

準最尤信号検出を用いたシングルキャリア分散アンテナ MIMO 空間多重における HARQ スループット

山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡} 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: [†]yamamoto@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重は、周波数効率を飛躍的に高めて超高速伝送を実現できる。しかし、アンテナが無線セル中央の基地局に集中配置されている従来のセルラネットワーク(CN)では、無線セル端における受信信号対雑音電力比(SNR)または受信信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)が低下するため、セル端に近いユーザの伝送速度が極端に低下してしまう。多数のアンテナをセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)はこの問題を解決できる。DANでは、移動局が高確率で距離の近い分散アンテナと通信できるため、無線セル全域にわたって高い受信信号電力を獲得できる。筆者らはこれまで、DANにおけるMIMO空間多重のチャンネル容量分布を明らかにしてきた。本稿では、DANにおけるハイブリッド自動再送要求(HARQ)と準最尤信号検出を用いるシングルキャリア(SC)-MIMOパケット伝送の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。まずシングルセル環境において、DANおよびCNの上りリンクスループットの空間分布を求め、DANがCNに比べて所要送信電力を大幅に低減でき、セル全体にわたって高いスループットを達成できることを示している。また、マルチセル環境においては、周波数繰返し数が上りリンクスループットの空間分布に与える影響を明らかにし、DANが周波数繰返し数をCNよりも小さくでき、周波数繰返し数で正規化したスループットを大幅に向上できることを示している。

キーワード 分散アンテナ, MIMO 空間多重, 準最尤信号検出, HARQ, セルラシステム

HARQ Throughput of Single-carrier Distributed Antenna MIMO Spatial Multiplexing Using Near Maximum Likelihood Detection

Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡} 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: [†]yamamoto@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing provides very high spectrum efficiency. However, in conventional cellular network (CN), in which antennas are centralized at the center of the wireless cell, the transmission rate of a user close to the cell edge significantly degrades because the received signal-to-noise power ratio (SNR) or signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) degrades. Distributed antenna network (DAN), in which many antennas are spatially distributed over the cell, can solve this problem. In DAN, since some antennas can always be visible from an MT with a high probability, the received signal power improves over the entire cell. In our previous works, we showed the channel capacity distribution of MIMO spatial multiplexing in DAN. In this paper, we study the spatial distribution of the throughput of single-carrier (SC) MIMO packet transmission using hybrid automatic repeat request (HARQ) and a near maximum likelihood signal detection in DAN. First, we evaluate, by computer simulation, the spatial distribution of the uplink throughput achievable by DAN and CN in a single-cell environment and show that DAN can significantly reduce the required transmit power compared to CN and it can achieve high throughput over the entire cell. In a multi-cell environment, we discuss the impact of the frequency reuse factor on the uplink throughput of DAN and CN and show that DAN can reduce the frequency reuse factor and achieves higher throughput normalized by the frequency reuse factor compared to CN.

Keyword Distributed antenna, MIMO spatial multiplexing, near maximum likelihood detection, HARQ, cellular system

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、周波数利用効率の高い高速かつ高品質なデータ伝送を実現する技術が期待されている。有効な技術として、マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重[1]が知られており、次世代移動無線システムでの活躍が期待されている。しかしながら、高速無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルである[2]。周波数選択性フェージング環境下における

MIMO 技術として、直交周波数分割多重(OFDM)[3]との併用が知られているが、OFDMは送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きいという問題がある。そこで最近では、PAPRの問題の少ないシングルキャリア(SC)ブロック伝送を用いるMIMO空間多重が特に上りリンク通信において注目されている[4, 5]。

SC-MIMO空間多重伝送では、アンテナ間干渉(IAI)のみならず周波数選択性チャネルに起因するシンボル間干渉(ISI)を補償する信号検出技術が必要である。最

小平均二乗誤差規範に基づく信号検出(MMSE)[4]は、周波数選択性チャネルにおける SC-MIMO 空間多重の伝送特性を比較的少ない演算量で改善できる。しかしながら、残留 ISI および残留 IAI により伝送特性が劣化してしまい、最尤検出(MLD)[6]との差は大きい。一方、MLD は、優れた伝送特性を実現できるものの、SC-MIMO 空間多重に適用した場合には、その演算量が膨大となる。筆者らは、既知系列を利用した SC ブロック伝送(TS-SC)[7]と QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤検出(QRM-MLBD)[8]を組み合わせることで MLD および従来のサイクリックプリフィックス(CP)を用いる SC ブロック伝送における QRM-MLBD に比べて演算量を大幅に削減しつつ、SC-MIMO 空間多重伝送の伝送特性を大幅に改善できることを示した[9]。特に、高多値および高符号化率の場合に MMSE からの特性改善効果が大きくなる。

ところで、広帯域無線チャネルは、周波数選択性フェージングだけでなく、伝搬損失およびシャドウイング損失によっても特徴づけられる[2]。基地局(BS)にアンテナが集中配置されている従来のセルラネットワーク(CN)では、これらの影響により無線セル端に近いユーザの平均受信信号対雑音電力比(SNR)が低下し、MIMO 空間多重を用いても伝送速度を向上できない。また、同一周波数を異なる無線セルで繰り返し使用するセルラネットワークでは、隣接セルからの同一周波数干渉(CCI)の影響を受けるため、CN では特にセル端付近で受信信号電力対(干渉+雑音)電力比(SINR)が極端に低下してしまう。これを避けるためには同一周波数を用いる BS 間距離を大きくする必要があるが[10]、これはセル当りの実効的な周波数帯域を減少させることになるため、周波数利用効率が低下してしまう。

筆者らは、多数のアンテナをセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[11-13]が上記の問題を解決できる有望なネットワークと考えている。DAN では分散アンテナを空間的に十分離して分散配置することで、移動局が高確率で距離の近い分散アンテナと通信できるため、セル端でも高い受信信号電力を獲得できる。各分散アンテナは有線ケーブルによって信号処理センター(SPC)に接続されており、これら分散アンテナを複数用いて MIMO 空間多重を行うことで、伝送速度および周波数利用効率の向上が期待できる。筆者らはこれまで、DAN における MIMO 空間多重の適用効果をチャネル容量分布により明らかにし[14-15]、DAN がセル全体にわたって高いチャネル容量を達成でき、またマルチセル環境においては、CN に比べて周波数繰り返し数を CN よりも小さくでき、その結果周波数利用効率を大幅に向上できることを示した。

本稿では、Incremental redundancy(IR)法を用いるハイブリッド自動再送要求(IR-HARQ)[16-17]を用いる SC-MIMO パケット伝送を対象に DAN および CN の上りリンク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。IR-HARQ は、初回送信時は、高符号化率(または無符号化)の packets を送信し、再送回数が増えるにしたがって符号化率が低下する。DAN では、セル全体にわたって高い SNR または SINR が得られるため、高符号化率の領域で HARQ が動作する確率が多くなり、高符号化率の場合に特性改善効果が大きくなる QRM-MLBD を利用することでスループットを大幅に改善できる。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章では、

システムモデルを示す。第 3 章では、SC-MIMO 信号伝送方式および信号検出法について述べる。第 4 章では計算機シミュレーション結果を示す。まずシングルセル環境において、DAN および CN の上りリンクスループットの空間分布を求め、DAN が CN に比べて所要送信電力を大幅に低減でき、セル全体にわたって高いスループットを達成できることを示す。次に、マルチセル環境において、周波数繰り返し数が上りリンクスループットの空間分布に与える影響を明らかにし、DAN が周波数繰り返し数を CN よりも小さくでき、周波数利用効率を大幅に向上できることを示す。第 5 章でまとめる。

2. システムモデル

2.1. チャネルモデル

各送信アンテナと受信アンテナ間の伝搬路は、距離に依存する伝搬損失・対数分布するシャドウイング損失およびフェージングにより特徴づけられる。移動端末(MT)の第 n 送信アンテナ($n=0 \sim N_t-1$)と第 m 分散アンテナ($m=0 \sim N_r-1$)間の伝搬路について考える。異なる遅延時間を有する独立な L 個のパスにより構成されるとすると、伝搬路のインパルス応答は次式で表わされる。

$$h_{m,n}(\tau) = \sqrt{r_m^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_m/10}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \delta(\tau - \tau_{m,n,l}) \quad (1)$$

ここで、 r_m は MT と第 m 分散アンテナとの間の相対距離、 α は伝搬損失指数、 η_m は零平均で標準偏差 σ の正規分布に従うシャドウイング損失である。 $h_{m,n,l}$ および $\tau_{m,n,l}$ はそれぞれ第 n 送信アンテナと第 m 分散アンテナ間における第 l パスの複素フェージング利得および遅延時間を表し、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2]$ としている。なお、相対距離 r_m は、無線セル半径 R を基準とした値であり、MT と第 m 分散アンテナとの距離を R_m とおくと $r_m = R_m/R$ である。

2.2. ネットワークモデル

2.2.1. シングルセル環境

図 1 にシングルセル環境における DAN および CN のモデルを示す。他局干渉による影響がない孤立した環境を想定している。本稿ではシングルユーザ環境を仮定しており、半径 R のセル内に N_t 本の送信アンテナを有する MT が一様に発生するものとする。DAN の場合、セル内には N_{total} 本の分散アンテナが図 1 のように配置されているものとする。本稿では、短区間平均電力 $r_m^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_m/10}$ が高い順に N_r 本の分散アンテナを選択するものとする。比較のため、CN の場合には、DAN と同じ N_{total} 本のアンテナを基地局に配置する。この場合、MT と各基地局アンテナ間の短区間平均電力は等しくなるため、瞬時電力 $\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2$ が高い順に N_r 本のアンテナを選択するものとする。

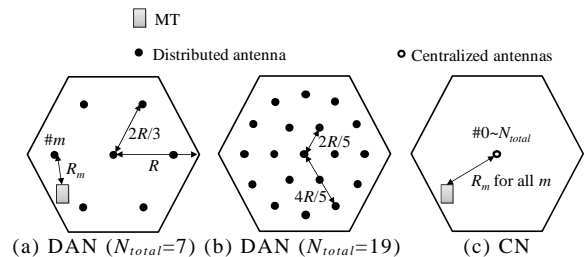


図 1 ネットワークモデル(シングルセル)

2.2.2. マルチセル環境

マルチセルモデルを図2に示す。なお、図2では一例として、周波数繰り返し数 $F=3$ のときのモデルを示している。中央のセル($c=0$)を測定対象とし、その周辺の同一周波数を用いる18個のセル($c=1\sim 18$)によるCCIを考慮する。各セルにおける分散アンテナの配置は図1と同様である。

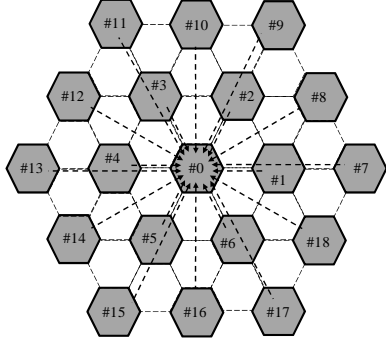


図2 ネットワークモデル(マルチセル)

3. 上りリンク DAN における QRM-MLBD を用いる SC-MIMO HARQ

3.1. 信号伝送系

図3に QRM-MLBD を用いる SC-MIMO HARQ 伝送系の送受信系を示す。本稿では、HARQ type II S-Px [17] を用いている。符号化率 $1/3$ でターボ符号化された符号語を情報ビット系列と x 個のパリティビット系列に分割する。まず、情報ビットのみを送信し、再送要求を受信する度に、パリティビット系列を順次送信する。

送信機では、送信ビット系列を変調した後、送信データシンボル系列を送信アンテナと同数(すなわち N_t 個)の並列シンボル系列に直並列(S/P)変換する。各送信シンボル系列を1ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する。 N_c 個のデータシンボルからなる第 n 送信アンテナ($n=0\sim N_t-1$)におけるデータシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}_n=[d_n(0), \dots, d_n(t), \dots, d_n(N_c-1)]^T$ を用いて表す。その後、 N_g シンボルの既知系列をブロックの後尾に付加して送信する。第 n 送信アンテナにおける送信ブロック $\mathbf{s}_n=[s_n(0), \dots, s_n(t), \dots, s_n(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表される。

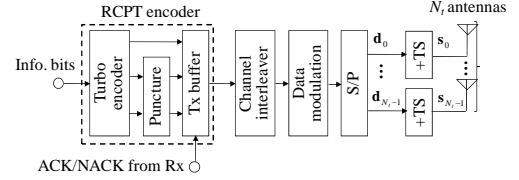
$$\mathbf{s}_n = [d_n(0), \dots, d_n(N_c-1), u_n(0), \dots, u_n(N_g-1)]^T \quad (2)$$

$$= [\mathbf{d}_n^T \quad \mathbf{u}_n^T]^T$$

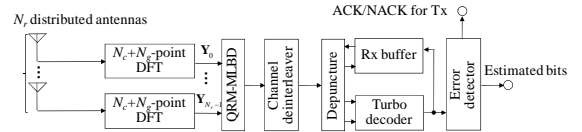
ここで、 $\mathbf{u}_n=[u_n(0), \dots, u_n(t), \dots, u_n(N_g-1)]^T$ は、第 n 送信アンテナにおける既知系列ベクトルであり、全ブロックで共通の既知系列を用いる。CPの代わりに既知系列を挿入したものが TS-SC 伝送である。既知系列が CP と同じ働きをするためには、データシンボル数と既知シンボル数を合計したシンボル数を受信側における離散フーリエ変換(DFT)長とする必要がある。したがって、TS-SC 伝送の受信側における DFT 長は N_c+N_g となる。

各送信アンテナから送信された送信信号はシンボル時間間隔の L 個の離散パスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを伝搬して N_r 本の分散アンテナで受信されるものとする。受信機では、各アンテナの受信信号系列に N_c+N_g ポイント DFT を適用して、受信信号を周波数領域信号に変換する。各受信アンテナの受信信号を集めて、QRM-MLBD を行う。QRM-MLBD から出力された対数尤度比(LLR)を用いてターボ復号を行い、誤り検出を行う。なお、QRM-MLBD

における LLR 計算には[18]の手法を用いている。 x 個の packets が受信されるまでは、IR による packets 合成を行う[17]。一方、再送回数が x 回以上になると同一の packets が受信される。その場合、信号レベルで packets 合成と QRM-MLBD を同時に行うことにより packets 合成効果を得ることができる[19]。なお、本稿では、誤り検出は理想的に行えるものとしている。



(a) 送信機(MT)



(b) 受信機(SPC)

図3 SC-MIMO HARQ 伝送系

3.2. 受信信号表現

以降では、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる。マルチセル環境を考え、上付き文字(c)でセル番号を表すものとする。 $c=0$ が対象セル、 $c=1\sim 18$ が同一周波数を用いる干渉セルである。対象セルの第 m 受信アンテナにおける周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_m=[Y_m^{(0)}(0), \dots, Y_m^{(0)}(k), \dots, Y_m^{(0)}(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_m^{(0)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \sum_{n=0}^{N_t-1} \mathbf{H}_{m,n}^{(0)} \mathbf{F} \mathbf{s}_n^{(0)} + \mathbf{I}_m + \mathbf{N}_m \quad (3)$$

ここで、 E_s はセル半径 R で正規化した送信シンボルエネルギーである。 $\mathbf{H}_{m,n}^{(0)}$ は、対象セルの MT の第 n 送信アンテナと第 m 分散アンテナ間の周波数領域チャンネル行列であり、次式で表される。

$$\mathbf{H}_{m,n}^{(0)} = \text{diag}[H_{m,n}^{(0)}(0), \dots, H_{m,n}^{(0)}(k), \dots, H_{m,n}^{(0)}(N_c+N_g-1)] \quad (4)$$

ただし、 $H_{m,n}^{(0)}(k)$ 、 $k=0\sim N_c+N_g-1$ は、第 k 周波数におけるチャンネル利得であり、次式で表される。

$$H_{m,n}^{(0)}(k) = \sqrt{r_m^{(0)-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n^{(0)}/10}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l}^{(0)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{m,n,l}^{(0)}}{N_c+N_g}\right) \quad (5)$$

\mathbf{F} は DFT 行列である。 $\mathbf{I}_m=[I_m(0), \dots, I_m(k), \dots, I_m(N_c+N_g-1)]^T$ および $\mathbf{N}_m=[N_m(0), \dots, N_m(k), \dots, N_m(N_c+N_g-1)]^T$ は第 m 受信アンテナで受信される CCI および雑音ベクトルである。シングルセル環境の場合、 $\mathbf{I}_m=\mathbf{0}$ である。 \mathbf{N}_m の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。 \mathbf{I}_m の各要素は次式で表される。

$$I_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c+N_g}} \sum_{t=0}^{N_c+N_g-1} i_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{m,n,l}^{(0)}}{N_c+N_g}\right) \quad (6)$$

ここで、

$$i_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \sum_{c=1}^{18} \sqrt{r_m^{(c)-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n^{(c)}/10}} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l}^{(c)} s_n^{(c)}(t - \tau_{m,n,l}^{(c)}) \quad (7)$$

であり、 $r_m^{(c)}$ および $\eta_n^{(c)}$ は、第 c セルの MT と対象セルの第 m 分散アンテナ間の正規化距離およびシャドウイング損失である。また、 $h_{m,n,l}^{(c)}$ と $\tau_{m,n,l}^{(c)}$ は、第 c セルの MT

の第 n 送信アンテナと対象セルの第 m 分散アンテナ間における第 l パスの複素パス利得および遅延時間である。ここで、 $I_m(k)$ は、周辺セルのユーザから到来する独立な CCI の和である。このため、本稿では CCI と雑音の和を新たな複素ガウス変数 $G_m(k)$ として次式で定義し、信号検出を行う。

$$G_m(k) \equiv I_m(k) + N_m(k) \quad (8)$$

ここで、 $G_m(k)$ の分散 $2\sigma_m^2$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_m^2 = \frac{2E_s}{T_s} \sum_{c=1}^{18} r_m^{(c)-\alpha} \cdot 10^{-n_m^{(c)}/10} + \frac{2N_0}{T_s} \quad (9)$$

3.3. QRM-MLBD

式(3)および式(9)から、 $N_r(N_c+N_g) \times 1$ 拡張周波数領域受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{Y}}$ が次式のように定義できる(以下では、簡単のため対象セルを表す上付き文字(0)を省略して表記している)。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{Y}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_0 / \sqrt{2\sigma_0^2} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r-1} / \sqrt{2\sigma_{N_r-1}^2} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{0,0} \mathbf{F} / \sqrt{2\sigma_0^2} & \cdots & \mathbf{H}_{0,N_r-1} \mathbf{F} / \sqrt{2\sigma_0^2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r-1,0} \mathbf{F} / \sqrt{2\sigma_{N_r-1}^2} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r-1,N_r-1} \mathbf{F} / \sqrt{2\sigma_{N_r-1}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_r-1} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 / \sqrt{2\sigma_0^2} \\ \vdots \\ \mathbf{G}_{N_r-1} / \sqrt{2\sigma_{N_r-1}^2} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{s}} + \bar{\mathbf{G}} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}$ は、 $N_r(N_c+N_g) \times N_r(N_c+N_g)$ 等価チャネル行列、 $\bar{\mathbf{s}}$ は $N_r(N_c+N_g) \times 1$ 拡張送信シンボルベクトルおよび $\bar{\mathbf{G}}$ は $N_r(N_c+N_g) \times 1$ 拡張 CCI+雑音ベクトルである。空間および周波数領域のチャネルおよび DFT との連結を 1 つの等価チャネルと見なすことによって SC-MIMO 空間多重に対して QRM-MLBD を適用できる。

QRM-MLBD はオーダリング、QR 分解および M アルゴリズムを用いる MLD の 3 つのステップからなる。QRM-MLBD では、等価チャネル行列の列成分および送信信号ベクトルの要素を任意の順序に変更するオーダリングが行える。TS-SC 伝送では、 $\bar{\mathbf{s}}^{order} = [\mathbf{d}^T(0), \dots, \mathbf{d}^T(N_c-1), \mathbf{u}^T(0), \dots, \mathbf{u}^T(N_g-1)]^T$ のように全ての既知系列が拡張送信信号ベクトルの下部に集まるようにオーダリングを行う。ここで、 $\mathbf{d}^T(t)$ および $\mathbf{u}^T(t)$ は、それぞれ送信ブロック内の第 t 番目の $N_r \times 1$ データシンボルベクトルおよび $N_r \times 1$ 既知系列ベクトルである。M アルゴリズムの初期ステージでは信号電力が十分に得られないから、生き残りパス数 M を小さくすると正しいパスを削除してしまう確率が高くなる。しかし、既知系列を利用した QRM-MLBD では初期ステージに対応するシンボルが既知系列であるから、 M を小さくでき演算量を大幅に削減できる[10]。

列ベクトルを拡張送信シンボルベクトルのオーダリングと同様に並び替えた後の等価チャネル行列を $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ のように QR 分解する。ここで、 \mathbf{Q} は $N_r(N_c+N_g) \times N_r(N_c+N_g)$ のユニタリ行列、 \mathbf{R} は $N_r(N_c+N_g) \times N_r(N_c+N_g)$ 上三角行列である。 \mathbf{Q}^H を拡張周波

数領域受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{Y}}$ に乗算し、次式を得る。

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \mathbf{R} \bar{\mathbf{s}}^{order} + \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{G}} \quad (11)$$

式(11)から、ML 解は $N_r(N_c+N_g)$ ステージで構成される木構造の中で最小のユークリッド距離をもつパスを探索することで得られる。M アルゴリズムを用いてステージ毎に信頼度の高い M 個のパスのみを生き残りパスとして選択することで演算量を削減できる。このとき、TS-SC 伝送では、 $\bar{\mathbf{Y}}$ の下部 $N_r N_g$ 要素には、既知系列しか含まれていないため、信号電力が十分に得られる第 $N_r N_g + 1$ ステージから M アルゴリズムを開始でき、所要の生き残りパス数を大幅に削減できる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション諸元

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。2 個の (13,15) 再帰的組織畳み込み (RSC) 符号器を用いた符号化率 1/3 のターボ符号化を用いる。ターボ復号器では、Log-MAP アルゴリズムを用い、復号の繰り返し回数は 8 回とした。1 パケット長は 2048 ビットである。HARQ には Type II S-P4 を用いており、誤り検出は理想とした。データ変調方式としては 16QAM を用いている。ブロック内のデータシンボル数は $N_c=64$ とし、既知系列長は $N_g=16$ シンボルとした。伝搬路は、減衰係数 3dB の指数減衰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ブロックレイリーフェージングを仮定した。チャネル推定は理想としている。

シングルユーザを仮定し、ユーザは各セル内に一様に発生するものとする。ユーザを発生させた後、各伝搬路パラメータを生成する。ユーザは、基準となるセル半径 R だけ離れた場所の平均受信信号エネルギーが E_s となるような送信電力で送信をするものとする。フェージングを変化させながら HARQ 伝送を行い、短区間平均スループットを測定する。以上の操作をユーザの位置を変化させながら十分な回数繰り返すことでスループットの累積分布関数 (CDF) を求め、その分布からスループットのアウテージ 10% 値および 50% 値 (中央値) を求めている。

表 1 シミュレーション諸元

Channel coding	R=1/3 (13, 15) RSC encoder Log-MAP decoding with 8 iterations	
HARQ	HARQ type II S-P4	
Transmitter	Data modulation	16QAM
	No. of transmit antennas	$N_t=2$
	Data symbol block length	$N_c=64$
	TS lengths	$N_g=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ path exponential power delay profile
	Decay factor	3dB
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Receiver	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$
	No. of antennas in a cell	$N_{total}=7, 19$
	No. of receive antennas	$N_r=2$
	Channel estimation	Ideal

4.2. シングルセル環境

図 4 に DAN および CN におけるスループットの空間

分布を示す．ここで，正規化送信 $E_s/N_0=5\text{dB}$ ，セル内のアンテナ本数 $N_{total}=7$ ，送受信アンテナ本数は $N_t=N_r=2$ とした．信号検出には，生き残りパス数 $M=4$ の QRM-MLBD を用いている．CN ではセル端に近くにつれてスループットが著しく低下しているのに対し，DAN ではセル端を含めセル全体にわたって高いスループットが得られることが確認できる．

図 5 に正規化送信 E_s/N_0 対 10% および 50% スループット特性を示す．セル内のアンテナ本数 $N_{total}=7$ ，送受信アンテナ本数は $N_t=N_r=2$ とした．信号検出として $M=4$ および 16 の QRM-MLBD と MMSED を用いた場合の特性を示している．まず DAN と CN の比較を行う．DAN は，CN に比べ 10% および 50% スループットを大幅に改善できている．CN ではセル端付近に存在するユーザの SNR が伝搬損失によって大幅に低下し，またシャドウイング損失の影響を軽減できない．一方，DAN では，伝搬損失やシャドウイング損失の影響の少ない分散アンテナを用いることができるため，高い確率で高 SNR を獲得できる．1% スループットおよび 50% スループットがピークを達成するための所要送信 E_s/N_0 を表 2 に示す．セル内のアンテナ本数 $N_{total}=19$ の場合の値も示している．表 2 より，QRM-MLBD を用いる場合，DAN は CN に比べて 1% スループット (50% スループット) がピークを達成する所要送信電力を $N_{total}=7$ の時，約 14dB (10dB) も低減できることが分かる．また， $N_{total}=19$ の時は，約 22dB (16dB) も低減できる．セル内の分散アンテナ本数が増えるとユーザにより近いアンテナと通信できる確率が増えるため，所要送信電力の低減効果が大きくなる．

次に，QRM-MLBD と MMSED の比較を行う．図 5 および表 2 より DAN による所要送信電力低減効果は，QRM-MLBD を用いた場合の方が大きいことが分かる．Type II HARQ は初回送信時では，無符号化の packets を送信し，再送回数が増えるにしたがって符号化率が低下する．DAN では，セル全体にわたって高い SNR が得られるため，無符号化および高符号化率の領域で HARQ が動作する確率が多くなり，高符号化率の場合に MMSED に比べて特性改善効果が大きくなる QRM-MLBD を利用することでスループットを大幅に改善できる．

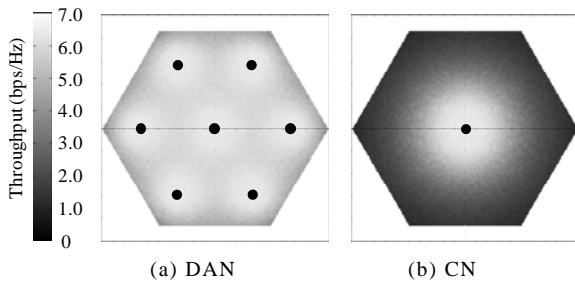
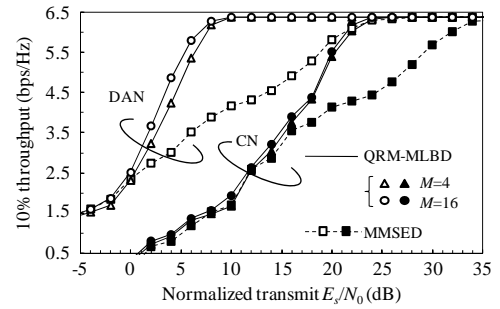


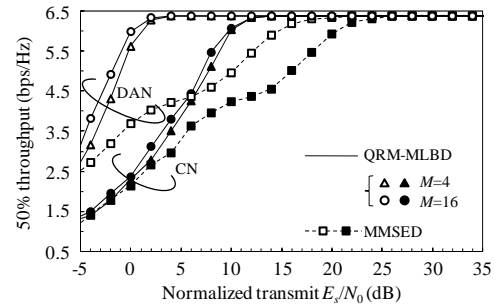
図 4 スループットの空間分布

表 2 所要送信 E_s/N_0 の比較 ($N_t=N_r=2$)

$N_{total}=7$	DAN		CN	
	QRM-MLBD ($M=16$)	MMSED	QRM-MLBD ($M=16$)	MMSED
1% throughput	10dB	28dB	24dB	40dB
50% throughput	4dB	22dB	14dB	26dB
$N_{total}=19$	DAN		CN	
	QRM-MLBD ($M=16$)	MMSED	QRM-MLBD ($M=16$)	MMSED
1% throughput	2dB	20dB	24dB	38dB
50% throughput	-4dB	14dB	12dB	26dB



(a) 10% スループット



(b) 50% スループット (中央値)

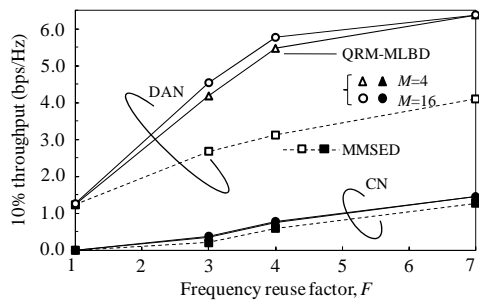
図 5 正規化送信 E_s/N_0 対スループット特性

4.3. マルチセル環境

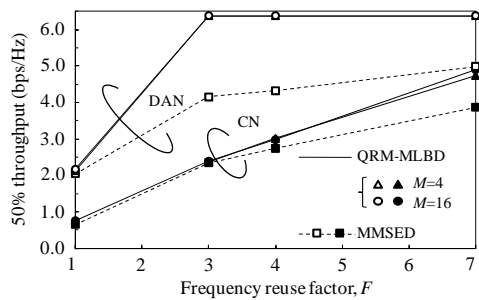
図 6 に，10% および 50% スループットを周波数繰り返し数 F をパラメータとして示す．干渉リミテッド環境を仮定し (すなわち正規化送信 $E_s/N_0 \rightarrow \infty$)，セル内のアンテナ本数 $N_{total}=7$ ，送受信アンテナ本数は $N_t=N_r=2$ とした．信号検出として $M=4$ および 16 の QRM-MLBD と MMSED を用いた場合の特性を示している．図 6 より，DAN は CN と比べて優れたスループットを達成できることがわかる．これは，DAN ではユーザ近傍の分散アンテナと MIMO 空間多重を行うことで，信号電力が大幅に向上するからである．また，DAN と CN どちらも F の値を大きくするにつれて CCI の影響が小さくなるためスループットが改善している．しかしながら， F の値を大きくすることは，セル当りの実効的な周波数帯域を減少させることになるため，周波数利用効率が低下してしまう．

そこで，図 7 に F の値で正規化したスループットを示す．10% スループットにおいては，CN では $F=7$ としたときに 10% スループット最大となる．一方，DAN では QRM-MLBD を用いた場合， $F=3$ で 10% スループットが最大となり，MMSED を用いた場合には $F=1$ で最大となる．DAN ではユーザ近傍の分散アンテナと MIMO 空間多重を行うことで，受信 SINR を向上することができるため，CN に比べて F の値を小さくでき，周波数利用効率を向上させることができる．QRM-MLBD と MMSED において，スループットが最大となる F の値が異なるのは， $F=1$ から $F=3$ として受信 SINR を向上させることより，QRM-MLBD は大幅にスループットを改善できるのに対し，MMSED は改善量よりも周波数利用効率の低下が大きくなるためである．50% アウテージ容量においては，CN では $F=3$ としたときに 50% スループット最大となるが，DAN では QRM-MLBD と MMSED どちらも $F=1$ のとき 50% スループットが最大となる．これは，ユーザの通信環境が

比較的良いため、 F の値を増加させなくても高い受信 SINR を獲得できるためである。

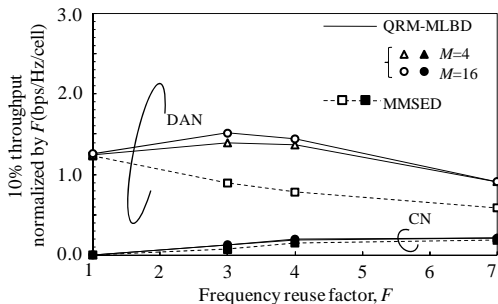


(a) 10%スループット

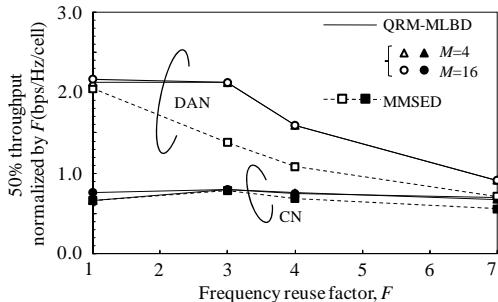


(b) 50%スループット(中央値)

図6 周波数繰り返し数 F 対スループット特性



(a) 10%スループット



(b) 50%スループット(中央値)

図7 周波数繰り返し数 F で正規化したスループット

5. まとめ

本稿では、本稿では、IR-HARQ および QRM-MLBD を用いる SC-MIMO パケット伝送を対象に DAN および CN の上りリンク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た。まずシングルセル環境において、DAN が CN に比べて所要送信電力を大幅に低減でき、セル全体にわたって高いスループットを達成できることを示した。また、QRM-MLBD を利用すること MMSED に比べてスループットを大幅に改善できることを示した。次に、マルチセル環境において、

周波数繰り返し数が上りリンクスループットの空間分布に与える影響を明らかにし、DAN が周波数繰り返し数を CN よりも小さくでき、その結果周波数利用効率を大幅に向上できることを示した。今後は、マルチユーザ環境へと拡張する予定である。

文 献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, H. Taoka, and M. Sawahashi, "Experiments on real-time 1-Gb/s packet transmission using MLD-based signal detection in MIMO-OFDM broadband radio access," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 6, pp. 1141-1153, June 2006.
- [4] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," in *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, 30 May-1 June 2005.
- [5] N. Benjamin, L. Chan-Tong, and D. Falconer, "Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 2, pp. 759-767, Feb. 2007.
- [6] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," in *Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference*, May 2000.
- [7] L. Deneire, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Training sequence versus cyclic prefix - a new look on single carrier communication," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 5, No. 7, pp. 292-294, July, 2001.
- [8] K. Nagatomi, K. Higuchi, and H. Kawai, "Complexity reduced MLD based on QR decomposition in OFDM MIMO multiplexing with frequency domain spreading and code multiplexing," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Apr. 2009.
- [9] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Training sequence-aided QRM-MLD block signal detection for single-carrier MIMO spatial multiplexing," in *Proc. IEEE International Conference on Communications*, Jun. 2011.
- [10] 安達, 安達, 中川, "マルチセル環境における MIMO 多重伝送の周波数利用効率," *信学技報*, RCS2007-27, 2007 年 6 月
- [11] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [12] H. Hu, Y. Zhang, and Y. Yao, *Distributed antenna systems; open architecture for future wireless communications*, Auerbach Pub., 2007.
- [13] E. Kudoh and F. Adachi, "Study of a multi-hop communication in a virtual cellular system," in *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Oct. 2003.
- [14] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達, "分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の適用効果," *信学技報*, RCS2011-144, 2011 年 10 月
- [15] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達, "マルチセル分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の周波数利用効率," *信学技報*, RCS2011-251, 2011 年 12 月
- [16] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," in *Proc. Comm. Theory Mini-conference of GLOBECOM'97*, Nov. 1997.
- [17] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No.2, pp.664-677, Feb. 2005.
- [18] W. Shin, H. Kim, M. Son, and H. Park, "An improved LLR computation for QRM-MLD in coded MIMO systems," in *Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, 30 Sept.-3 Oct. 2007.
- [19] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "HARQ throughput enhancement using maximum likelihood block detection with recursive QR packet combining and M-algorithm for single-carrier MIMO," *8th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solutions*, May 2011.