

シングルキャリア・アナログネットワーク符号化 上り/下りリンク双方向通信における電力配分法に関する一検討

宮崎 寛之¹ 中田 雅之² 小原 辰徳² 安達 文幸³

¹東北大学 工学部 情報知能システム総合学科

^{2,3}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: ^{1,2}{miyazaki, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ³adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 低送信電力で高速かつ大容量なデータ伝送を実現する手段としてリレー伝送が注目されているが、時分割複信 (TDD) リレー伝送では最大スループットが直接通信の半分になってしまう。この問題を解決する技術として、アナログネットワーク符号化 (ANC) が注目を集めている。これまでの ANC 伝送の検討の多くは、等電力配分の場合について行われており、端末、リレー局および基地局間の電力配分問題については未検討であった。そこで本論文では、シングルキャリア (SC) ANC 上り/下りリンク双方向通信を対象とした端末、リレー、基地局への電力配分法を提案する。提案法では、周波数領域等化後の上下リンクの瞬時信号電力対干渉+雑音電力比 (SINR) が等しく、それが最大となるように電力配分する。提案電力配分を用いたときのセル内ビット誤り率 (BER) 分布およびスループット分布を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード リレー伝送, アナログネットワーク符号化, シングルキャリア伝送

Power Allocation for Up/Downlink Transmissions Using Single-carrier Analog Network Coding

Hiroyuki MIYAZAKI¹ Masayuki NAKADA² Tatsunori OBARA² and Fumiyuki ADACHI³

¹Dept. of information and intelligent Systems, School of Engineering, Tohoku University

^{2,3}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: ^{1,2}{miyazaki, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ³adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Relay network is a promising technique to achieve high speed and high capacity data transmissions with low transmit power. However, the time division duplex (TDD) relaying has a problem in that the maximum throughput is decreased to half of the direct communication. To solve this problem, recently, analog network coding (ANC) has been attracting a much attention. In most of previous works on ANC, the equal power allocation among the base station (BS), the relay station (RS) and the mobile terminal (MT) was assumed. In this paper, we propose a new power allocation for single-carrier ANC up/downlink transmissions. The proposed scheme allocates the transmit power (among BS, RS and MT) so that the instantaneous signal-to-interference plus noise power ratios (SINRs) after frequency domain equalization of both links are made the same and can be maximized. We evaluate, by computer simulation, the distributions of bit error rate (BER) and the throughput when using proposed power allocation.

Keyword Relay network, analog network coding, single-carrier transmission

1. まえがき

次世代移動通信システムでは、データ伝送の更なる高速化と大容量化が求められている。しかしながら、セル端やビル陰などに存在する端末では、伝搬損失およびシャドウイング損失[1]の影響により、所要の通信品質を満たすための送信電力が膨大になってしまうという問題がある。この問題を解決する手段としてリレー伝送が注目を集めている[2]。リレー伝送では、セル

内にリレー局を設置し、端末および基地局はリレー局を中継して伝送を行う。リレー伝送により伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を低減でき、所要送信電力を低減できる。ただし、時分割複信 (TDD) リレー伝送では、双方向通信を行うために4タイムスロットを必要とするため、リレー局を用いない端末-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 リレー伝送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。

この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) が注目を集めている [3-5]. ANC では、第 1 タイムスロットにおいて、端末および基地局がリレー局に同時送信し、第 2 タイムスロットにおいて、リレー局が受信信号を増幅後、端末と基地局に同時送信する。したがって、ANC では双方向通信を 2 タイムスロットで実現可能であり、直接通信と同じ最大スループットを達成することができる。

これまでの ANC に関する検討の多くは、上りリンクで用いられる端末とリレー局の送信電力の和および下りリンクで用いられる基地局とリレー局の送信電力の和が等しい場合について行われており、端末、リレー局および基地局間の電力配分問題については未検討であった。そこで本論文では、ANC 伝送による上り/下りリンク双方向通信を対象とした端末、リレー局および基地局間の電力配分法を提案する。提案法では上りリンクと下りリンクで等しいスループットを達成するために、上下リンクの等化後の瞬時信号電力対干渉+雑音電力比 (SINR) を等しくする条件下で、それを最大とするように電力配分する。提案法を用いたときのセル内ビット誤り率 (BER) 分布およびスループット分布を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本論文の構成は以下のようにになっている。第 2 章ではシステムモデルを示し、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、端末および基地局における瞬時 SINR の数式表現について述べ、瞬時 SINR に基づく電力配分法を提案する。第 4 章にて計算機シミュレーションによりセル内 BER 分布およびスループット分布を示し、提案電力配分法の効果を明らかにする。第 5 章にてまとめる。

2. ANC 上り/下りリンク双方向通信

2.1. システムモデル

ANC 伝送による上り/下りリンク双方向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、円形セル内に 6 つのリレー局が基地局から等しい距離に配置されているものとする。セル半径を R とし、端末-第 i リレー間距離および基地局-第 i リレー間距離をそれぞれ R_{Mi} および R_{Bi} で表す。

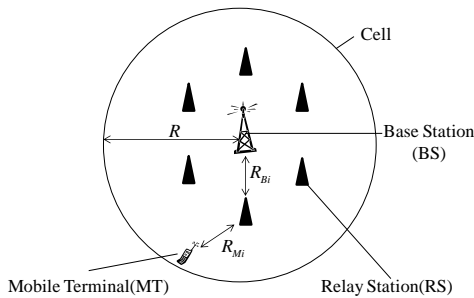


図 1 システムモデル

2.2. ANC 伝送

本論文では、端末-リレー間の距離が最も小さいリレー局を選択することを仮定している。以下、第 i リレー局が選択されたものとする。図 2 に各タイムスロットにおける端末、リレー、および基地局の動作を示す。なお、ANC 伝送では端末基地局間の直接経路を伝搬して受信される信号は利用しない。以降、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。

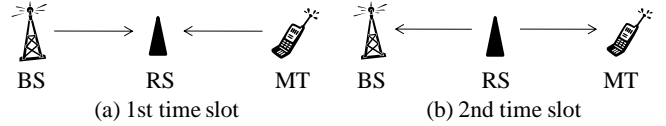


図 2 ANC 伝送の動作

まず基地局および端末では、それぞれ N_c 個のデータシンボルからなるシンボルブロックに 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) をブロックの先頭に挿入して送信信号 $\{x_B(t): t=-N_g \sim N_c-1\}$ および $\{x_M(t): t=-N_g \sim N_c-1\}$ を生成する。そして第 1 タイムスロットにおいて、基地局と端末がリレー局に同時に送信する。リレーでは、端末および基地局の送信信号の重ね合わせが受信される。よって、第 i リレーにおける受信信号 $\{y_i(t): t=-N_g \sim N_c-1\}$ は次式で表される。

$$y_i(t) = \sqrt{2\bar{P}_B R_{Bi}^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{Bi}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Bi,l} x_B(t-\tau_l) + \sqrt{2\bar{P}_M R_{Mi}^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{Mi}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Mi,l} x_M(t-\tau_l) + n_i(t) \quad (1)$$

ただし、 \bar{P}_B および \bar{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。 α は伝搬損失指数であり、 η_{Bi} および η_{Mi} はそれぞれ基地局-第 i リレー間および端末-第 i リレー間のシャドウイング損失 (dB) である。また、 $\bar{h}_{Bi,l}$ および $\bar{h}_{Mi,l}$ はそれぞれ基地局-第 i リレー間および端末-第 i リレー間における第 l パスの複素パス利得を表し、 L および τ_l はそれぞれパス数および第 l パスの遅延時間を表している。 $n_i(t)$ は第 i リレーで受信された零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) であり、 N_0 は片側電力スペクトル密度である。ここで、式(1)は次のように変形できる。

$$y_i(t) = \sqrt{2(\bar{P}_B R^{-\alpha}) \left(\frac{R_{Bi}}{R}\right)^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{Bi}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Bi,l} x_B(t-\tau_l) + \sqrt{2(\bar{P}_M R^{-\alpha}) \left(\frac{R_{Mi}}{R}\right)^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{Mi}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Mi,l} x_M(t-\tau_l) + n_i(t) \quad (2)$$

$$= \sqrt{2P_B} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Bi,l} x_B(t-\tau_l) + \sqrt{2P_M} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{Mi,l} x_M(t-\tau_l) + n_i(t)$$

ここで、 P_B および P_M は、それぞれ基地局および端末

における正規化送信電力であり、 $P_B = \bar{P}_B R^{-\alpha}$ 、および

$P_M = \bar{P}_M R^{-\alpha}$ で与えられる。また、 $h_{Bi,l}$ および $h_{Mi,l}$ は、

それぞれ伝搬損失とシャドウイング損失を含む基地局-第*i*リレー間および端末-第*i*リレー間における第*l*パスの複素パス利得であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} h_{Bi,l} &= \bar{h}_{Bi,l} \cdot \sqrt{(R_{Bi}/R)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Bi,l}/10}} = \bar{h}_{Bi,l} \cdot \sqrt{r_{Bi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Bi,l}/10}} \\ h_{Mi,l} &= \bar{h}_{Mi,l} \cdot \sqrt{(R_{Mi}/R)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Mi,l}/10}} = \bar{h}_{Mi,l} \cdot \sqrt{r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Mi,l}/10}} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 r_{Bi} および r_{Mi} はそれぞれセル半径で正規化された基地局-第*i*リレー間距離および端末-第*i*リレー間距離である。

第2タイムスロットでは、リレーが受信信号を増幅した後、基地局および端末に同時送信する。第2タイムスロットにおける基地局および端末の受信信号 $\{y_B(t): t=-N_g \sim N_c-1\}$ および $\{y_M(t): t=-N_g \sim N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} y_B(t) = \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sum_{l=0}^{L-1} h_{Bi,l} y_i(t-\tau_l) + n_B(t) \\ y_M(t) = \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sum_{l=0}^{L-1} h_{Mi,l} y_i(t-\tau_l) + n_M(t) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 P_i は第*i*リレーの正規化送信電力であり、第*i*リレーの送信電力を \bar{P}_i とすると、 $P_i = \bar{P}_i R^{-\alpha}$ で表される。 $n_B(t)$ および $n_M(t)$ はそれぞれ基地局および端末における零平均で分散 $2N_0/T_s$ のAWGNである。また β はリレー局の平均送信電力を一定するための正規化係数であり、次式で表される[3]。

$$\begin{aligned} \beta &= E[y_i(t)^2] \\ &= \sqrt{2P_B \sum_{l=0}^{L-1} |h_{Bi,l}|^2 + 2P_M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{Mi,l}|^2 + \frac{2N_0}{T_s}} \end{aligned} \quad (5)$$

本論文では、直接通信の場合との公平な比較のため、次式のように端末、リレー局および基地局の正規化総送信電力を一定とする制約条件を用いる。

$$P_i + P_M + P_B = P_T \quad (6)$$

ここで P_T は正規化総送信電力である。

図3に基地局および端末受信機の構成を示す。まず、第2タイムスロットにおける基地局と端末の時間領域受信信号 $y_B(t)$ および $y_M(t)$ からCPを除去し、 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 $\{Y_B(k): k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{Y_M(k): k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $Y_B(k)$ および $Y_M(k)$ はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{cases} Y_B(k) = \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_M} H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) X_M(k) \\ \quad + \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_B} (H_{Bi}(k))^2 X_M(k) \\ \quad + \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} H_{Bi}(k) N_i(k) + N_B(k) \\ Y_M(k) = \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_B} H_{Mi}(k) H_{Bi}(k) X_B(k) \\ \quad + \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_M} (H_{Mi}(k))^2 X_M(k) \\ \quad + \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} H_{Mi}(k) N_i(k) + N_M(k) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $X_B(k)$ および $X_M(k)$ はそれぞれ基地局および端末の送信信号の第*k*周波数成分であり、 $H_{Bi}(k)$ および $H_{Mi}(k)$ はそれぞれ基地局-第*i*リレー間および端末-第*i*リレー間のチャネルの伝達関数である。 $N_B(k)$ 、 $N_i(k)$ および $N_M(k)$ はそれぞれ基地局、リレー局および端末における雑音成分である。それらは次式で表される。

$$\begin{cases} X_B(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_B(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ X_M(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_M(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} H_{Bi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} h_{Bi}(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ H_{Mi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} h_{Mi}(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} N_B(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_B(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ N_i(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_i(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ N_M(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_M(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (10)$$

次に、端末および基地局受信信号には自分自身の信号成分が含まれるため、それを次式のように除去する。

$$\begin{cases} \tilde{Y}_B(k) = Y_B(k) - \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_B} H_{Bi}(k) H_{Bi}(k) X_B(k) \\ \tilde{Y}_M(k) = Y_M(k) - \frac{1}{\beta} \sqrt{2P_i} \sqrt{2P_M} H_{Mi}(k) H_{Mi}(k) X_M(k) \end{cases} \quad (11)$$

自分自身の信号成分を除去したのち、次式のように周波数領域等化(FDE)を行う。

$$\begin{cases} \hat{Y}_B(k) = \tilde{Y}_B(k) W_B(k) \\ \hat{Y}_M(k) = \tilde{Y}_M(k) W_M(k) \end{cases} \quad (12)$$

本論文では、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づくFDEを行うものとする。基地局および端末におけるFDE重み $W_B(k)$ および $W_M(k)$ はそれぞれ次式で表される[4]。

$$\begin{cases} W_B(k) = \frac{H_{Bi}^*(k)H_{Mi}^*(k)}{|H_{Bi}(k)H_{Mi}(k)|^2 + \{H_{Bi}(k)\}^2 + \tilde{\beta}^2 \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1}} \\ W_M(k) = \frac{H_{BR}^*(k)H_{MR}^*(k)}{|H_{Bi}(k)H_{Mi}(k)|^2 + \{H_{Mi}(k)\}^2 + \tilde{\beta}^2 \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (13)$$

ここで $\tilde{\beta} = \beta / \sqrt{2P_i}$ である。また、 N は $N_B(k)$, $N_M(k)$ および $N_i(k)$ の雑音電力であり、 $N = N_0/T_s$ で表される。

最後に、等化後の周波数領域信号に N_c ポイント逆FFT(IFFT)を適用して時間領域信号に変換し、データ復調を行う。

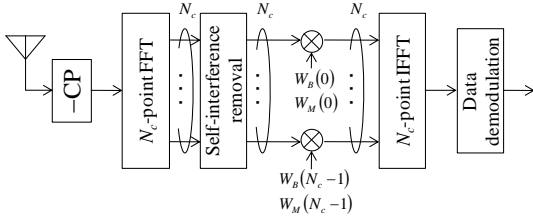


図3 基地局および端末の受信機構成

3. 電力配分

3.1. 瞬時 SINR の数式表現

本論文では、ANC 伝送における上下リンクの FDE 後の瞬時 SINR を最大とする電力配分について検討する。残留符号間干渉 (ISI) 成分を零平均のガウス雑音として近似すると、式(7), (11)および(12)より上りリンクの FDE 後の瞬時 SINR γ_B (基地局) および下りリンクにおける FDE 後の瞬時 SINR γ_M (端末) はそれぞれ次式で表される [4]。

$$\begin{cases} \gamma_B = \frac{2 \frac{P_i}{N} \frac{P_M}{N} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_B(k) \right|^2}{\frac{P_i}{N} \frac{P_M}{N} \cdot \hat{H}_B + \frac{P_i}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Bi}(k) W_B(k)|^2 + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_B(k)|^2 \left\{ \frac{P_B}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Bi}(k)|^2 + \frac{P_M}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Mi}(k)|^2 + 1 \right\}} \\ \gamma_M = \frac{2 \frac{P_i}{N} \frac{P_B}{N} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_M(k) \right|^2}{\frac{P_i}{N} \frac{P_B}{N} \cdot \hat{H}_M + \frac{P_i}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Mi}(k) W_M(k)|^2 + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_M(k)|^2 \left\{ \frac{P_B}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Bi}(k)|^2 + \frac{P_M}{N} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Mi}(k)|^2 + 1 \right\}} \end{cases} \quad (14)$$

ただし

$$\begin{cases} \hat{H}_B = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_B(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_B(k) \right|^2 \\ \hat{H}_M = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_M(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{Bi}(k) H_{Mi}(k) W_M(k) \right|^2 \end{cases} \quad (15)$$

である。式(14)の分母第1項は残留 ISI 成分、第2項はリレーで加わった雑音成分、第3項は基地局または端末で加わった雑音成分である。

3.2. 電力配分について

本論文では正規化総送信電力一定という条件 (式(6)) の下、各リンクにおける FDE 後の瞬時 SINR を最大とする端末、リレー局および基地局に対する電力配分を提案する。この電力配分問題は次の非線形計画問題として定式化できる。

$$\begin{aligned} \max \quad & \gamma_B \cdot \gamma_M \\ \text{s.t.} \quad & P_i + P_M + P_B = P_T \\ & P_i \geq 0, \quad P_M \geq 0, \quad P_B \geq 0, \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)に従い、FDE 後の瞬時 SINR を最大とする P_i , P_B および P_M の値を求めることが本論文の目的である。しかしながら、式(6)で与えられる正規化総送信電力一定という条件があるため、 γ_B と γ_M はトレードオフの関係にある。よって、 γ_B および γ_M のいずれかを最大とするような電力配分を行うと、上りリンクで達成されるスループットと下りリンクで達成されるスループットとの間に大きな差が生じてしまう。そこで、本論文では上りリンクと下りリンクのスループットを等しくするために、 γ_B および γ_M を等しくする条件を付加し、この条件下で瞬時 SINR を最大とする電力配分法を提案する。このとき、式(16)で与えられる非線形計画問題は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \max \quad & \gamma_B \cdot \gamma_M \\ \text{s.t.} \quad & P_i + P_M + P_B = P_T, \\ & \gamma_B = \gamma_M \\ & P_i \geq 0, \quad P_M \geq 0, \quad P_B \geq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

本論文では、式(17)に従い、FDE 後の瞬時 SINR を最大とする P_i , P_B および P_M の値を求める。

しかし、式(17)で与えられる最適化問題は、FDE 重みが P_i , P_B および P_M の複雑な関数であるため、解を求めることが非常に困難である。そこで、本論文では近似解法を用いる。近似解法では FDE 重みを次式のよう置き換える。

$$\begin{cases} W_B(k) \approx \frac{H_{Bi}^*(k)H_{Mi}^*(k)}{|H_{Bi}(k)H_{Mi}(k)|^2 + \{H_{Bi}(k)\}^2 + \hat{\beta}^2 \left(\frac{P_T}{4N}\right)^{-1}} \\ W_M(k) \approx \frac{H_{BR}^*(k)H_{MR}^*(k)}{|H_{Bi}(k)H_{Mi}(k)|^2 + \{H_{Mi}(k)\}^2 + \hat{\beta}^2 \left(\frac{P_T}{4N}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (18)$$

ただし,

$$\hat{\beta} = \sqrt{\frac{\frac{P_T}{4N} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{B_i,l}|^2 + \frac{P_T}{4N} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{M_i,l}|^2 + 1}{\frac{P_T}{2N}}} \quad (19)$$

である. 式(18)は等電力配分($P_i=P_T/2$, $P_B=P_M=P_T/4$)を行った場合の FDE 重みを意味している. このように, FDE 重みを等電力配分の場合のものに置き換えて考えることで, それらを P_i , P_B および P_M に依存しない定数として扱うことができ, 解を求めることが可能となる. この解法による近似解はカルーシュ・キューン・タッカー (KKT) 条件[6-7]を用いて求めることができる. そのときの近似解は次式で与えられる.

$$P_i = P_T \frac{\frac{(A-B)(C-D)}{(A+B-C-D)} P_T + (C P_T + D P_T + 2N)}{2 \frac{(A-B)(C-D)}{(A+B-C-D)} P_T + (C P_T + D P_T + 2N) + \sqrt{2(A P_T + N)(C P_T + N) + 2(B P_T + N)(D P_T + N)}}$$

$$P_M = \frac{(P_T - 2P_i)(D P_T + N + (A-D)P_i)}{(C-D)(2P_i - P_T) + (A+B-C-D)P_T}$$

$$P_B = P_T - P_i - P_M \quad (20)$$

ただし, A, B, C, D はそれぞれ次式で与えられる定数である.

$$A = \frac{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B_i}(k) W_B(k)|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_B(k)|^2}, \quad B = \frac{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M_i}(k) W_M(k)|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_M(k)|^2} \quad (21)$$

$$C = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B_i}(k)|^2, \quad D = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M_i}(k)|^2$$

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す. 変調方式として QPSK 変調を仮定しており, FFT ブロックサイズ N_c および CP サイズ N_g はそれぞれ $N_c=256$ シンボル, $N_g=32$ シンボルとしている. また 1 パケットは 10 ブロックで構成されているものとする. 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, 伝搬損失指数 α およびシャドウイング標準偏差 σ はそれぞれ $\alpha=3.5$, $\sigma=7.5$ dB と仮定している. なお, 基地局リレー間通信は固定無線通信であるので, 本論文ではリレー局から基地局に送信したときの基地局における平均受信 SNR Γ が目標値を達成するようにリレーの位置を設定できるものとする. 本シミュレーションではその目標値 Γ を次式のように偏差 Δ を用いて表現する.

$$\Gamma = \frac{P_i}{N} (\text{dB}) + 10 \log_{10} r_{BR}^{-\alpha} (\text{dB}) + \Delta (\text{dB}) \quad (22)$$

本論文では簡単のため $\Delta=0$ dB としている. これは基地

局における平均受信 SNR と長区間平均受信 SNR が等しいという状況を意味している. 受信機における理想チャネル推定は理想的としている.

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=256$
	CP size	$N_g=32$
Channel	Fading type	$L=16$ -path block Rayleigh fading
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l$, $l=0 \sim L-1$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.5$ (dB)
	Deviation between average received SNR and long-term average received SNR	$\Delta=0$ (dB)
Relay	Normalized distance between RS and BS	$r_{BR} = 0.5$
Receiver	Channel estimation	Ideal

4.1. BER 分布

図 4 に提案法を用いた場合の ANC 双方向通信における瞬時 BER 分布特性を示す. なお, 上りリンクと下りリンクの公平性を考慮して比較を行うため, 上下リンクにおける瞬時 BER の最悪値 ($\max(\text{BER}_B, \text{BER}_M)$) を用いて議論する. ここで BER_B は上りリンクの瞬時 BER, BER_M は下りリンクの瞬時 BER である. 式(6)で与えられる条件より, 上りリンクの瞬時 SINR と下りリンクの瞬時 SINR はトレードオフの関係にある. よって, 上りリンクと下りリンクの瞬時 SINR の差が大きいほど, 上下リンクにおける瞬時 BER の最悪値が大きくなると考えられる. 図 4 に上下リンクの瞬時 BER の最悪値 ($\max(\text{BER}_B, \text{BER}_M)$) の相補累積分布 (CCDF) を示す. 比較のため, グリーディー法[8]の場合, 等電力配分の場合 ($P_i=P_T/2$, $P_B=P_M=P_T/4$), リレー局を用いず直接通信を行った場合 ($P_B=P_M=P_T/2$) の特性も図 4 に示した. グリーディー法とは, 式(17)を満たす最適解をグリーディー法によって求め, その解を用いて ANC 伝送を行った場合の特性である. 図 4 より, 10% BER (10%の確率で測定 BER がそれ以上になる BER) で比較すると, 提案電力配分法は等電力配分の場合より 10% BER を低減できることがわかる. 10% BER は, 等電力配分では 2×10^{-3} であるが, 提案法では 8×10^{-4} となり, 等電力配分の約 1/3 に低減できている. これは提案法では, 上りリンクと下りリンクの瞬時 SINR を等しくし, それを最大にするように電力配分するからである. また, 提案法の BER 分布はグリーディー法のものに近いことから, 近似解法で求めた電力配分を行う提案法は最適法に近いことが分かる.

4.2. アウテージスループット特性

本論文で用いるスループット S (bps/Hz) の定義を次式に示す.

$$S = \frac{M}{N_t} \cdot (1 - PER) \cdot \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (23)$$

ただし M は変調多値数, N_t は双方向通信に要するタイムスロット数, PER はパケット誤り率である.

図 5 に 10%アウテージスループット特性を示す. 横軸は正規化総送信電力対雑音電力比 P_T/N である. ただし, 前節と同様の議論を行うために, 上下リンクのスループットの最悪値 ($\min(S_B, S_M)$) の累積分布特性を測定し, その累積分布 10% 値を 10%アウテージスループットと定義している. ここで S_B は上りリンクのスループットであり, S_M は下りリンクのスループットのことである. 比較のために, 等電力配分および直接通信の場合のスループットも図 5 に示した. 図 5 より, 提案法は, 等電力配分よりも高い 10%アウテージスループットを達成できることがわかる. 例えば, $P_T/N=20(\text{dB})$ のとき, 等電力配分では 0.28bps/Hz の 10%アウテージスループットになるが, 提案法では 0.44bps/Hz となり, 等電力配分の約 1.5 倍にスループットが向上している. これは, 前節同様, 提案法により上りリンクと下りリンクのスループットを等しくし, その最悪値を最大にするように電力配分しているからである.

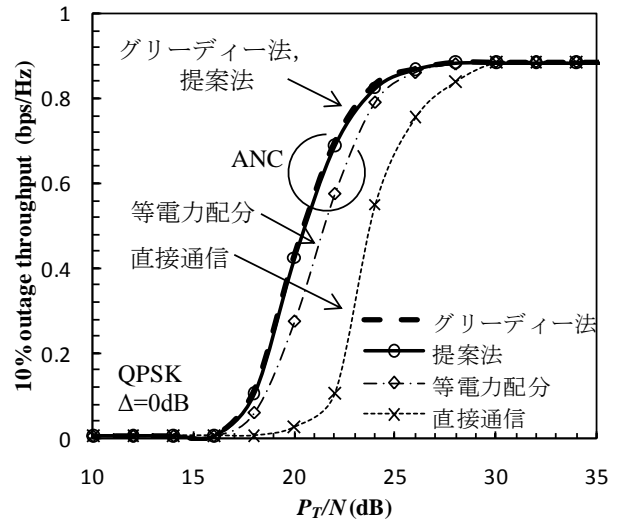


図 5 アウテージスループット特性

5. むすび

本論文では, SCANC 上り/下りリンク双方向通信における電力配分法を提案した. 提案法では, 上下リンクのスループットを等しくし, その最悪値が最大になるように電力配分する. 提案法を用いた場合の BER 分布およびスループット分布を計算機シミュレーションにより求め, $P_T/N=20(\text{dB})$ のとき, 提案法が 10%アウテージスループットを等電力配分の約 1.5 倍に向上できることを明らかにした.

文 献

- [1] W.C. Jakes, Jr., ed., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974
- [2] J. G. Laneman, D.N.C Tse, and G.W. Worwell,, "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] W. Karush, Minima of function of several variables with inequalities as side constraints, M. Sc. Dissertation. Dept of Mathematics, Univ. of Chicago, Chicago, Illinois.
- [7] H. W. Kuhn and A. W. Tucher, "Nonlinear programming," Proc. Of 2nd Berkeley Symposium, pp.481-492, Univ. of Californis Press.
- [8] A. Bouchet. Greedy algorithm and symmetric matroids. Mathematical Programming 38, pp.147-159, 1987.

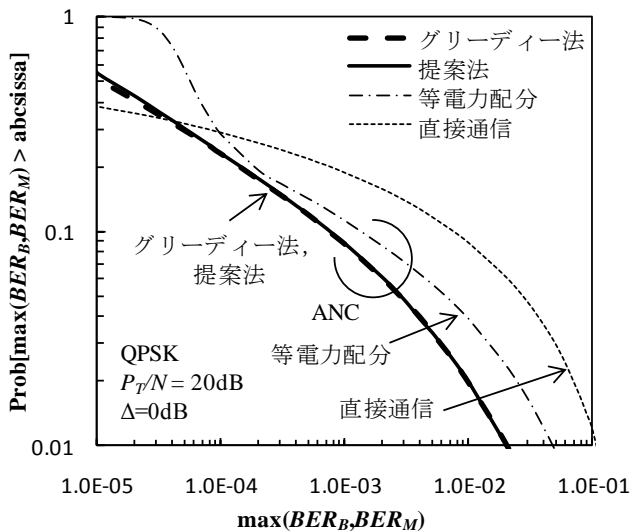


図 4 BER 分布