

# 飛び越し経路によるダイバーシチを考慮した マルチホップ伝送における周波数割り当てに関する検討

松野 貴徳<sup>†</sup> 木村 和裕<sup>†</sup> 宮崎 寛之<sup>†</sup> 山本 哲矢<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

**あらまし** 近年の移動体無線通信において、伝送距離の分割と送信電力低減により与干渉を減少させることが出来るマルチホップ伝送が注目されている。これまでのマルチホップ伝送では飛び越し経路によるダイバーシチについて検討されているが、連続パケット伝送においては飛び越し経路のデータと最近接リレーからのデータが干渉し、特性が劣化する。そのため本報告では、連続パケット伝送を用いたマルチホップ伝送における周波数割り当てに関して検討する。周波数割り当てによるスループット特性の改善効果を計算機シミュレーションによって明らかにし、周波数割り当て数がスループット特性に与える影響を考察する。

**キーワード** マルチホップ, 飛び越し, ダイバーシチ, 周波数割り当て

## Spectrum Assignment in Multi-hop Relay with Diversity

Takanori MATSUNO<sup>†</sup> Kazuhiko KIMURA<sup>†</sup> Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup>

Tetsuya YAMAMOTO<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

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

**Abstract** In mobile communications, multi-hop relay can reduce the transmit power since the communication distance is reduced, which results in lower level of interference. Multi-hop relay with diversity has been studied to improve the transmission quality. However, in consecutive packet transmission, transmission performance of multi-hop relay with diversity degrades due to the presence of interference channel. In this paper, we study the spectrum assignment for the multi-hop relay with diversity. We evaluate, by computer simulation, the throughput performance of multi-hop relay with diversity using the spectrum assignment and discuss the impact of the frequency reuse factor.

**Keyword** Multi-hop, diversity, spectrum assignment

### 1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速伝送サービスが期待されている。しかしながら、基地局から遠いエリアでは、伝搬損失およびシャドウィング損失の影響により受信電力が落ち込み、伝送品質が大きく劣化してしまう。送信電力の増大を防ぎつつ、基地局から遠いエリアの伝送品質の低下を救済する手段としてマルチホップ伝送[1,2]が検討されている。マルチホップ伝送では、端末と基地局の間に位置する複数のリレー局を中継して信号伝送を行うことにより、伝搬損失およびシャドウィング損失の影響を低減でき、所要の送信電力を低減することができる。またマルチホップ伝送では、隣接するリレー局から送信された信号と、

隣接するリレー局を飛び越して受信された信号を合成することによって空間ダイバーシチ効果が得られ、さらに伝送品質を改善できる[3]。

しかし、ホップごとにそれぞれタイムスロットを割り当てるマルチホップ伝送ではホップ数の増加に伴い達成しうるスループットの最大値が減少してしまうという問題がある。一方、一定のタイムスロット間隔ごとに連続してパケットを送信する連続パケット伝送では、希望信号と飛び越して受信された信号が干渉(飛び越し干渉と呼ぶ)し、End-to-End ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。

そこで本稿では、周波数割り当て[4]を用いるシングルキャリア(SC)マルチホップ Decode and Forward(DF)伝送について検討する。周波数割り当てを用いるマル

チホップ DF 伝送ではホップごとに異なる周波数を割り当てることにより、飛び越し干渉を防ぎ End-to-End BER を改善することができる。周波数割り当てを用いるマルチホップ DF 伝送を用いた場合の End-to-End BER およびスループットを計算機シミュレーションにより求め、周波数割り当てが飛び越し経路によるダイバーシチを考慮したマルチホップ伝送に与える効果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 章では本稿で仮定しているシステムモデルを述べた後、端末、リレー局および基地局の動作を説明する。第 3 章では信号表現を説明した後、第 4 章において最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE 重みを導出している。第 5 章において利用する周波数割り当て規範を説明する。第 6 章において計算機シミュレーション結果を述べた後、第 7 章にてまとめる。

## 2. システムモデル

本稿では、ダイバーシチおよび周波数割り当てを用いるマルチホップ DF 伝送を仮定している。本稿で仮定している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、端末と基地局の間にリレー局が  $N$  個、等間隔で配置されているものと仮定している。端末-基地局間距離および端末(リレー局)-リレー局間距離をそれぞれ  $D_{BS}$  および  $D$  と表現する。端末およびリレー局は  $T_p$  タイムスロット毎にパケットを送信するものとする。SC-周波数分割マルチアクセス(FDMA)を用いた上りリンク伝送を仮定し、各ホップへの周波数割り当てはサブキャリアマッピングにより実現する。システム帯域内  $N_c$  個のサブキャリアのうち  $M=N_c/F_r$  個のサブキャリアを各ホップにそれぞれ割り当てるものとする。ここで、 $F_r$  は周波数割り当て数である。端末、リレー局および基地局におけるチャネル推定は理想的と仮定している。なお本稿では、簡単のためシャドウィング損失は考慮しない。

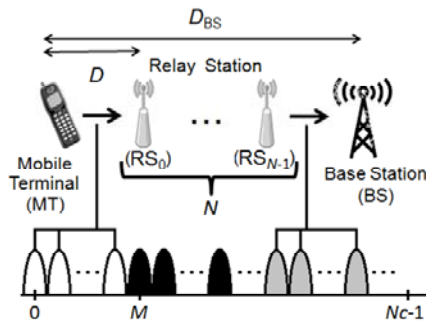


図 1 : システムモデル

## 2.1. 端末構成

端末の送信機構成を図 2 に示す。データ変調後のシンボル系列に  $M$  ポイント離散フーリエ(DFT)変換を適用して周波数領域送信信号に変換する。次いで、周波数領域送信信号を割り当てられたサブキャリアにマッピングする。その後、サブキャリア割り当て後の周波数領域信号に  $N_c$  ポイント逆 DFT(IDFT)を適用して時間領域信号に変換する。最後に、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リフィックス(CP)を挿入して送信する。

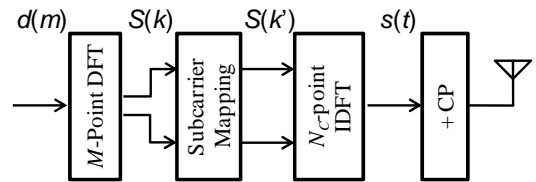


図 2 : MT の送信機構成

## 2.2. リレー局構成

リレー局の送受信機構成を図 3 に示す。リレー局では受信信号から CP を除去した後、 $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換する。隣接するリレー局から送信された信号をサブキャリアデマッピングにより抽出した後、それと過去のタイムスロットで受信した隣接するリレー局を飛び越して受信された信号とを MMSE 規範に基づく FDE(MMSE-FDE)を用いてダイバーシチ合成する。ダイバーシチ合成後の周波数領域信号に  $M$  ポイント IDFT を適用し時間領域信号に変換した後、データ判定を行う。その後、リレー局はデータ判定後のビット系列をデータ変調して送信信号シンボル系列を生成する。そして信号シンボル系列に  $M$  ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換した後、割り当てられたサブキャリアにマッピングする。最後にマッピング後の周波数領域信号に  $N_c$  ポイント IDFT を適用して時間領域信号に変換した後、ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入して送信する。

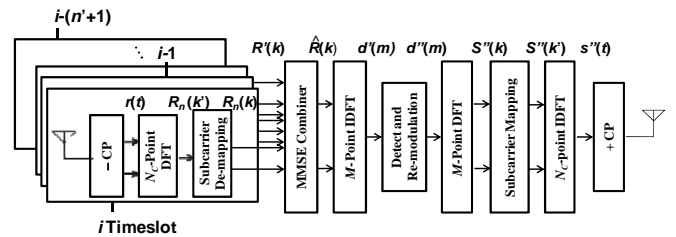


図 3 : リレー局の送受信機構成

### 2.3. 基地局構成

基地局の受信機構成を図4に示す。基地局は、受信信号からCPを除去した後、 $N_c$ ポイントDFTを適用して周波数領域信号に変換する。隣接するリレー局から送信された信号成分をサブキャリアデマッピングにより抽出した後、それと過去のタイムスロットで受信した隣接するリレー局を飛び越えて受信された信号とをMMSE-FDEを用いてダイバーシチ合成を行う。最後にダイバーシチ合成後の周波数領域信号に $M$ ポイントIDFTを適用して時間領域信号に変換した後、データ判定を行う。

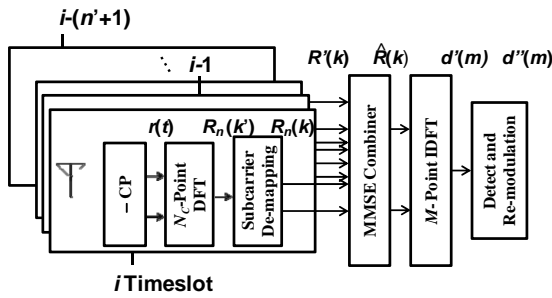


図4：基地局の受信機構成

### 3. 信号表現

以降、離散時間等価低域表現を用いる。なお本稿では簡単のため、リレー局数 $N=3$ 、パケット送信間隔 $T_p=2$ の場合について示す。第 $i$ タイムスロットにおいて端末が $p$ 番目のパケットを送信するものと仮定すると、基地局におけるサブキャリアデマッピング後の周波数領域受信信号 $\{R^{(i)}(k); k=0, \dots, M-1\}$ は次式で表される。

$$R^{(i)}(k) = \sqrt{2P_j D_{j,B}^{-\alpha}} H_{j,B}(k) S^{(p)}(k) + I^{(i)}(k) + \Pi^{(i)}(k) \quad (1)$$

ただし $j=i \bmod 4$ である。また、

$$I^{(i)}(k) = \begin{cases} \sqrt{2P_2 D_{2,B}^{-\alpha}} H_{2,B}(k) S^{(p-1)}(k) & \text{if } i \bmod 4 = 0 \\ \sqrt{2P_3 D_{3,B}^{-\alpha}} H_{3,B}(k) S^{(p-1)}(k) & \text{if } i \bmod 4 = 1 \\ \sqrt{2P_0 D_{0,B}^{-\alpha}} H_{0,B}(k) S^{(p+1)}(k) & \text{if } i \bmod 4 = 2 \\ \sqrt{2P_1 D_{1,B}^{-\alpha}} H_{1,B}(k) S^{(p+1)}(k) & \text{if } i \bmod 4 = 3 \end{cases} \quad (2)$$

ここで、 $P_j$ は第 $j$ 番目のリレー局の送信電力、 $D_{j,B}$ は $j$ 番目のリレー局から基地局までの距離、 $H_{j,B}(k)$ は $j$ 番目のリレー局-基地局間のチャネル利得の第 $k$ 周波数成分、 $S^{(p)}(k)$ は第 $p$ 番目のパケットの第 $k$ 周波数成分である。また、 $\alpha$ は伝搬損失指数を表わす。 $\Pi(k)$ は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。 $N_0$ は片側雑音電力スペクトル密度比である。ここで(1)は以下のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned} R^{(i)}(k) &= \sqrt{2P_j D_{j,B}^{-\alpha}} \left( \frac{D_{j,B}}{D_{BS}} \right)^{-\alpha} H_{j,B}(k) S^{(p)}(k) + I^{(i)}(k) + \Pi^{(i)}(k) \\ &= \sqrt{2\bar{P}_{j,B}} \bar{H}_{j,B}(k) S^{(p)}(k) + I^{(i)}(k) + \Pi^{(i)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

$\bar{P}_{j,B} = P_j D_{j,B}^{-\alpha}$ は端末-基地局間距離で正規化された正規化送信電力であり、 $\bar{H}_{j,B}(k) = \bar{H}_{j,B}(k) \sqrt{(D_{j,B}/D_{BS})^{-\alpha}}$ は伝搬損失を含むチャネル利得である。

基地局は $i'=i-n', \dots, i$ タイムスロットにおいて受信した周波数領域信号をMMSE-FDEを用いてダイバーシチ合成する。ダイバーシチ合成後の周波数領域受信信号 $\{\hat{R}(k); k=0, \dots, M-1\}$ は次式で与えられる。

$$\hat{R}(k) = \sum_{i'=i-n'}^i R^{(i')}(k) \cdot W^{(i')}(k) \quad (4)$$

ただし、 $W^{(i')}(k)$ はMMSE-FDE重みである。FDE後の時間領域受信信号に $M$ ポイントIDFTを適用して時間領域信号に変換した後、データ判定を行う。

### 4. MMSE 重み

平均二乗誤差(MSE) $e$ を以下のように定義する。

$$e = E \left[ \sum_{i'=i-3}^i R^{(i')}(k) \cdot W^{(i')}(k) - S^{(p)}(k) \right]^2 \quad (5)$$

FDE重みは上式で与えられるMSEが最小となるように決定される。 $\partial e / \partial W^{(i)}(k) = 0$ より、MMSE-FDE重みは次式で与えられる。

$$W^{(i)}(k) = \frac{\bar{H}_{i+n',B}^* A^{(i)}}{\sum_{i'=i-n'}^i \frac{|\bar{H}_{i+n',B}(k)|^2}{A^{(i'+n')}} + 1} \quad (6)$$

ただし、

$$A^{(i)} = \begin{cases} |\bar{H}_{2,B}(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1} & \text{if } (i+n') \bmod 4 = 0 \\ |\bar{H}_{3,B}(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1} & \text{if } (i+n') \bmod 4 = 1 \\ |\bar{H}_{0,B}(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1} & \text{if } (i+n') \bmod 4 = 2 \\ |\bar{H}_{1,B}(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1} & \text{if } (i+n') \bmod 4 = 3 \end{cases} \quad (7)$$

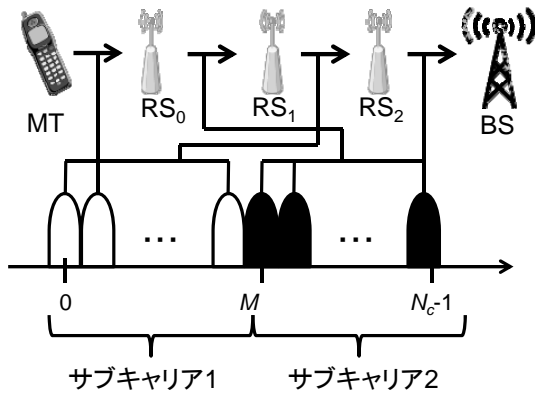
であり、 $(.)^*$ は複素共役および $E_s$ は1シンボルあたりのエネルギーである。

### 5. 周波数割り当て

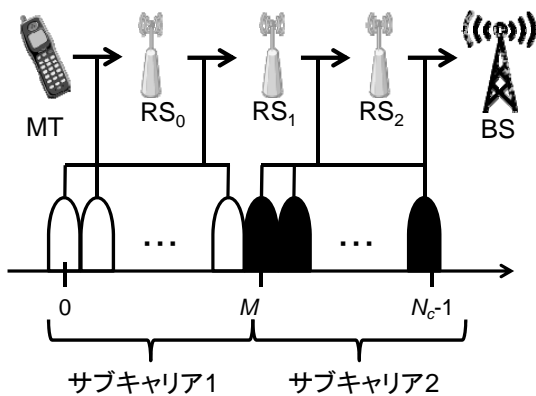
本稿ではリレー局数 $N=3$ 、周波数割り当て数 $F_r=2$ および4の場合における各ホップへの周波数を割り当てについて考える。このとき、周波数を割り当てるホッ

プ数は  $N_h=4$  である.

$F_r=4$  では各ホップにそれぞれ異なる周波数を割り当てる事が出来る一方,  $F_r=2$  の場合は同一周波数を異なるホップで使用する必要がある. そこで, 割り当て規範として, 以下の 2 つを考える. 1 つは, 隣り合うホップで異なる周波数を使用する方式, もう 1 つは, 隣り合うホップで同一の周波数を使用する方式である. 図 5 にそれぞれの周波数割り当て規範を示す.



(a) 隣り合うホップで異なる周波数を使用



(b) 隣り合うホップで同一の周波数を使用  
図 5:  $N=3, F_r=2$  における周波数割り当て

## 6. 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. QPSK データ変調を仮定しており, 総サブキャリア数  $N_c$  を 256 サブキャリアとしている. 一様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, 伝搬損失指数は  $\alpha=3.5$  dB と仮定する. また, 受信機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. 1 通信あたりに要する総送信電力一定の元評価を行っており, 端末, 各リレー局に等しく電力を配分するものとする.

本稿で使用するスループット  $Q$  (bps/Hz) は次式で与えられる

$$Q = \frac{\log_2 Z}{T_e} (1 - PER) \frac{N_c}{N_c + N_g} \cdot \frac{1}{F_r} \quad (8)$$

ここで,  $Z$  は変調多値数を,  $T_e$  は 1 パケット伝送にかかるタイムスロット数を表わす. また  $PER$  はパケット誤り率のことである.

表 1: シミュレーション諸元

Data Modulation	QPSK
Total number of subcarriers	$N_c=256$
CP size	$N_g=16$
Fading type	$L=16$ -path frequency-selective block Rayleigh
Power delay profile	Uniform
Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Number of Users	$U=1$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Channel estimation	Ideal
Frequency reuse factor	$F_r=1 \sim 4$
Number of Relays	$N=3$
Number of hops	$N_h=N+1$
Packet size	$N_x=2048$ (bits)

まず, 飛び越しによるダイバーシチ効果について検証する. 図 6 に周波数割り当てを行わずに単一パケット送信を行った場合の End-to-End 平均 BER を示す. 図 6 において,  $n'$  はダイバーシチに含める経路数を表している. 図 6 より  $n'=2$  で十分なダイバーシチ利得が得られることが分かる. これは, 伝搬損失による受信電力低下の影響で, 距離が離れているリレー局-端末からのダイバーシチ利得が減少するためである.

次に, 周波数割り当てを行わずに連続パケット送信を行った場合の特性を図 7 に示す. 図 7 より  $n'=1$  でエラーフロアが発生していることが分かる. これは飛び越し干渉によって信号対干渉雑音電力比 (SINR) が大幅に劣化するためである. また図 7 より, 飛び越しを利用したダイバーシチを行うことによって BER 特性を改善できることが分かる. しかしながら, 飛び越し干渉がない場合と比較すると劣化が大きい.  $BER=10^{-4}$  を達成するための所要送信電力で比較すると, 飛び越し干渉によって所要送信電力が約 4dB 増大することが分かる.

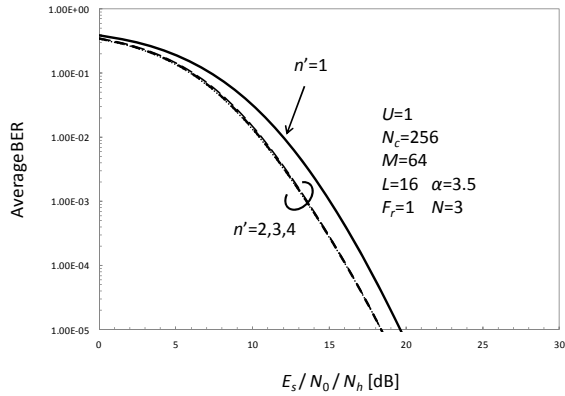


図 6 : 飛び越しによるダイバーシチ効果

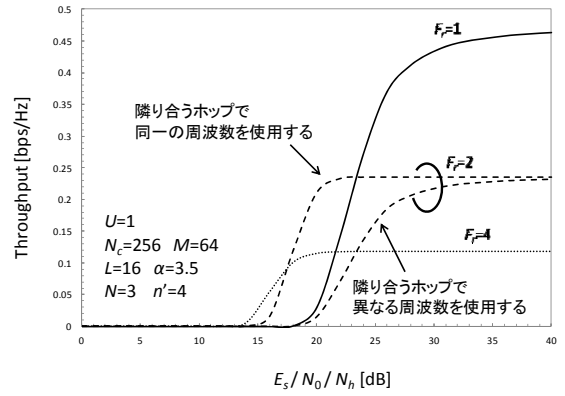


図 8 : 周波数割り当てによるスループット比較

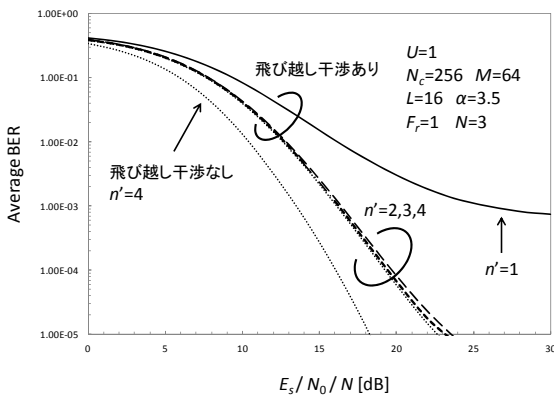


図 7 : 飛び越し干渉の影響

周波数割り当てを適用した場合のスループット特性を図 8 に示す. 図 8 より, 周波数割り当て数  $F_r=2$ , において隣り合うホップで異なる周波数を使用の場合, スループットがほとんど改善されていない. これは  $T_p=2$  の 2 タイムスロット毎の packet 送信間隔であることにより, 飛び越し干渉が希望信号と同じ周波数を割り当てられるためである. 一方, 周波数割り当て数  $F_r=2$  において, 隣り合うホップで同一の周波数を使用する場合, 低 SNR 領域におけるスループットを改善することができる. これは飛び越し干渉と希望信号にそれぞれ異なるサブキャリアが割り当てられたためである. 例えば所要スループットが  $0.2(\text{bps}/\text{Hz})$  のとき, 周波数割り当て数  $F_r=2$  とし, 隣り合うホップで同一の周波数割り当ての場合, 周波数割り当てを行わない場合 ( $F_r=1$ ) と比べ, 所要送信電力を約 3dB 低減できる.

## 7. むすび

本稿では飛び越し干渉が発生する上りリンクマルチホップ DF 伝送に周波数割り当てを適用したときのスループット特性を明らかにした. また, 計算機シミュレーションにより, 周波数割り当て数  $F_r=2$  とすること比べ,  $0.2\text{bps}/\text{Hz}$  を達成するための所要送信電力を約 3dB 低減できることを明らかにした.

## 文 献

- [1] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, and D. D. Falconer, G. P. Fettweis, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," IEEE Commun. Mag., Vol.42, No.9, pp.80-89, Sept. 2004.
- [2] T.Otsu, Y.AburaKawa and Y.Yamao, "Multi-hop wireless link system for new generation mobile radio access networks," IEICE Trans. Commun., Vol. E85-B, No.8, pp.1542-1551, Aug. 2002.
- [3] J. Boyer, D. D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "Multihop diversity in wireless relaying channels," IEEE Trans. Commun., Vol. 52, No.10, pp.1820-1830, Oct. 2004.
- [4] Y. Furuya and Y. Akaiwa, "Channel segregation, a distributed adaptive channel allocation scheme for mobile communication systems," IEICE Trans. Commun., Vol.E74-B, No.6, pp.1531-1537, June 1991.