ms とした。提案法を用いるユーザ 1 と通常の HARQ を用いるユーザ 2 を模擬した。比較として、ユーザ 1 も通常の HARQ を用いる場合 (従来法 1) とユーザ 1 に固定回数レペティション法を用いる場合 (従来法 2) も評価した。最大再送回数  $N$  は 3 とした。提案法の  $\zeta$  は 0.8 とした。ユーザ 2 の SNR は 6 dB で固定した。

図 3 にユーザ 1 の SNR に対する 2 ユーザの合計スループットとユーザ 1 の伝送遅延時間を示す。提案法は、従来法 2 と同等で従来法 1 よりも大幅に小さな伝送遅延時間を実現しつつスループットの劣化を従来法 2 より大幅に抑えることができた。

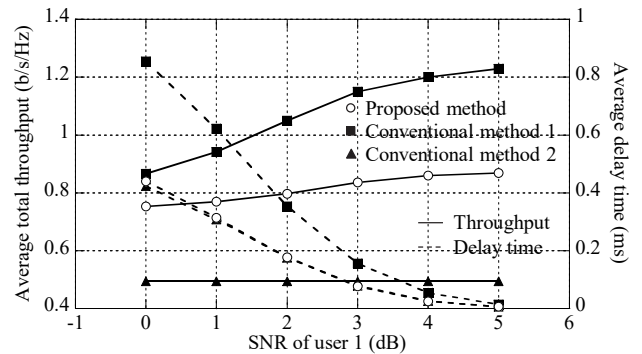


図 3. ユーザ 1 の SNR に対するスループットと遅延時間

### 5. まとめ

提案法は、伝送遅延時間対スループット特性のトレードオフを従来法に比較して改善することができた。

**参考文献** [1] E. Dahlman, et al., 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology, Academic Press, 2018. [2] C. Yan, et al., "Receiver design for downlink non-orthogonal multiple access (NOMA)," IEEE VTC2015-Spring, 2015. [3] M. Raju, et al., "BER analysis of QAM with transmit diversity in Rayleigh fading channels," IEEE Globecom 2003, 2003.