

マルチホップ技術と MIMO 技術を融合した分散マルチユーザ仮想中継局 (VRS) ネットワークにおけるリソース割当法の研究

代表研究者 工藤 栄 亮 東北大学大学院工学研究科准教授
 共同研究者 安達 文 幸 東北大学大学院工学研究科教授

1 まえがき

第3世代の移動通信システム IMT-2000 は十数 Mbit/s の伝送能力を有している。しかしながら、インターネットの普及が進み、リッチなコンテンツが広く流通するようになれば、やがて IMT-2000 の伝送速度でさえ不十分となり、100Mbit/s~1Gbit/s 程度のピーク伝送速度が要求されると見られている。第4世代移動通信システムでは、このような超高速無線サービスの提供が求められている[1-1]。ところが、超高速無線サービスを実現するには送信電力の増大という課題を克服しなければならない。これを解決する効果的な方法のひとつはマルチホップ通信を適用することである[1-2]~[1-4]。

これまでに我々は送信電力の増加を抑えつつ100 Mbit/sクラスの超高速伝送可能な無線ネットワークを構築する方法としてマルチホップバーチャルセルラネットワーク (マルチホップ VCN) を提案してきた[1-5], [1-6]。図 1.1 にマルチホップ VCN の構成を示す。バーチャルセル (VC) は多数の分散配置された無線ポート (WP) から構成される仮想的なセルであり、複数の WP が協調してあたかも1つのセルのように動作する。移動端末 (MT) から送信された信号は、VC 内の複数の WP で受信できる。したがって、サイトダイバーシチ効果が得られるため、MT の送信電力および WP の送信電力を従来のセルラネットワーク (CN) より大幅に低減できる。現行セルラネットワーク (CN) からの移行の第1段階は、WP 間の転送を行わない、MT-WP-中央無線ポート (CP) の2ホップに限定させた2ホップ VCN の導入であると考えられる。

ところで、各 WP と各移動端末を分散配置されたアンテナとみなせば、マルチホップ通信にマルチユーザ MIMO (Multi Input Multi Output) 技術を適用することができる。ここで、同時に MT と通信を行っている複数の WP を仮想中継局 (VRS) とよぶ。本研究では、最も基本的なネットワーク構成である VRS を構成する WP 数が1局の場合の2ホップ VCN について、リソース割り当て法の検討を行う。まず、直交周波数分割多元接続 (OFDMA) を適用した2ホップ VCN におけるサブキャリア割り当て法について検討し、さらに、直接拡散符号分割多元接続 (DS-SS) を適用した場合と比較する。また、パケット無線ネットワークの評価尺度として周波数再利用距離、スループットがある。理想的な送信電力制御を仮定したときの、2ホップ VCN の周波数再利用距離とスループットの関係性を求め、1ホップ CN の場合と比較する。さらに、スループット特性は再送制御法にも密接に関係するので、End-to-end で再送制御を行った場合と、リンクごとに再送制御を行った場合のスループット特性についても比較する。

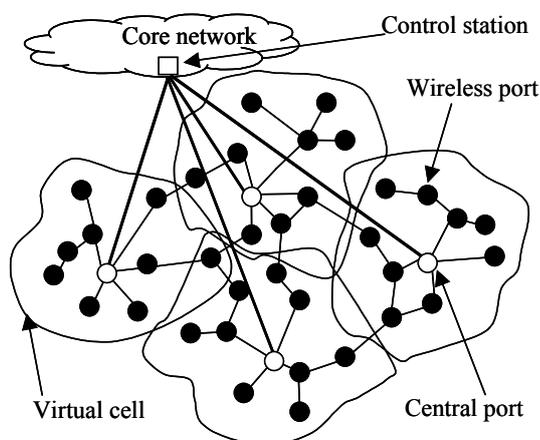


図 1.1 マルチホップバーチャルセルラネットワーク (マルチホップ VCN)

参考文献

- [1-1] F. Adachi, "Wireless Past and Future-Evolving Mobile Communication Systems", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, no.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [1-2] I. F. Akyildiz and X. Wang, "A survey on wireless mesh networks," IEEE Commun. Mag., vol.43, no.9, pp.523-530, Sept. 2005.
- [1-3] R. Pabst, etc., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," IEEE Commun. Mag., vol.42, no.9, pp.80-89, Sept. 2004.
- [1-4] 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.
- [1-5] E. Kudoh and F. Adachi, "Power and frequency efficient multi-hop virtual cellular concept," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No.4, pp.1613-1621, April 2005.
- [1-6] E. Kudoh and F. Adachi, "Distributed dynamic channel assignment for a multi-hop DS-CDMA virtual cellular network," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No.6, pp.2525-2531, June 2005.

2 チャンネル割り当て法

2.1 2ホップ OFDMA VCN におけるサブキャリア割り当て法

2.1.1 まえがき

VCN では WP における送受信に同一の周波数（以下，チャンネルと呼ぶ）を用いると干渉を生じてしまうことから，送受信に異なるチャンネルを用いる必要がある．したがって，各マルチホップリンクに割り当てるチャンネルを決定するチャンネル割り当てが重要な課題となる．

我々は，利用可能な周波数帯域を複数の狭帯域チャンネルに分割する，帯域分割 DS-CDMA VCN におけるマルチホップチャンネル割り当てについて検討してきた[2-1-1]，[2-1-2]，[2-1-3]．DS-CDMA では異なる拡散符号を割り当てることで，VC 内で同一チャンネルを再利用できるものの，近接の WP から処理利得では低減しきれないほどの大きな干渉を受けてしまう場合がある．そこで，本節では VCN に OFDMA を適用し，各リンクに OFDMA の一部の直交サブキャリア群を割り当てることを考える．OFDMA では，異なるサブキャリアを割り当てることで隣接 WP からの干渉を避けることが可能である．

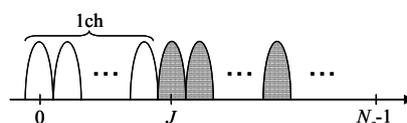
本節では，下りリンク伝送を対象としている．複数のサブキャリアで一つのチャンネルを構成し，各リンクに受信信号対干渉+雑音電力比（SINR）に基づくチャンネル割り当てを行う，下りリンク 2ホップ OFDMA VCN について検討する．ブロック型[2-1-4]，等間隔型[2-1-4]，適応型チャンネル構成法を用いたときのシャノンのチャンネル容量を数値計算手法により求めている．

本節の構成は以下のようになっている．2.1.2 節では，下りリンク 2ホップ OFDMA VCN について述べる．まず，本節で用いるチャンネル構成法について述べ，次いでサブキャリア割り当て法とルーティングアルゴリズムについて述べる．2.1.3 節では，数値計算手法によりチャンネル容量を求める．まず，ブロック型，等間隔型，適応型チャンネル構成法のチャンネル容量を比較し，次いで，2ホップ VCN と 1ホップ CN の比較を行う．

2.1.2 2ホップ OFDMA VCN

2.1.2.1 チャンネル構成法

複数サブキャリアで一つのチャンネルを構成する．本論文では図 2.1.1 に示すようなブロック型，等間隔型，適応型チャンネル構成法について検討している．まず，ブロック型では，隣接する複数のサブキャリアでチャンネルを構成する．次に，等間隔型では，等間隔サブキャリアでチャンネルを構成する．そして，適応型では，各チャンネルを構成するサブキャリアは固定せず，伝搬路状態に応じて適応的にサブキャリアを割り当てる．



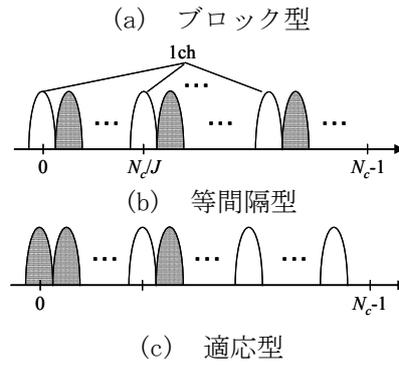


図 2.1.1 チャンネル構成法

2.1.2.2 サブキャリア割当て法

2.1.2.2.1 ブロック型，等間隔型におけるチャンネル割当て

ブロック型，等間隔型ではチャンネル単位の割当てを行う．パイロット信号を用いてサブキャリアごとの受信 SINR を測定し，図 2.1.2 に示す WP-MT 間のユーザリンク，CP-WP 間のマルチホップリンクの各リンクにチャンネル容量が最大となるチャンネルを割当てる．ただし，WP における送受信に同一のサブキャリアを用いると大きな干渉を生じるため，図 2.1.3(a) に示すように送受信において同一のサブキャリアは使用しない．さらに，ある WP から複数 MT への送信に同一のサブキャリアを用いると，互いに大きな干渉となるため，同図(b) のように同一のサブキャリアは割当てないものとする．今， N_c 個のサブキャリアがあるとし， J 個のサブキャリアで一つのチャンネルを構成するものと仮定する．第 c 番目のチャンネルを，構成するサブキャリア番号を要素とする列ベクトル $\mathbf{c}_c = [c(0), c(1), \dots, c(J-1)]^T$ で表すものとする，ブロック型におけるチャンネルベクトル \mathbf{c}_c は以下のように表せる．

$$\mathbf{c}_c = [cJ, cJ+1, \dots, cJ+J-1]^T \quad (2.1.1)$$

同様に，等間隔型では

$$\mathbf{c}_c = [c, N_c/J+c, \dots, (J-1)N_c/J+c]^T \quad (2.1.2)$$

となる．このとき，割当てるチャンネルベクトル $\mathbf{c}_{\text{assign}}$ は以下のように表せる．

$$\mathbf{c}_{\text{assign}} = \arg \max_{\mathbf{c} \in \{0, \dots, N_c/J-1\}} \{C(\mathbf{c}_c)\} \quad (2.1.3)$$

ここで， N_c/J は総チャンネル数， $C(\mathbf{c}_c)$ は第 c チャンネルのチャンネル容量であり，次式で与えられる [2-1-5]．

$$C(\mathbf{c}_c) = \sum_{k=0}^{J-1} \log_2(1 + \gamma_{c(k)}) \quad (2.1.4)$$

ただし， $\gamma_{c(k)}$ は第 c チャンネル第 k サブキャリアの受信 SINR である．

移動無線伝搬路は，距離に依存する伝搬損失，対数正規分布に従うシャドウイング損失及びマルチパスフェージングで特徴付けられる．本節では，マルチパスフェージングは遅延時間の異なる L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングであるとする． i 番目の WP から送信された信号の j 番目の MT での受信 SINR は次式で表される．

$$\gamma_{c(k)} = \frac{P_t r_{i-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i-j}/10} |H_{i-j}(c(k))|^2}{N + \sum_{\substack{m \\ m \neq i}} P_t r_{m-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{m-j}/10} |H_{m-j}(c(k))|^2} \quad (2.1.5)$$

ここで， P_t は送信電力， α は伝搬損失指数， r_{i-j} ， η_{i-j} はそれぞれ $i-j$ 間の距離及びシャドウイング損失，

$H_{i-j}(c(k))$ は $i-j$ 間の第 c チャンネル第 k サブキャリアにおけるフェージングチャンネル利得, N は雑音電力である. 分母第二項は同一サブキャリアを用いる WP からの干渉成分を表している. 受信 SINR $\gamma_{c(k)}$ が $\gamma_{c(k)} \gg 1$ のとき, (2.1.4)式は以下のように近似できる.

$$C(c_c) \approx J \log_2 \left(\prod_{k=0}^{J-1} \gamma_{c(k)} \right)^{1/J} \quad \text{if } \gamma_{c(k)} \gg 1 \quad (2.1.6)$$

したがって, 上記の割当て法は $\gamma_{c(k)} \gg 1$ のときには, チャンネルを構成するサブキャリアの SINR の幾何平均が最大となるチャンネルを割当てることと等価である.

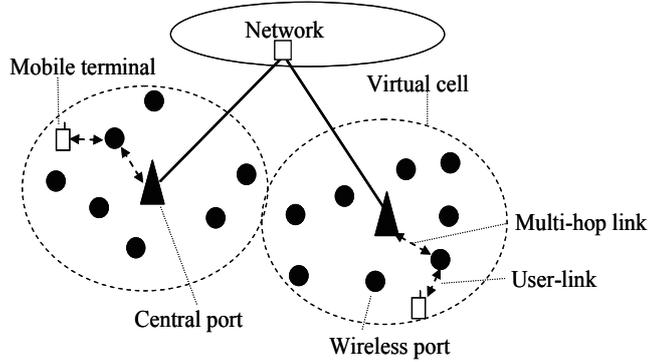
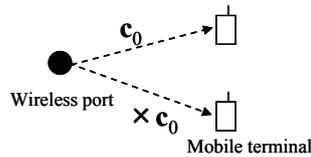


図 2.1.2 2 ホップ VCN の構成



(a) 送受信サブキャリアにおける条件



(b) 複数リンクへの送信における条件

図 2.1.3 割当てサブキャリアの制限

2.1.2.2.2 適応型におけるサブキャリア割当て

適応型ではサブキャリア単位の割当てを行う. 割当て可能なサブキャリアの中で, SINR の大きい順に J 個のサブキャリアを割当てる. 以下に例を示す. $N_c=8, J=2$ とし, 図 2.1.4 に示す WP と MT のリンクへのサブキャリア割当てを考える. 図 2.1.4 のように MT における瞬時受信 SINR が得られたとすると, 利用可能なサブキャリア, すなわち WP における受信及び他の MT への送信に割当てられていないサブキャリアの中で, SINR の大きい方から順に $J=2$ 個のサブキャリア, #2 と #7 が割当てられる.

以上のように, SINR に基づくサブキャリア割当てを行うことで, 他の WP からの干渉を避けることが出来る.

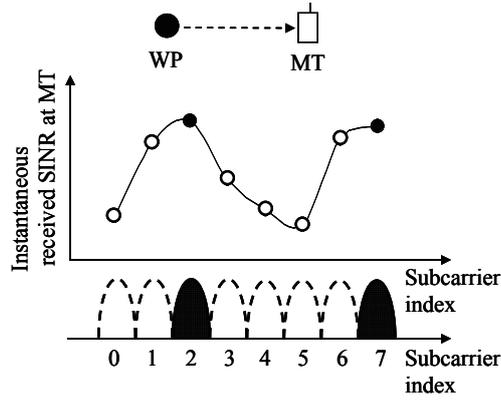


図 2.1.4 適応型のサブキャリア割当て例

2.1.2.3 ルーティングアルゴリズム

本節では、短区間平均総送信電力最小化に基づく WP 選択を用いる [2-1-6]. すなわち、各 MT は、WP における受信電力及び MT における短区間平均受信電力をターゲット値とするための、CP の送信電力及び WP の平均送信電力の和（これを短区間平均総送信電力と呼ぶ）を最小とする WP を選択する. CP から送信された信号の WP# n における N_c 個のサブキャリアの受信電力の総和 $P_{r,n}$ は WP, CP が固定されていることから、以下のように表せる.

$$P_{r,n} = P_t r_{CP-n}^{-\alpha} 10^{-\eta_{CP-n}/10} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{CP-n}(k)|^2 \quad (2.1.7)$$

また、MT における WP# n からの信号の短区間平均受信電力 $P_{r,MT}$ は

$$P_{r,MT} = N_c P_t r_{n-MT}^{-\alpha} 10^{-\eta_{n-MT}/10} \quad (2.1.8)$$

と表せる. ここで、WP# n 及び MT における受信電力をターゲット値 P_{target} とするときの（すなわち、 $P_{r,n} = P_{r,MT} = P_{\text{target}}$ ）、CP 及び WP# n の送信電力をそれぞれ P_t^{CP-n} 、 P_t^{n-MT} とする. P_t^{CP-n} と P_t^{n-MT} の和、すなわち短区間平均総送信電力が最小となる WP を選択する. したがって、選択する WP を WP# m とすると、 m は以下のようになる.

$$m = \arg \min_n \left\{ \frac{P_{\text{target}}}{r_{CP-n}^{-\alpha} 10^{-\eta_{CP-n}/10} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{CP-n}(k)|^2} + \frac{P_{\text{target}}}{N_c r_{n-MT}^{-\alpha} 10^{-\eta_{n-MT}/10}} \right\} \quad (2.1.9)$$

$$= \arg \min_n \{ P_t^{CP-n} + P_t^{n-MT} \}$$

ただし、これらの送信電力は WP 選択を行うための基準として用いる送信電力であり、実際の送信電力は送信電力制御の方法によって異なる.

2.1.3 数値計算

2.1.3.1 数値計算条件

2.1.2 節にて述べた 3 種のチャネル構成法を用い、各リンクにチャネル割当てを行ったときのシャノンのチャネル容量を数値計算手法により求めた. ただし、2 ホップ VCN では、ユーザのチャネル容量は経路上のユーザリンク、マルチホップリンクのうち、最小のチャネル容量で決定される. すなわち、第 u ユーザのユーザリンク、マルチホップリンクに割当てられたチャネルベクトルをそれぞれ、 \mathbf{c}_{u-link}^u 、 $\mathbf{c}_{MT-link}^u$ とすると、第 u ユーザのチャネル容量 C_u は

$$C_u = \min\{C(\mathbf{c}_{u-link}^u), C(\mathbf{c}_{MH-link}^u)\} \quad (2.1.10)$$

となる[2-1-6].

正六角形の VC を仮定し, 第 2 隣接 VC までの干渉 (19 個の VC) を考慮した. 各 VC に $K=20$ の WP をランダムに配置する. ただし, CP はセル中心に配置する. サブキャリアの総数 $N_c=64$, 1 チャンネル当りのサブキャリア数 $J=4$ とした. また, 伝搬損失指数 $\alpha=3.5$, シェドウイング標準偏差 $\sigma=6$ dB, $L=16$ パスから構成される等平均電力遅延プロファイルの周波数選択性レイリーフェージングを仮定している. ただし, 通話中時間変動しない準静的フェージングを仮定する. また, セル端におけるユーザの長期間平均受信 SNR を $\text{SNR}=10$ dB としている. ただし, 2 ホップ VCN では 1 ホップ通信時と総送信電力を等しくするため, 各 WP は 1 ホップ CN における基地局の 1/2 の送信電力で送信するものとする.

2.1.3.2 数値計算結果

図 2.1.5 に総チャンネル数 N_c/J で正規化したセル当りのユーザ数に対するユーザ当りのエルゴードチャンネル容量を示す. まず, ブロック型, 等間隔型, 適応型チャンネル構成法のチャンネル容量を比較する. 図 2.1.5 より, 適応型が最もチャンネル容量を大きくでき, 次いでブロック型, 等間隔型の順になっていることがわかる. ブロック型では, 大きな SINR を有する多数のサブキャリアから構成されるチャンネルを割当てることが可能である. しかし, その他のチャンネルの中に, 割当てられたサブキャリアよりも大きい SINR を有するサブキャリアが存在する場合がある. 等間隔型では, 割当てられたチャンネルの中の一部のサブキャリアは SINR が小さい場合がある. 一方, 適応型では, チャンネルを構成するサブキャリアが固定されておらず, 利用可能なサブキャリアの中で SINR が最大となるサブキャリアを常に割当てる. そのため, チャンネル容量を大きくすることが可能である.

次に 2 ホップ VCN と 1 ホップ CN の比較を行う. まず, 同一総送信電力において比較する. 図 2.1.5 より, 2 ホップ VCN が 1 ホップ CN に比べチャンネル容量を大きくできることがわかる. 図 2.1.6 にチャンネル割当ての失敗率を示す. ここで, チャンネル割当ての失敗率は利用可能なサブキャリアがない確率を表す. また, このとき当該ユーザのチャンネル容量は 0 としている. 図 2.1.6 より, チャンネル割当て失敗率は 2 ホップ VCN と 1 ホップ CN でほとんど差がないことがわかる. 以下では, 適応型チャンネル構成法を用いたときの結果を示す. 図 2.1.7 にユーザ当りのチャンネル容量の累積分布を示す. ここで, $U/(N_c/J)=0.25$ である. 図 2.1.7 にて示されるように, 2 ホップ VCN は 1 ホップ CN に比べチャンネル容量が小さくなる確率を低減することが可能である. したがって, 図 2.1.5 において大きなエルゴードチャンネル容量が得られている. これは, 1 ホップ CN では基地局から距離の離れたセル境界付近のユーザは, 受信電力が大きく減衰しチャンネル容量が低下してしまうのに対し, 2 ホップ VCN ではマルチホップ通信の効果により, セル境界付近のユーザの受信電力を改善できるためである.

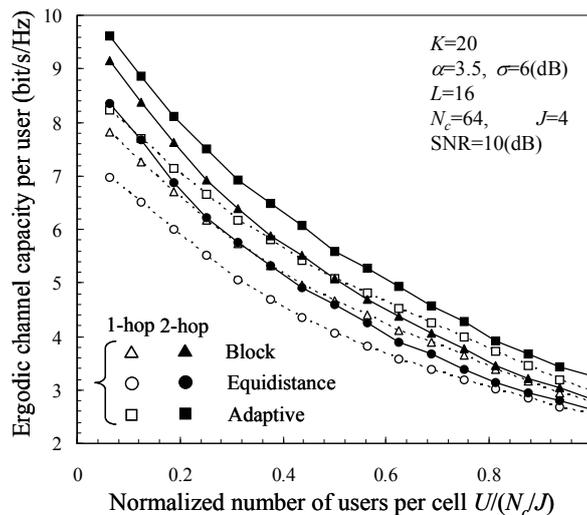


図 2.1.5 チャンネル容量

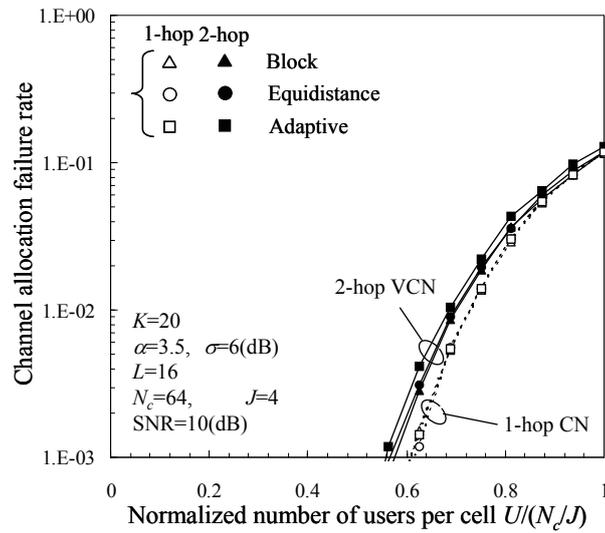


図 2.1.6 チャンネル割当て失敗率

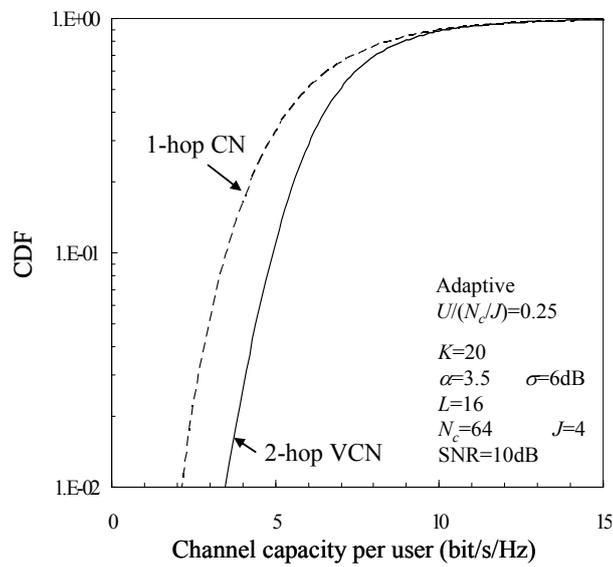


図 2.1.7 チャンネル容量の累積分布

次に、2ホップ VCN の送信電力低減効果について考察する。図 2.1.8 に、1ホップ通信時の送信電力 P_{1hop} で正規化した2ホップ VCN の総送信電力 P_{total}/P_{1hop} に対するエルゴードチャンネル容量を示す。ここで、 P_{total} は CP, WP における送信電力の和であり、CP, WP における送信電力をそれぞれ、 P_{CP} , P_{WP} とすると

$$P_{total} = P_{CP} + P_{WP} \quad (2.1.11)$$

となる。ただし、本論文では $P_{CP} = P_{WP}$ としている。ここで、1ホップ時の送信電力 P_{1hop} は図 2.1.5~7 と同様に、セル端における長区間平均受信 SNR が 10dB となる送信電力である。図 2.1.8 より、1ホップ CN と同等のエルゴードチャンネル容量を得るためには、2ホップ VCN では 6dB から 8dB 程度総送信電力を低減可能であることがわかる。図 2.1.9 に総送信電力を変化させたときのチャンネル容量の累積分布を示す。累積分布 0.1 を満たすチャンネル容量を比較すると、2ホップ VCN は正規化総送信電力が -10dB においても、1ホップ CN とほぼ同等のチャンネル容量を達成できることがわかる。

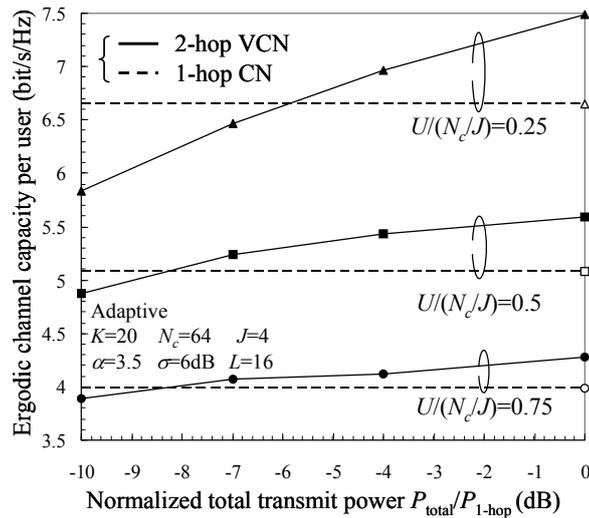


図 2.1.8 正規化総送信電力に対するチャンネル容量

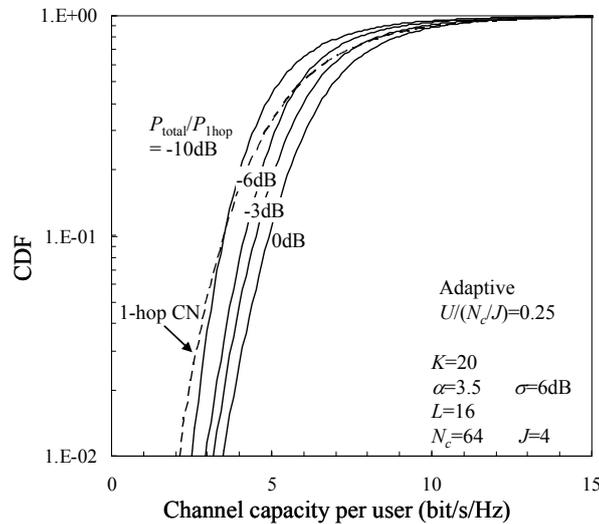


図 2.1.9 2ホップ VCN の総送信電力を減少した場合のチャンネル容量の累積分布

2.1.4 むすび

本節では、下りリンク 2 ホップ OFDMA VCN におけるチャンネル構成法について検討した。数値計算手法によりシャノンのチャンネル容量を求め、適応型チャンネル構成法がブロック型、等間隔型に比べ、チャンネル容量を大きく出来ることを示した。また、2 ホップ VCN と 1 ホップ CN の比較を行い、1 ホップ CN と同等の平均チャンネル容量を達成するには、2 ホップ VCN では 1 ホップ CN に比べ総送信電力を 6~8dB 程度低減可能であることを示した。

参考文献

- [2-1-1] E. Kudoh and F. Adachi, "Distributed dynamic channel assignment for multi-hop DS-CDMA virtual cellular network," IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, no.6, pp.2525-2531, June 2005.
- [2-1-2] L.Soundous, E. Kudoh and F. Adachi, "Blocking probability of a DS-CDMA multi-hop virtual cellular network," IEICE Trans. Commun., vol.E89-A, no.7, pp.1878-1883, July 2006.
- [2-1-3] 石田仁志, エル アラミ ラッラ スンドウス, 工藤栄亮, 安達文幸, "2ホップバーチャルセルラネットワークにおける呼損率特性," 信学技報, RCS2006-266, pp.127-130, 2007 年 3 月
- [2-1-4] 馬場崇, 小畑晴香, 三瓶政一, 森永規彦, "OFDMA/TDD システムにおけるグループ制御型周波数領域スケジューリングに関する検討," 信学技報, RCS2005-212, 2006 年 3 月
- [2-1-5] J.G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.

[2-1-6] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, G.W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Info. Theory, vol.50 pp.3062-3080, Dec. 2004.

2.2 2ホップ OFDMA VCN と 2ホップ DS-CDMA VCN のチャンネル容量比較

2.2.1 まえがき

次世代移動無線ネットワークの実現に向けて、VCN が提案されている[2-2-1]. 本節では、複数の直交サブキャリアを割当てる OFDMA 及び帯域分割した周波数チャンネルを割当てる DS-CDMA における下りリンク 2ホップ VCN のチャンネル容量を比較・検討している.

2.2.2 チャンネル割当て法

OFDMA では、総サブキャリア数を N_c , 1 リンク当りのサブキャリア数を J とし、利用可能なサブキャリアの中で受信 SINR の大きい順に J 個のサブキャリアを割当てる[2-2-2].

DS-CDMA では、利用可能な周波数帯域を CH 個の周波数チャンネル(以後、チャンネルと呼ぶ)に分割し、1チャンネル当り SF 個のコードチャンネルを考える. そして、利用可能なチャンネルの中で受信 SINR が最大となるチャンネルを割当てる[2-2-3]. ただし、同じ無線ポート(WP)の送受信に同一のサブキャリア(又はチャンネル)は割当てないものとする.

2.2.3 SINR の数式表現

OFDMA では、第 i WP から送信され、第 j MT で受信された信号の第 k サブキャリアにおける受信 SINR $\gamma(k)$ は次式で表せる.

$$\gamma(k) = \frac{P_i r_{i-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i-j}/10} |H_{i-j}(k)|^2}{N + \sum_{m, m \neq i} P_m r_{m-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{m-j}/10} |H_{m-j}(k)|^2} \quad (2.2.1)$$

ここで、 P_i は送信電力、 α は伝搬損失指数、 r_{i-j} , η_{i-j} , $H_{i-j}(k)$ はそれぞれ第 i WP と第 j MT 間の距離、シャドウイング損失及び第 k サブキャリアにおけるチャンネル利得、 N は雑音電力である. なお、分母第二項は第 k サブキャリアで送信している第 m WP からの干渉電力を表す.

同様に DS-CDMA では第 j MT における第 c チャンネルの受信 SINR $\gamma(c)$ は、理想 Rake 合成を仮定すると次式のように表せる.

$$\gamma(c) = \frac{\sum_{l=0}^{L_{ch}-1} P_i r_{i-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i-j}/10} |h_{i-j,c}(l)|^2}{N + \frac{U_i}{SF} P_i r_{i-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{i-j}/10} \left(\sum_{l=0}^{L_{ch}-1} |h_{i-j,c}(l)|^2 - |h_{i-j,c}(l)|^2 \right) + \frac{1}{SF} \sum_{m, m \neq i} U_m P_m r_{m-j}^{-\alpha} 10^{-\eta_{m-j}/10} \sum_{l=0}^{L_{ch}-1} |h_{m-j,c}(l)|^2} \quad (2.2.2)$$

ただし、 L_{ch} はチャンネル当りのパス数であり、 $CH=1$ のときのパス数を L とすると $L_{ch}=L/CH$ である. SF はチャンネル当りの拡散率、 U_i は第 i WP の送信コードチャンネル数、 $h_{i-j,c}(l)$ は第 c チャンネルにおける第 i WP と第 j MT 間の第 l パスの複素パス利得である. 分母第二項はパス間干渉(IPI)、第三項は第 c チャンネルで送信している第 m WP からの干渉である.

2.2.4 数値計算

2.2.2 節にて述べたチャンネル割当て法を用いたときのシャノンのチャンネル容量を数値計算手法により求めた. チャンネル容量 C は OFDMA 及び DS-CDMA において次式で与えられる.

$$C = \begin{cases} \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{J-1} \log_2(1 + \gamma(n_u)) & \text{OFDMA} \\ \frac{1}{SF \cdot CH} \log_2(1 + \gamma(c_u)) & \text{DS-CDMA} \end{cases} \quad (2.2.3)$$

ここで、 n_u , c_u はそれぞれ第 u ユーザに割当てられた第 n 番目のサブキャリア及びチャンネルを表す. また、2ホップ VCN のチャンネル容量は中央無線ポート(CP)-WP 間と WP-MT 間の 2 つのリンクの内、最小のチャンネル容量で決定される[2-2-4]. ただし、利用可能なサブキャリア(又はチャンネル)がない場合、当該ユーザのチャンネル容量は 0 とする.

図 2.2.1 に $N_c J$ 及び $SF \cdot CH$ で正規化した VC 当りのユーザ数対ユーザ当りの平均チャンネル容量を、図 2.2.2 にチャンネル容量の累積分布が 0.1 となるチャンネル容量を示す。ただし、第二隣接 VC までの干渉(19 個の VC)を考慮し、VC 当りの WP 数 $K=20$ 、 $\alpha=3.5$ 、シャドウイング損失標準偏差 $\sigma=6\text{dB}$ 、 $L=16$ とした。また、送信電力を、セル端における平均受信 SNR が $SNR=10\text{dB}$ となる値とした。ただし、2 ホップ通信時は総送信電力 (CP と WP の送信電力の和) が 1 ホップ時と等しくなるようにしている。OFDMA では $N_c=64$ 、 $J=4$ であるとし、DS-CDMA では $SF=16/CH$ 、式(2.2.2)における IPI は完全にキャンセルできるものと仮定した。また、平均総送信電力最小化に基づくルーティング[2-2-2]を用いている。図 2.2.1 及び 2.2.2 より、DS-CDMA ではチャンネル数 CH が大きいほどチャンネル容量が大きくなることわかる。これは、 CH が大きいほど干渉を避けてチャンネルを割当てることができる確率が大きくなるからである。また、OFDMA のチャンネル容量は DS-CDMA より大きい。これは、OFDMA ではサブキャリアごとの割当てを行うことで、利用可能な周波数帯域をよりきめ細かくチャンネル状態に応じて割当てることができるからである。

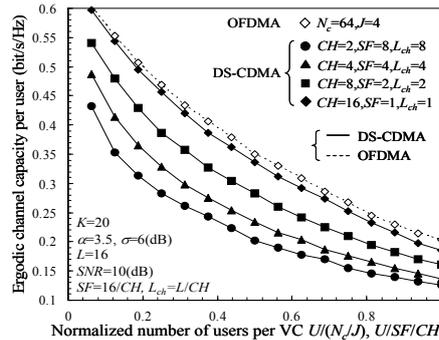


図 2.2.1 平均チャンネル容量

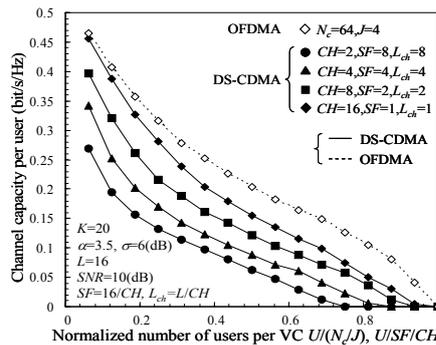


図 2.2.2 累積分布 0.1 となるチャンネル容量

2.2.5 むすび

本節では、下りリンク 2 ホップ VCN における OFDMA と DS-CDMA のチャンネル容量を比較し、OFDMA が DS-CDMA より大きなチャンネル容量を与えることを示した。

参考文献

- [2-2-1] E. Kudoh and F. Adachi, IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.6, pp.2525-2531, June 2005.
- [2-2-2] 石田, 工藤, 安達, 信学技報, RCS2007-119, pp.43-48, 2007 年 12 月.
- [2-2-3] 石田, スンドゥス, 工藤, 安達, 信学技報, RCS2006-266, pp.127-130, 2007 年 3 月.
- [2-2-4] J.N. Laneman, et.al., IEEE Trans. Info. Theory, Vol.50, pp.3062-3080, Dec. 2004.

3 周波数再利用距離とスループット

3.1 2 ホップ VCN における周波数再利用距離

3.1.1 まえがき

マルチホップ通信では、転送によって遅延時間が増大することから、1 ホップ CN に比べ、スループットの低下が懸念される。我々は、これまで、2 ホップ VCN を対象とし、再送制御法として、End-to-end (MT-CP 間) で Selective repeat (SR) [3-1-1]~[3-1-3]を適用したときのスループット特性を理論的に明らかにし、

シングルホップ CN の特性と比較してきた。その結果，送信パケット数が多く，パケット誤り率が小さい場合には，従来の 1 ホップ CN とほぼ同等のスループット特性が得られることを明らかにしてきた [3-1-4]。

マルチホップ通信を適用すると送受信局間距離を短くできるので，送信電力を低減できる。送信電力を低減できれば，他の通信への干渉も低減できるので，周波数再利用距離を短くできることが期待される。そこで，本節では，2 ホップ VCN における周波数再利用距離とスループットの関係を明らかにする。本節の構成は以下のようになっている。第 3.1.2 節で，2 ホップ VCN のスループット特性の理論式を示す。第 3.1.3 節で，2 ホップ VCN と 1 ホップ CN の周波数再利用距離を導出する。第 3.1.4 節は数値計算結果を示す。第 3.1.5 節はむすびである。

3.1.2 スループット

パケット長が M ビットの J 個のパケットを送信することを考える。 $(MJ$ ビット) / (パケットを送信開始してから，受信側で全てのパケットを受信したことを送信側で確認できたときまでにかかる平均時間) をスループットと定義する。パケット通信では再送制御が不可欠である。End-to-end (MT-CP 間) で SR 型の再送制御を用いるものとする。SR 型再送制御では，誤りのあったパケットのみを選択的に再送要求する [3-1-2]。図 3.1.2 に SR 型 ARQ を適用したときの 2 ホップ VCN におけるパケット通信の例を示す。図 3.1.2 において， T はデータパケット長， T_d は Nak パケット長， τ_g はデータパケットの送信時間間隔， τ_{rd} は WP において，MT からパケットを受信し終わってから CP へパケットを送信開始するまでにかかる時間， τ_{ra} は WP において，CP からの Nak パケットを受信終わってから MT へ Nak パケットを送信開始するまでに要する時間である。もしも， $T \gg \tau_{rd}, \tau_{ra}, \tau_d, \tau_g$ であれば，2 ホップ VCN のスループット S_{2hop} は次式で表される [3-1-4]。

$$S_{2hop} = \frac{M}{T} \cdot \frac{(1-p)^2}{1 + \frac{(1-p)^2}{J} \left(1 + \frac{T_d}{T}\right)} \quad (3.1.1)$$

ここで， p は各リンクの平均パケット誤り率である。一方，1 ホップ CN の場合のスループット S_{1hop} は次式で表される。

$$S_{1hop} = \frac{M}{T} \cdot \frac{1-p}{1 + \frac{T_d}{T} \cdot \frac{1-p}{J}} \quad (3.1.2)$$

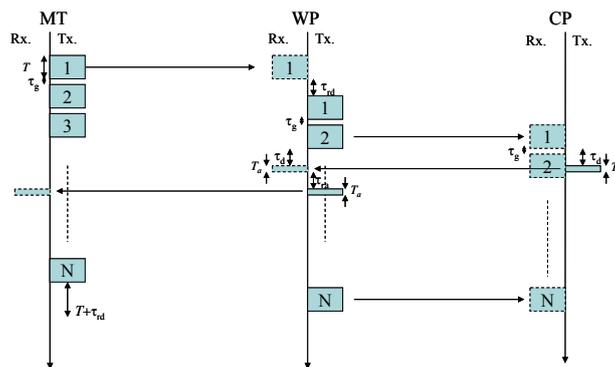


図3.1.2 SR-ARQを適用した2ホップVCNにおけるパケット通信例。

3.1.3 周波数再利用距離

1 パケット長内で受信信号対雑音+干渉電力比(SINR)の変動がないものと仮定し，各ビットのビット誤り率(BER)は1パケット長内で変わらないものとする。平均パケット誤り率 p は次式で与えられる。

$$p = 1 - [1 - p_b]^M \quad (3.1.3)$$

ここで、 p_b はBER、 M はパケット長である。QPSK(quadrature phase shift keying)同期検波を仮定する。干渉をガウス雑音近似できるものと仮定すると、 p_b は次式で与えられる[3-1-5]。

$$p_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \quad (3.1.4)$$

ここで、 γ は受信SINR、 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ は誤差補関数である。受信信号対雑音電力比(SNR)が一定となる理想的な送信電力制御を仮定する。シャドウィング損失とフェージング損失を無視すると、1ホップCNのときのMTの送信電力 P_{1hop} は次式で与えられる。

$$\frac{P_{1hop}}{N} = r_0^\alpha \cdot \left(\frac{P}{N} \right)_{target,1hop} \quad (3.1.5)$$

ここで、 N は雑音電力、 r_0 はMTとCP間の距離、 $(P/N)_{target,1hop}$ は1ホップCNにおけるターゲット受信SNR、 α はパスロス指数である。

図3.1.3に示すように同一周波数チャネルを用いて送信している6局のMTから干渉を受けるモデルを考える。干渉VCのCPと希望VCのCPとの距離を D とする。1ホップCNの場合、最も干渉電力が大きくなるのは、干渉MTがセル端に配置され（セル半径が r_0 に等しく）、干渉MTと希望局であるCPとの距離が $D-r_0$ となるときである。今、干渉電力が雑音電力よりも十分大きいものとする。このときのCPにおける受信SINRは以下の式で表される。

$$\gamma_{1hop} = \frac{1}{6} \left(\frac{D-r_0}{r_0} \right)^\alpha \quad (3.1.6)$$

D が r_0 よりも十分大きい場合、式(3.1.6)は次式のように近似できる。

$$\gamma_{1hop} \cong \frac{1}{6} \left(\frac{D}{r_0} \right)^\alpha \quad (3.1.7)$$

ここで、 D/r_0 は正規化周波数再利用距離である。

次に2ホップVCNの場合について考える。簡単のため、中継WPはMTとCPの midpoint に配置すると仮定する。2ホップVCNのときのMTの送信電力 P_{2hop} は次式で与えられる。

$$\frac{P_{2hop}}{N} = \left(\frac{r_0}{2} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{P}{N} \right)_{target,2hop} \quad (3.1.8)$$

ここで、 $(P/N)_{target,2hop}$ は2ホップVCNにおけるターゲット受信SNRである。2ホップVCNの場合、CPにおける干渉電力が最も大きくなるのは、各MTがセル端に配置され（セル半径が r_0 に等しく）、干渉WPと希望局であるCPとの距離が $D-r_0/2$ となるときである。このときCPにおける受信SINR $\gamma_{CP,2hop}$ は次式で与えられる。

$$\gamma_{CP,2hop} = \frac{2^\alpha \left(D - \frac{r_0}{2} \right)^\alpha}{6 r_0^\alpha} \quad (3.1.9)$$

D が r_0 よりも十分大きい場合、式(3.1.9)は次式のように近似できる。

$$\gamma_{CP,2hop} \cong \frac{2^\alpha}{6} \left(\frac{D}{r_0} \right)^\alpha \quad (3.1.10)$$

i 番の干渉MTと希望VCのWPとの距離を d_i とする。WPにおける受信SINR $\gamma_{WP,2hop}$ は次式で与えられる。

$$\gamma_{WP,2hop} = \frac{\left(\frac{r_0}{2} \right)^{-\alpha}}{\sum_{i=1}^6 d_i^{-\alpha}} \quad (3.1.11)$$

D が r_0 よりも十分大きい場合、 $d_i \cong D$ であるから、式(3.1.11)は次式のように近似できる。

$$\gamma_{WP,2hop} \cong \frac{2^\alpha}{6} \left(\frac{D}{r_0} \right)^\alpha \quad (3.1.12)$$

したがって、 D が r_0 よりも十分大きい場合、 $\gamma_{WP,2hop} \cong \gamma_{CP,2hop}$ である。

正規化周波数再利用距離から受信SINRを求めることができ、受信SINRからスループットを算出できる。

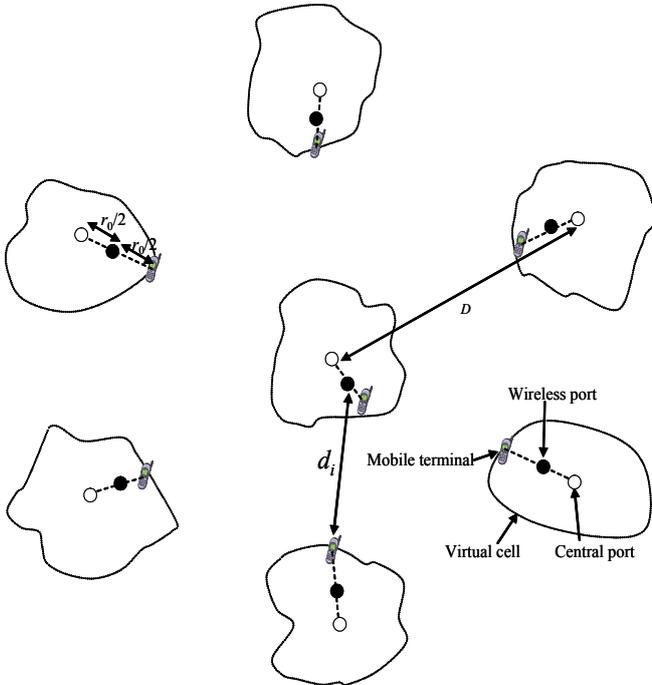


図 3.1.3 システムモデル

3.1.4 数値計算結果

図3.1.4に送信パケット数 J が M/T で正規化されたスループットに与える影響を示す。ここで、パケット長 $M=512$ bits, $T_a/T=0.1$, パスロス指数 $\alpha=3$ としている。横軸は正規化周波数再利用距離 D/r_0 である。 J が大きくなるほど、総送信ビット数(i.e., MJ ビット)が増えるので、2ホップVCNのときに得られる最大スループットは増大する。2ホップVCNは1ホップCNの場合に比べ、同じスループットを得るために必要な正規化周波数再利用距離を短くすることができる。例えば、正規化スループット0.8を得るためには、1ホップCNでは正規化周波数再利用距離が4.1であるのに対し、2ホップVCNでは、2.1である。正規化周波数再利用距離が長いほど、クラスターサイズ(異なる周波数を利用しなければならないVCの数)が大きくなる。簡単のため正六角形のVCを仮定すると、 $D/r_0 \leq 3$ ではクラスターサイズは3、 $3 < D/r_0 \leq 2\sqrt{3}$ では4、 $2\sqrt{3} < D/r_0 \leq 4.66\dots$

では7となる[3-1-6]. 例えば正規化スループット0.8を得るためには, 2ホップVCNではクラスターサイズが3, 1ホップCNではクラスターサイズは7となる. 所要周波数帯域幅 B は, クラスターサイズ F , 1ユーザあたりの所要周波数帯域幅 C , 1セルあたりのユーザ数 K を用いて,

$$B = KFC \quad (3.1.8)$$

と表すことができる. 1ホップCNの場合の所要周波数帯域幅が $7KC$ であるとする, 2ホップVCNでは1人のMTを収容するために2つのリンクが必要であるので, 所要周波数帯域幅が $6KC$ となる. したがって, 2ホップVCNの方が1ホップCNの場合に比べ, 所要周波数帯域幅を小さくできる可能性がある.

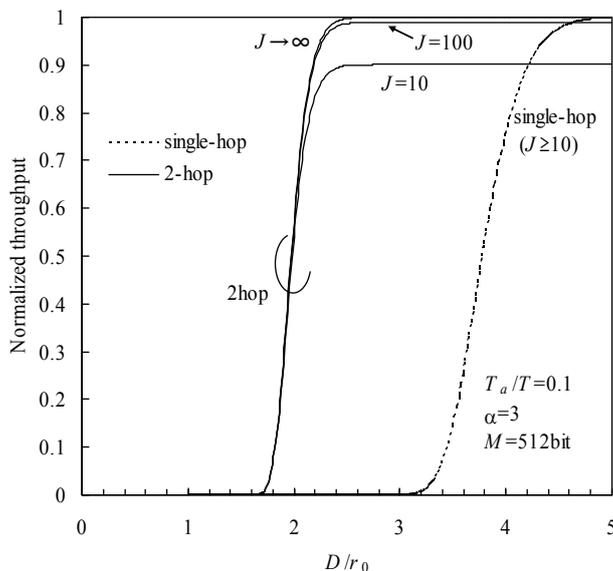


図3.1.4 J が正規化スループットに与える影響

図3.1.5にパスロス指数 α が正規化スループットに与える影響を示す. ここで, $M=512\text{ bits}$, $T_d/T=0.1$, $J \rightarrow \infty$ である. α が大きくなるほど, 所要スループットを得るための正規化周波数再利用距離は短くすることができる. 例えば, 2ホップVCNにおいて, 正規化スループット0.8を得るためには, $\alpha=2$ のときは $D/r_0=4.4$ であるのに対し, $\alpha=3$ のときは $D/r_0=2.1$, $\alpha=4$ のときは $D/r_0=1.5$ である. これは, 理想的な送信電力制御を仮定しているため, 受信信号電力は α に依存しないものの, α が大きいほどパスロスも大きくなり干渉電力が小さくなるからである. また, α の値にかかわらず, 2ホップVCNの方が1ホップCNに比べ, 正規化周波数再利用距離を短くできる.

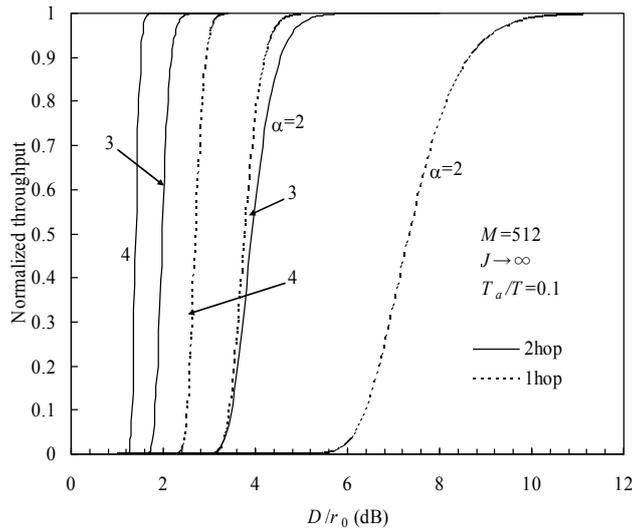


図3.1.5 α が正規化スループットに与える影響

図3.1.6にパケット長 M が正規化スループットに与える影響を示す。ここで、 $\alpha=3.5, T_a/T=0.1, J \rightarrow \infty$ である。 M が長くなるほど、正規化周波数再利用距離は長くなる。例えば、2ホップVCNにおいて、正規化スループット0.8を得るためには、 $M=64\text{bits}$ のときは $D/r_0=1.9$ であるのに対し、 $M=512\text{bits}$ のときは $D/r_0=2.1$ 、 $M=4096\text{bits}$ のときは $D/r_0=2.3$ である。これは M が大きくなるほど、パケット誤り率が大きくなり、スループットが減少するからである。また、 M の値にかかわらず、2ホップVCNの方が1ホップCNに比べ、正規化周波数再利用距離を短くできる。

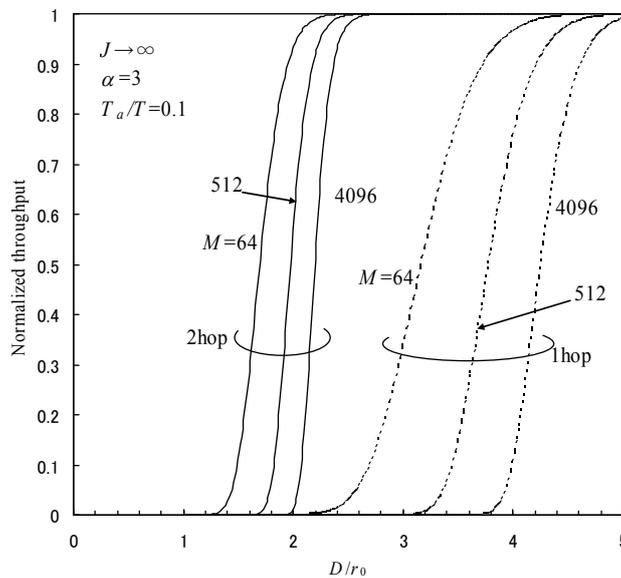


図3.1.6 M が正規化スループットに与える影響。

3.1.5 むすび

本節では、Selective repeat (SR)型の再送制御を適用したときの2ホップVCNの周波数再利用距離とスループットの関係性を明らかにし、1ホップセルラネットワークの場合と比較した。送信パケット数、パロス指数、パケット長が正規化周波数再利用距離に与える影響を求め、いずれの場合も2ホップVCNの方が従来の1ホップCNに比べ正規化周波数再利用距離を短くできることを明らかにした。

参考文献

- [3-1-1] S. Lin, D. Costello, M. Miller, "Automatic-repeat -request error control schemes," IEEE Commun. Mag., vol. 22, no.12, pp.5-17, 1984.
- [3-1-2] Bertsekas and R. Gallager, Data networks, Prentice-Hall, 1987.
- [3-1-3] J. G. Kim, M. K. Krunz, "Delay analysis of selective-repeat ARQ for Markovian source over a wireless channel," IEEE Trans. Veh. Tech., vol.49, no.5, pp.1968-1981, Sept.2000.
- [3-1-4] 工藤, 安達, "2 ホップバーチャルセルラネットワークにおけるスループット特性," 信学技報, RCS2006-265, pp. 123-126, 2007年3月.
- [3-1-5] J. G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3-1-6] 奥村, 進士編, *移動通信の基礎*, 信学会, 1986.

3.2.2 ホップ VCN におけるスループット特性

3.2.1 まえがき

前節において, エンド-エンド(移動端末(MT)-中央無線ポート(CP)間)で再送制御を行なった場合の2ホップ VCN のスループット特性を求め, 従来の1ホップ CN と比較してきた[3-2-1], [3-2-2]. 本節では, リンク毎に再送制御(ARQ)を行なった場合のスループット特性を求め比較検討している.

3.2.2 スループット

パケット長が M ビットの J 個のパケットを送信することを考える. (MJ ビット) / (パケット送信開始してから, 全てのパケットを正しく受信するまでに要する平均通信時間) をスループットと定義する. パケット通信では再送制御が不可欠である. Selective repeat (SR) ARQ を用いるものとする. SR-ARQ では, 誤ったパケットのみを選択的に再送要求する. 図 3.2.1 にリンク毎に SR-ARQ を適用したときの2ホップ VCN におけるパケット通信の例を示す. 図 3.2.1 において, T はデータパケット長, T_d は Nack パケット長, τ_g はデータパケットの送信時間間隔, τ_{rd} は無線ポート(WP)において, MT からパケットを受信し終わってから CP へパケットを送信開始するまでにかかる時間である. もしも, $T \gg \tau_g, \tau_{rd}$ であれば, 2ホップ VCN のスループット S は次式で表される.

$$S = \frac{MJ}{T \sum_{i=0}^{\infty} (J+1+i)P(i)} \quad (3.2.1)$$

ここで, $P(i)$ は通信時間が $(J+i+1)T$ となる確率である.

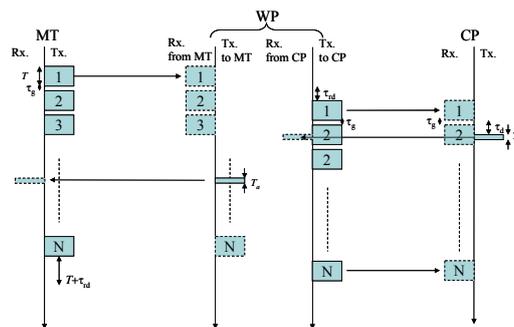


図 3.2.1 パケット通信例

3.2.3 シミュレーション結果

各リンクの誤り率 p が与えられたときの $P(i)$ を計算機シミュレーションによって求め, スループット特性を求めた. 図 3.2.2 に M/T で正規化したスループット特性を示す. 比較のため, エンド-エンドで SR-ARQ を行なった場合, 1ホップ CN の場合も示している. リンク毎に SR-ARQ を行なうと, 1ホップ CN に比べ若干スループット特性は劣化しているが, その劣化は $p=0.1$ のとき 4%以下である. エンド-エンドで ARQ を行なうよりも, リンク毎に ARQ を行なう方が大きなスループット特性が得られるのはエンド-エンドで再送制御を行なうと誤っていないリンクでも再送パケットを送信しなければならないのに対し, リンク毎に ARQ を行なえば無駄なパケット再送を行わずに済むからである.

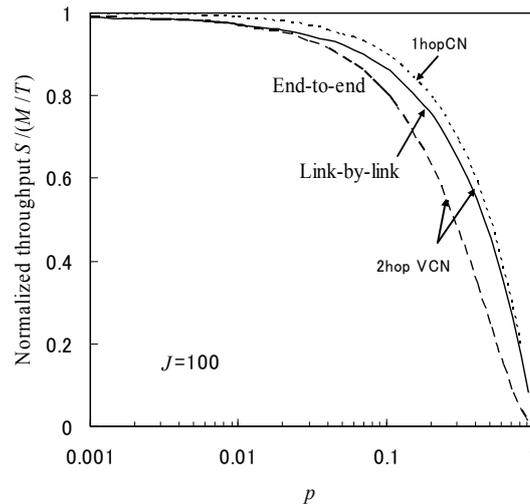


図 3.2.2 スループット特性

3.2.4 むすび

超高速無線ネットワークを構築するための2ホップ VCN においてリンク毎に SR-ARQ を行なう場合のスループット特性を求め、1ホップ CN に比べ若干劣化しているものの、エンド-エンドで SR-ARQ を行なうよりも大きなスループットが得られることを明らかにした。

参考文献

- [3-2-1] 工藤, 安達, “2 ホップバーチャルセルラネットワークにおけるスループット特性,” 信学技報, RCS2006-265, pp. 123-126, 2007年3月.
- [3-2-2] 工藤, 安達, “2ホップバーチャルセルラネットワークにおける周波数再利用距離,” 信学技報, RCS2007-108, pp. 65-69, 2007年11月.

4 むすび

本研究では、マルチホップ VCN において複数の WP を仮想中継局 (VRS) とみなしたマルチユーザ MIMO における最も基本的なネットワーク構成である VRS を構成する WP 数が1局の場合について、リソース割り当て法の検討を行った。また、ネットワークとしての評価尺度として周波数再利用距離、スループットがあるので、再送制御法を考慮した周波数再利用距離、スループット特性について検討した。まず、下りリンク2ホップ OFDMA VCN におけるチャネル構成法について検討し、数値計算手法によりシャノンのチャネル容量を求め、適応型チャネル構成法がブロック型、等間隔型に比べ、チャネル容量を大きく出来ることを示した。また、2ホップ VCN と1ホップ CN の比較を行い、1ホップ CN と同等の平均チャネル容量を達成するには、2ホップ VCN では1ホップ CN に比べ総送信電力を6~8dB程度低減可能であることを示した。さらに、下りリンク2ホップ VCN における OFDMA と DS-CDMA のチャネル容量を比較し、OFDMA が DS-CDMA より大きなチャネル容量を与えることを示した。

Selective repeat (SR) 型の再送制御を適用したときの2ホップ VCN の周波数再利用距離とスループットの関係を明らかにし、1ホップ CN の場合と比較した。送信パケット数、パスロス指数、パケット長が正規化周波数再利用距離に与える影響を求め、いずれの場合も2ホップ VCN の方が従来の1ホップ CN に比べ正規化周波数再利用距離を短くできることを明らかにした。2ホップ VCN においてリンク毎に SR-ARQ を行なう場合のスループット特性を求め、1ホップ CN に比べ若干劣化しているものの、エンド-エンドで SR-ARQ を行なうよりも大きなスループットが得られることを明らかにした。

今後は、複数の WP で VRS を構成する場合に拡張し、マルチユーザ MIMO チャネルに適したリソース割当法を明らかにしていく。

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
A Study on Subcarrier Allocation for a 2-Hop OFDMA Virtual Cellular Network	2007 4th Workshop of Tohoku University and Yeungnam University	2007 年 11 月
2 ホップバーチャルセルラネットワークにおける周波数再利用距離	信学技報, RCS2007-108, pp. 65-69	2007 年 11 月
2 ホップ OFDMA バーチャルセルラネットワークにおけるサブキャリア割当て法	信学技報, RCS2007-119, pp. 43-48	2007 年 12 月
2 ホップバーチャルセルラネットワークにおける再送制御法に関する一検討	信学会総合大会, B-5-90, p. 476	2008 年 3 月
2 ホップバーチャルセルラネットワークにおける OFDMA と DS-CDMA のチャンネル容量比較	信学会総合大会, B-5-91, p. 477	2008 年 3 月