

# 適応変調符号化を用いるアナログネットワーク符号化 SC/OFDM ハイブリッド双方向中継通信に関する一検討

宮崎 寛之<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 伝搬損失およびシャドウィング損失の影響を低減しつつ直接通信と等しい最大スループットを実現する手段として、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が注目されている。我々はこれまで、ANC を用いるシングルキャリア (SC) 双方向中継通信を対象に検討を行ってきた。しかしながら、ANC では、重ね合わせられて受信された上下リンクの信号をそのまま増幅・中継するため、上下リンクで等しい伝送方式を用いる必要はない。したがって上下リンクそれぞれに適した伝送方式を用いることにより、さらなるスループットの改善が期待される。そこで本稿では、上りリンクでは SC 伝送を、下りリンクでは直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送を用いて ANC 双方向中継通信を行う SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信について検討している。また端末および基地局送信機では、上下リンクスループットが最大となるようにそれぞれ独立に適応変調符号化を適用する。SC/OFDM ハイブリッド 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、SC-ANC 伝送、OFDM-ANC 伝送および SC/OFDM ハイブリッド ANC 伝送のいずれを用いてもほぼ同等の上下リンクスループットが得られ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, 直交周波数分割多重伝送

## Analog Network Coded SC/OFDM Hybrid Bi-Directional Relay Communications Using Adaptive Modulation and Coding

Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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

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

E-mail: <sup>†</sup>{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Relay using analog network coding (ANC) can achieve the same maximum throughput as the direct transmission while mitigating the impact of the propagation path loss and the shadowing loss. Recently, we have studied about single-carrier (SC) bi-directional relay communications using ANC. However, in ANC relay, the superposition of up and downlink signals is directly amplified and broadcasted to base station (BS) and mobile terminal (MT), and hence, the same transmission schemes do not have to be performed at both uplink and downlink. In this paper, we study a SC/OFDM hybrid ANC bi-directional relay communication, which SC transmission and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission are respectively performed at uplink and downlink. MT and BS perform the adaptive modulation and coding so as to maximize the up and down link throughputs, respectively. We evaluate, by the computer simulations, the throughput performance when using SC/OFDM hybrid ANC bi-directional relay communication. It is shown by the computer simulation that the similar throughput performances are obtained between SC-ANC, OFDM-ANC and SC/OFDM hybrid ANC bi-directional relay communications.

**Keyword** Analog network coding, single-carrier transmission, OFDM transmission

### 1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは高速かつ大容量なデータ伝送が求められているが、これを実現するためには伝搬損失、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る伝送品質の劣化を救済する必要がある [1]。

周波数選択性フェージングを克服する技術として直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送 [2] が広く知られている。OFDM 伝送は周波数選択性フェージングを周波数非選択性チャンネルに変換できるものの、ピーク対平均電力比が大きいという性質を持つ [3]。そのため送信機では大きい電力バックオフを必要とし電力増幅器の電力効率が低下してしまう。周波数領域等化 (FDE)

を用いるシングルキャリア (SC) 伝送は OFDM 伝送と比較して低 PAPR で優れた伝送品質を達成できる [4-5]。第 3.9 世代携帯電話 Long Term Evolution (LTE) では、PAPR が低く高い電力利用効率を達成できる SC 伝送を上りリンクに、周波数選択性フェージングを利用して高い符号化利得が得られる OFDM 伝送を下りリンクに採用している [6]。

また伝搬損失、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 [7]。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) [8,9]を用いる双方向中継通信に注目している[10-12]. ANC 伝送は用いれば2タイムスロットを用いて双方向中継通信でき、直接通信と等しい最大スループットを達成できる. 我々はこれまで ANC を用いる SC 双方向中継通信を対象に検討を行ってきた[10-12]. しかしながら、ANC 伝送は、重ね合わせて受信された上下リンクの信号をそのまま増幅・中継するため、必ずしも上下リンクで等しい伝送方式を用いる必要がない. したがって上下リンクにそれぞれ適した変調方式、符号化率および伝送方式を用いることによってさらなるスループットの改善が期待される.

そこで本稿では、上りリンクにおいて SC 伝送を、下りリンクにおいて OFDM 伝送をそれぞれ用いて ANC 伝送を行う SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信について検討している. また端末 (MT) および基地局 (BS) 送信機では、上下リンクスループットが最大となるようそれぞれ独立に適応変調符号化 [13-16]を適用する. 適応変調符号化を用いる SC/OFDM ハイブリッド 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、SC/OFDM ハイブリッド ANC、SC-ANC および OFDM-ANC 双方向中継通信のいずれを用いてもほぼ同等のスループットが得られ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章では、仮定しているシステムモデルおよび SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信の動作について述べ、第3章では適応変調符号化の動作について述べる. 第4章におい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. SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向通信

### 2.1. システムモデル

本稿では、上りリンクで SC 伝送を、下りリンクで OFDM 伝送を用いる SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信を仮定している. 図1にシステムモデルを示す. MT および BS の中間に RS が存在し、MT、RS および BS はそれぞれ1本のアンテナを搭載するものとする. なお、端末、基地局におけるチャンネル推定は理想的に行えるものと仮定する. またチャンネル符号化にはターボ符号[17]を用いるものとする.

図2に MT および BS の送受信機構成を示す. まず BS (MT) はチャンネル情報から MT (BS) における受信信号電力対干渉雑音電力比 (SINR) を推定し、最適な適応変調符号化方式 (MCS) を選択する. 次いで、ターボ符号化およびデータ変調を適用し、BS では OFDM 送信信号を、MT では SC 送信信号をそれぞれ生成する. そして第1タイムスロットにおいて、リレー局 (RS) に同時に送信する. RS は受信信号を増幅した後、第2タイムスロットにおいて MT および BS に同時送信する. MT および BS は受信信号から自身の信号成分を除去した後、信号検出を行う.

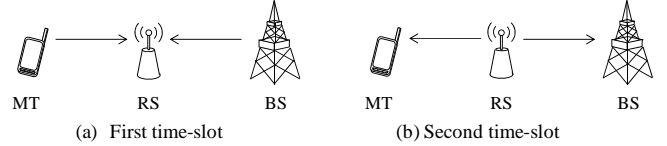


図1 システムモデルおよび ANC の動作

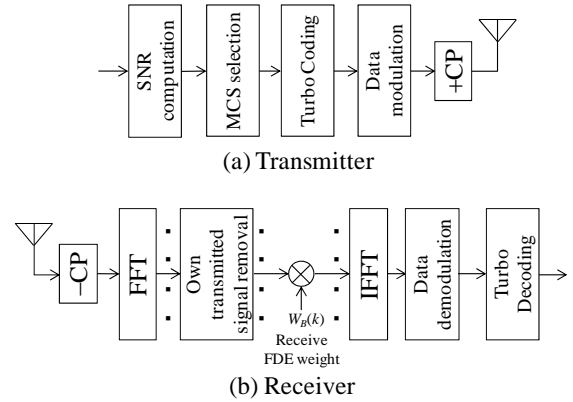


図2 端末送受信機構成

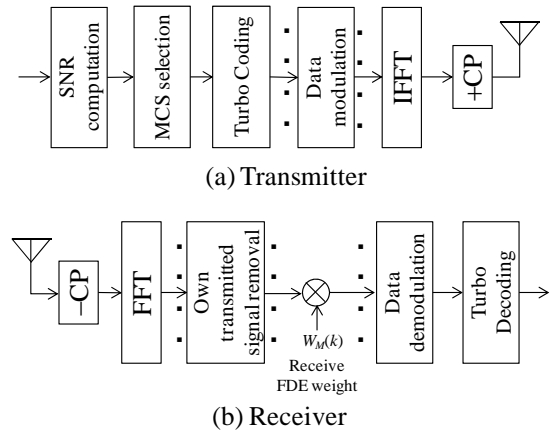


図3 基地局送受信機構成

### 2.2. 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

MT および BS におけるデータ変調適用後のデータシンボルブロックを  $\{d_M(t):t=0,\dots,N_c-1\}$  および  $\{d_B(t):t=0,\dots,N_c-1\}$  と表現する. BS ではデータシンボルブロックに  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用し OFDM 信号ブロック  $\{x_B(t):t=0,\dots,N_c-1\}$  を生成する. OFDM 信号ブロック  $x_B(t)$  は次式で与えられる.

$$x_B(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{m=0}^{N_c-1} d_B(m) \exp(j2\pi mt/N_c) \quad (1)$$

一方、MT における SC 信号ブロック  $\{x_M(t):t=0,\dots,N_c-1\}$  は次式で与えられる.

$$x_M(t) = d_M(t) \quad \text{for } k=0,\dots,N_c-1 \quad (2)$$

MT および BS は送信信号ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入した後、第 1 タイムスロットにおいて RS に同時に送信する。

第 2 タイムスロットでは、RS が受信信号を増幅した後、MT および BS に同時送信する。MT および BS 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。第 2 タイムスロットにおける MT および BS の周波数領域受信信号  $\{Y_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  および  $\{Y_B(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} Y_M(k) = \sqrt{2P_M}GH_{M-R}(k)H_{B-R}(j,k)X_B(k) \\ \quad + \sqrt{2P_B}GH_{M-R}(k)H_{M-R}(k)X_M(k) \\ \quad + GH_{M-R}(k)N_R(k) + N_M(k) \\ Y_B(k) = \sqrt{2P_M}GH_{B-R}(k)H_{M-R}(j,k)X_M(k) \\ \quad + \sqrt{2P_B}GH_{B-R}(k)H_{B-R}(k)X_B(k) \\ \quad + GH_{B-R}(k)N_R(k) + N_B(k) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $P_M$  および  $P_B$  はそれぞれ MT および BS における送信電力である。  $X_M(k)$  および  $X_B(k)$  はそれぞれ MT および BS における送信信号の第  $k$  周波数成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} X_M(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_M(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ X_B(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_B(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (4)$$

また、 $N_R(k)$ 、 $N_M(k)$  および  $N_B(k)$  はそれぞれ零平均で分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) であり、 $N_0$  は片側電力スペクトル密度比である。  $G$  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。

$$G = \sqrt{\frac{P_R}{\frac{P_M}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M-R}(k)|^2 + \frac{P_B}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B-R}(k)|^2 + \frac{N_0}{T_s}}} \quad (5)$$

ただし、 $P_R$  は RS の送信電力である。式(5)において、右辺第 1 項は希望信号成分であり、第 2 項は自身の信号成分である。また第 3 項および第 4 項は雑音成分を表す。

次に、受信信号に自身の信号成分が含まれるため、次式に従い除去する。

$$\begin{cases} \tilde{Y}_M(k) = Y_M(k) - \sqrt{2P_M}H_{M-R}(k)H_{M-R}(k)X_M(k) \\ \tilde{Y}_B(k) = Y_B(k) - \sqrt{2P_B}H_{B-R}(k)H_{B-R}(k)X_B(k) \end{cases} \quad (6)$$

自身の信号成分を除去した後、次式に従い FDE を行う。

$$\begin{cases} \hat{Y}_M(k) = \tilde{Y}_M(k)W_M(k) \\ \hat{Y}_B(k) = \tilde{Y}_B(k)W_B(k) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $W_M(k)$  および  $W_B(k)$  はそれぞれ MT および BS における FDE 重みである。SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信では上りリンクにおいて SC 伝送を、下りリンクにおいて OFDM 伝送を用いる。そこで MT における FDE 重みをゼロフォーシング (ZF) 規範、BS における FDE 重みを最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づき決定する。MT および BS における FDE

重み  $W_M(k)$  および  $W_B(k)$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} W_M(k) = \frac{\{GH_{M-R}(k)H_{B-R}(k)\}^*}{|GH_{M-R}(k)H_{B-R}(k)|^2} \\ W_B(k) = \frac{\{GH_{M-R}(k)H_{B-R}(k)\}^*}{|GH_{M-R}(k)H_{B-R}(k)|^2 + \{GH_{B-R}(k)\}^2 + 1} \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1} \end{cases} \quad (8)$$

BS では FDE 後の信号にデータ復調を適用し、ターボ復号を行う。一方、MT では FDE 後の受信信号に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調、ターボ復号を行う。

### 3. 適応変調符号化

本稿で扱う MCS の組み合わせを表 1 に示す。ただし  $R$  は符号化率を表す。本稿では、MT (BS) における受信 SNR (受信 SINR) に基づき、所要 BER=10<sup>-3</sup> を達成しつつスループットを最大とする MCS を選択する。ただしターボ符号化を適用した場合の平均 BER を理論的に求めることは難しい。そこで本稿では、MCS が与えられたときの受信 SNR (SINR) 対平均 BER 特性を計算機シミュレーションによりそれぞれ求め、その結果をもとに作成したルックアップテーブルを用いて MCS を決定する [13]。

表 1 MCS の組み合わせ

MCS1	MCS2	MCS3	MCS4	MCS5	MCS6
BPSK	BPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM
$R=1/2$	$R=3/4$	$R=1/2$	$R=3/4$	$R=1/2$	$R=3/4$

#### 3.1. MT における MCS 選択

BS における受信 SINR  $\bar{\gamma}_B$  は次式で表される。

$$\bar{\gamma}_B = \frac{\frac{2P_M}{N} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \right|^2}{\frac{P_M}{N} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \right|^2 \right\} + \sum_{k=0}^{N_c-1} \{GH_{B-R}(k)\}^2 + 1} |W_B(k)|^2} \quad (9)$$

ただし、 $\tilde{H}(k) = GH_{M-R}(k)H_{B-R}(k)W_B(k)$  である。右辺の分母第 1 項は残留符号間干渉成分であり、第 2 項は雑音成分である。MT はチャネル情報から式(9)を用いて BS における受信 SINR を推定する。そして表 2 に示すルックアップテーブルを用いて SINR しきい値  $\bar{\gamma}_{th}$  を満たしつつスループットを最大とする MCS を選択する。なお MCS2 と MCS3 の SINR しきい値は等しいため、4.47dB <  $\bar{\gamma}_{th}$  < 7.56dB の場合は、より最大スループットの高い MCS3 を選択するものとする。

表 2 MT における MCS 選択

$\bar{\gamma}_{th}$ (dB)	<4.47	4.47	7.56	10.0	14.0
Selected RCS	MCS1	MCS2 MCS3	MCS4	MCS5	MCS6

### 3.2. BS における MCS 選択

MT における第  $k$  サブキャリアの受信 SNR  $\gamma_M(k)$  は次式で表される.

$$\gamma_M(k) = \frac{P_B}{N} \frac{|GH_{M-R}(k)H_{M-R}(k)W_M(k)|^2}{\{|GH_{M-R}(k)|^2 + 1\}|W_M(k)|^2} \quad (10)$$

また, MT におけるブロック平均受信 SNR  $\Gamma_M$  は次式で与えられる.

$$\Gamma_M = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \gamma_M(k) \quad (11)$$

OFDM 伝送では, サブキャリアごとに異なる変調方式を割り当てることが可能である[14]. そこで本稿では, 以下の順序に従って, 符号化率および各サブキャリアに割り当てたデータ変調方式をそれぞれ決定する[15,16].

- (1) ブロック平均受信 SNR に基づいて符号化率  $R$  および 1 ブロック内の総ビット数  $N_{bit}$  をそれぞれ決定する.
- (2) 符号化率一定という条件のもと, サブキャリアごとの受信 SNR に基づいて各サブキャリアに割り当てたデータ変調方式を決定する.
- (3) 1 ブロック内の総ビット数が一定となるようデータ変調方式の変更を行う.

まず式(11)を用いて MT におけるブロック平均受信 SNR を求めた後, 表 3 に示すルックアップテーブルを用いて符号化率  $R$  および 1 ブロックに割り当てた総ビット数  $N_{bit}$  を決定する. 次にサブキャリアごとの受信 SNR を求め, 符号化率一定という条件のもと, 表 4 および表 5 に示すルックアップテーブルを用いて, 各サブキャリアに割り当てたデータ変調方式を決定する.

最後に 1 ブロック内の総ビット数が一定となるようデータ変調方式の調節を行う[16]. まず, 第 2 ステップにおいて求めたデータ変調方式を用いた場合の 1 ブロック内の総ビット数  $\tilde{N}_{bit}$  は次式で表される.

$$\tilde{N}_{bit} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 M(k) \quad (14)$$

ただし,  $M(k)$  は第  $k$  サブキャリアの割り当てられたデータ変調の多値数である. 上式で表される総ビット数を求めた後, 次のアルゴリズムに従いデータ変調方式を調節する[16].

- (1)  $\tilde{N}_{bit} < N_{bit}$  の場合  
サブキャリアごとに受信 SNR とそれより大きい SNR しきい値との差分を算出する. そして受信 SNR と SNR しきい値との差分が小さいサブキャリアから順に, より多値数の大きいデータ変調に変更する. 以上の操作を  $\tilde{N}_{bit} = N_{bit}$  となるまで繰り返す.
- (2)  $\tilde{N}_{bit} > N_{bit}$  の場合  
サブキャリアごとに受信 SNR とそれより小さい SNR しきい値との差分を算出する. そして受信 SNR と SNR しきい値との差分が小さいサブキャリアから順に, より多値数の小さいデータ変調に変更する. 以上の操作を  $\tilde{N}_{bit} = N_{bit}$  となるまで繰り返す.

表 3 BS における符号化率および総ビット数選択

$\Gamma_{th}(\text{dB})$	<4.0	4.0	7.40	10.2	15.4
$R$	1/2	1/2	3/4	1/2	3/4
$N_{bit}$	$N_c$	$2N_c$	$2N_c$	$4N_c$	$4N_c$

表 4 BS におけるデータ変調選択 ( $R=1/2$ )

$\gamma_{th}(\text{dB})$	<1.76	1.76	3.98	10.2
Selected modulation	Zero padding	BPSK	QPSK	16QAM

表 5 BS におけるデータ変調選択 ( $R=3/4$ )

$\gamma_{th}(\text{dB})$	<4.31	4.31	7.40	13.6
Selected modulation	Zero padding	BPSK	QPSK	16QAM

## 4. 計算機シミュレーション

SC/OFDM ハイブリッド 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た. FFT ブロックサイズ  $N_c$  および CP 長  $N_g$  はそれぞれ  $N_c=128$  および  $N_g=32$  とする. また 1 パケットは 1536 ビットで構成されるものとする. チャネル符号化には二つの(13,15)再帰的畳み込み符号器からなる符号化率 1/3 のターボ符号を用い, パンクチャにより符号化率  $R$  を  $R=1/2, 3/4$  と設定する. ターボ復号には Log-MAP アルゴリズム[18]を用いるものとし, 繰り返し復号回数を 6 回とする. 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 ( $P_R+P_M+P_B=P_T$ ), 総送信電力の 1/2 を RS に, 1/4 を RS および BS に配分するものとする. 一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  パスの周波数選択性フェージングを仮定している.

適応変調符号化を行った場合の平均スループット  $S(\text{bps/Hz})$  は次式で表される.

$$S = \frac{\sum_{i=1}^6 P_i}{\sum_{i=1}^6 \frac{P_i}{\eta_i(1-PER_i)}} \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (15)$$

ただし,  $P_i$  は MCS $i$  が選択される確率であり,  $\eta_i$  は MCS $i$  の最大スループット (bps/Hz) である. また  $PER_i$  は MCS $i$  が選択された場合の packet 誤り率である.

### 4.1. 上下リンクスループット特性

図 4 に SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信を行った場合の総送信電力対雑音電力比  $P_T/N$  対平均スループット特性を示す. また比較のため符号率およびデータ変調を固定として SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信を行った場合の特性も図 4 に示す. 図 4 より, 上下リンクともに適応変調符号化を適用することによって符号化率およびデータ変調が固定の場合より優れた平均スループットを達成できることがわかる. これは受信 SNR およびチャネル状態に最も適した符号化率およびデータ変調がそれぞれ選択されたためである.

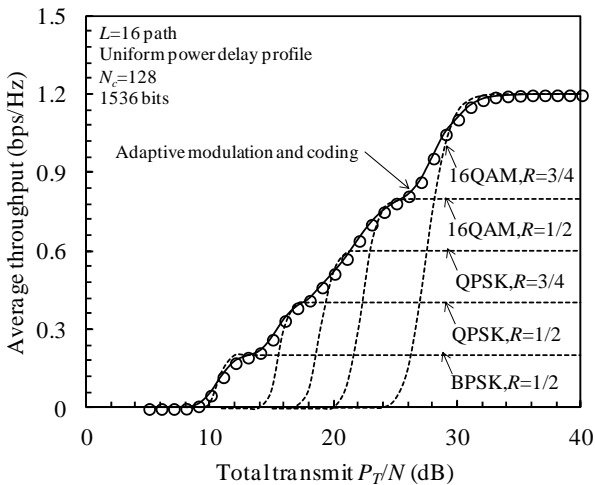
### 4.2. SC (OFDM) -ANC 伝送との比較

図 5 に適応変調符号化を用いる SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信を行った場合平均のスループット

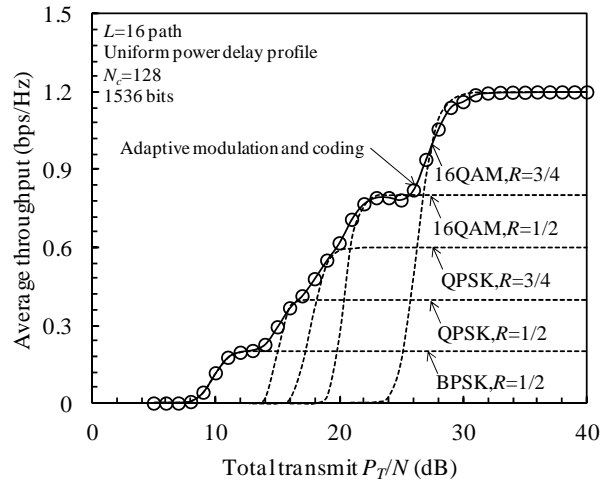
プット特性を示す。比較のため上下リンクともに SC 伝送もしくは OFDM 伝送を用いた場合の特性も図 5 に示す。図 5 より、SC/OFDM ハイブリッド ANC 伝送は上りリンクでは SC-ANC 伝送と、下りリンクでは OFDM-ANC 伝送と等しい平均スループットを達成できることがわかる。このことから、上下リンクで異なる伝送方式を用いて ANC 伝送を行なっても上下リンクスループットに影響を与えないことがわかる。また高 SNR 領域では、OFDM-ANC 伝送および SC/OFDM ハイブリッド ANC 伝送が SC-ANC 伝送より高い下りリンクスループットを達成していることがわかる。この理由については以下のように考えられる。SNR が十分大きい領域では、高スループットを達成するためにより変調多値数の高いデータ変調が選択される。このとき、SC 伝送では残留符号間干渉 (ISI) の影響により符号化利得が制限されるためパケット誤り率が増加してしまう。一方で OFDM 伝送では周波数選択性を利用し高い符号化利得を得ることができるため、高多値データ変調を用いた場合においても低いパケット誤り率を達成することができる。しかしながら、スループットが与えられた時の所要総送信電力対雑音電力比  $P_T/N$  で比較すると、OFDM 伝送に対する SC 伝送の劣化量は最大でも約 2dB である。また低 SNR 領域においては SC 伝送および OFDM 伝送のいずれを用いてもほぼ同等のスループットが得られている。このことから、ANC 伝送では上下リンクにこだわらず SC 伝送と OFDM 伝送を切り替えて伝送を行なってもよいと考えられる。

### 5. むすび

本稿では、上りリンクにおいて SC 伝送を、下りリンクにおいて OFDM 伝送を用いて ANC 双方向中継通信を行う SC/OFDM ハイブリッド ANC 双方向中継通信について検討した。計算機シミュレーションより、上下リンクで異なる伝送方式を用いても上下リンクスループットに影響しないことを明らかにした。また SC-ANC 伝送、OFDM-ANC 伝送および SC/OFDM ハイブリッド ANC 伝送のいずれを用いてもほぼ同等の上下リンクスループットが得られることを明らかにした。

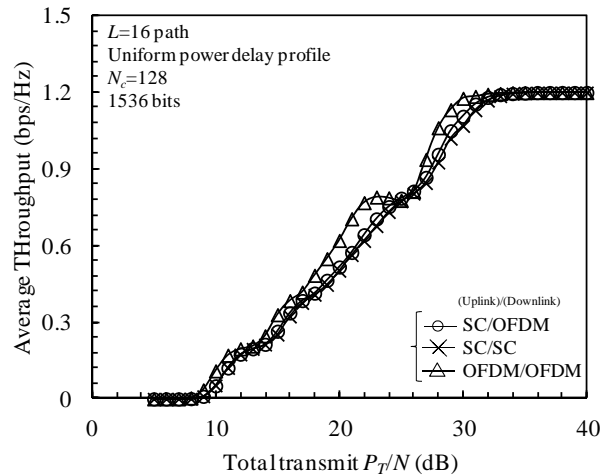


(a) Uplink

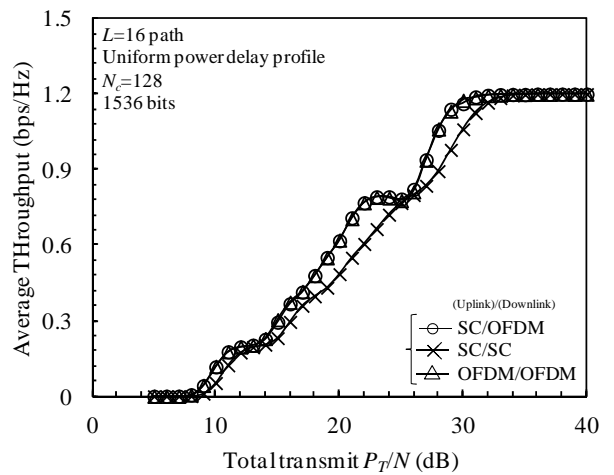


(b) Downlink

図 4 固定変調符号化との比較



(a) Uplink



(b) Downlink

図 5 SC (OFDM) ANC 伝送との比較

## 文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [2] P. Rasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [3] H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 56-65, April 2005.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [5] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.
- [6] 3GPP, TS36.211 (V9.1.0), March 2010.
- [7] 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.
- [8] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, "Embracing wireless interference: analog network coding" *Proc. ACM SIGCOMM*, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [9] H. Gacanin, and F. Adachi, "Broadband Analog Network Coding" *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.9, No.5, pp. 1577-1783, May, 2010.
- [10] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, "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," *信学技報*, RCS2012-117, pp. 127-132, 2012年8月
- [11] 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.
- [12] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, "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," *信学技報*, RCS2012-213, pp. 179-184, 2012年12月
- [13] L. Tang, M. Li, A. Rgheff, and H. Wang, "Novel SNR analysis for adaptive modulation and coding in generalized OFDM and single carrier systems," *Proc. Wireless Communications and Networking Conference 2007 (WCNC)*, pp. 1384-1388, March 2007.
- [14] A. Aharif, V. M. Pordar, and R. F. Ahmad, "Adaptive channel coding and modulation scheme selection for achieving high throughput in wireless networks," *Proc. 2010 IEEE 24th Intern. Conf. on Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA)*, pp. 200-207, April 2010.
- [15] L. Haring and C. Kisters, "Performance comparison of adaptive modulation and coding in OFDM systems using signalling and automatic modulation classification," *Proc. 17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo'12)*, pp. 1-8, Aug. 2012.
- [16] P. S. Crow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 43, No. 234, pp. 773-775, April 1995.
- [17] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," *Proc. IEEE International Conference on Communications*, Vol. 2, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [18] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo coding techniques : an overview," *IEEE Trans., Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 6, pp. 2208-2233, Nov. 2000.