

分散アンテナネットワークにおける送受信協調フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送の HARQ スループット

熊谷 慎也[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

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

あらまし 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、セル端に近づくに連れて受信信号電力が低下するため、セル端付近のユーザのスループットが極端に低下してしまう。多数のアンテナを無線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、移動端末の近傍に高確率でアンテナが存在するため、セル全域で高い受信信号電力を達成できる。したがって、複数の分散アンテナを用いてマルチアンテナ(MIMO)空間多重を行えば、セル全域で高いスループットを達成できる。本報告では、以前筆者らが提案した最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく送受信協調フィルタリングを用いる適応シングルキャリア(SC)-MIMO 伝送を DAN に適用したときの下りリンクハイブリッド自動再送要求(HARQ)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。DAN が CN と比較して特にセル端付近のスループットを大幅に向上できること、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送が特に DAN において従来の受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重よりもスループットを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, 送受信協調フィルタリング, HARQ

HARQ Throughput of Adaptive Single-carrier MIMO Transmission with Joint Tx/Rx Filtering in Distributed Antenna Network

Shinya KUMAGAI[†] Tatsunori OBARA[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

Abstract In the conventional cellular network (CN) whose antennas are co-located at the center of the cell, the throughput near the cell edge significantly degrades due to the degradation of the received signal power. Distributed antenna network (DAN) whose antennas are distributed over the entire cell can solve this problem. In DAN, high received signal power can be obtained over the entire cell because the mobile terminal can access the nearby antennas with a high probability. Therefore, the throughput can be increased over the entire cell by performing multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing with multiple distributed antennas. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the hybrid automatic repeat request (HARQ) throughput distribution in DAN of the adaptive single-carrier (SC)-MIMO transmission with minimum mean square error (MMSE) based joint transmit and receive filtering which was recently proposed by us. It is shown that DAN can improve the downlink throughput especially near the cell edge compared to CN and the proposed transmission method can improve the throughput especially in DAN compared to the conventional SC-MIMO spatial multiplexing with receive MMSE filtering.

Keyword Distributed antenna, MIMO, Joint Tx/Rx filtering, HARQ

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るが、利用可能な周波数帯域は限られている。そこで、帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上できるマルチアンテナ(MIMO)空間多重[1]が近年注目されている。

しかし、広帯域無線チャネルは遅延時間の異なる複

数の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]。そのため、アンテナ間干渉(IAI)に加え、周波数選択性フェージングに起因するシンボル間干渉(ISI)によって、MIMO 空間多重の伝送特性が劣化する。周波数選択性フェージングチャネルに耐性のある直交周波数分割多重(OFDM)を対象に MIMO 空間多重が検討されている[3]が、OFDM は送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)が大きいという問題がある。

そこで筆者らは、PAPRの小さいシングルキャリア(SC)-MIMO空間多重[4]に注目している。SC-MIMO空間多重では、IAIのみならず、ISIによって伝送特性が劣化してしまうため、これらを抑圧する信号検出技術が必要である。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域受信フィルタリング(受信MMSEフィルタリング)[4]は、低演算量ながらIAIおよびISIを同時に抑圧できる。しかし、受信フィルタリングだけではIAIおよびISIの抑圧は十分ではない。

筆者らは最近、送信機と受信機でチャンネル情報(CSI)を共有し、MMSE規範に基づく周波数領域空間フィルタリングを協調して行う送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMO伝送を提案した[5]。提案法は、送受信協調MMSEフィルタリングによってMIMOチャンネルをIAIの発生しない直交チャンネル(固有モード)に変換した上で、固有モード毎にMMSE規範に基づく送信電力配分と受信周波数領域等化(FDE)を行うことでISIを抑圧する。また、各固有モードの受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)は大きく異なるため、提案法では適応ランク制御(Rank adaptation)[6]と適応変調[7]を行うことで固有モード間の受信SINR差を低減する。以上より、提案法は従来の受信MMSEフィルタリングだけを用いるSC-MIMO空間多重よりもハイブリッド自動再送要求(HARQ)[8]を用いるパケット伝送のスループット特性を大幅に改善できる。

ところで、広帯域無線チャンネルは、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]。セル中央の基地局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特にセル端付近の移動端末の平均受信信号電力が低下し、MIMO空間多重によるスループットの向上を期待できない。

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)[9,10]が上記の問題を解決できる有望なネットワークだと考えている。DANでは、移動端末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。各分散アンテナは光ファイバ等の有線で信号処理局(SPC)と接続されており、これら分散アンテナを複数用いてMIMO伝送を行うことでスループットの向上が期待できる。筆者らはこれまで、DANにおける広帯域MIMO伝送の下りリンクチャンネル容量分布を明らかにし、DANがCNと比較して特にセル端付近のチャンネル容量を大幅に向上できることを示した[10]。また、固有モード伝送を行い、さらに周波数・固有モードの2次元に対する注水電力配分を行うことでチャンネル容量を最大化できることを示した。しかし、SC-MIMO伝送では周波数領域注水電力配分を行うとISIを強調してしまい、伝送特性が劣化する[11]。一方で、筆者らが提案した送受信協調MMSEフィルタリングは固有モード伝送とMMSE規範に基づく電力配分

を行うため、SC-MIMO伝送との親和性が高い。

そこで本報告では、送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMO伝送を対象に、DANおよびCNの下りリンクHARQ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。送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMO伝送では、MIMOチャンネルを固有モードに変換し、Rank adaptationと適応変調を行うため、端末から遠方に存在する信号検出精度の低い分散アンテナも有効利用でき、特にDANにおいて従来の受信MMSEフィルタリングだけを用いるSC-MIMO空間多重よりも優れたHARQスループット特性が得られる。

本報告の構成は以下のとおりである。第2章では、システムモデルを示す。第3章では、送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMO伝送のHARQパケット伝送系について述べる。第4章では計算機シミュレーションによりHARQスループット分布を明らかにし、第5章でまとめる。

2. システムモデル

2.1. チャンネルモデル

広帯域無線チャンネルは、距離に依存する伝搬損失、対数正規分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングにより特徴づけられる。第 n 送信アンテナから距離 R_n だけ離れた位置に存在する移動端末の平均受信電力 $P_{r,n}$ は次式で表される[2]。

$$P_{r,n} = P_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \quad (1)$$

ここで、 $P_{t,n}$ は第 n 送信アンテナの送信電力、 α は伝搬損失指数、 η_n は零平均で標準偏差 σ_S の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。また、セル半径 R で正規化した距離 $r_n = R_n/R$ 、正規化送信電力 $p_{t,n} = P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、 $\Omega_n = r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}$ とすると、式(1)は次式で書き直される。

$$P_{r,n} = p_{t,n} \cdot \Omega_n \quad (2)$$

L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャンネルを仮定したとき、第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答 $h_{m,n}(\tau)$ は次式で表される。

$$h_{m,n}(\tau) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \delta(\tau - \tau_{m,n}^{(l)}) \quad (3)$$

ここで、 $h_{m,n}^{(l)}$ および $\tau_{m,n}^{(l)}$ はそれぞれ第 n 送信アンテナと第 m 受信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り、本報告ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{m,n}^{(l)} = l$)を有する離散パスを仮定している。また、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2] = 1$ であり、 $\delta(\tau)$ はデルタ関数である。

2.2. ネットワークモデル

本報告では、シングルセル・シングルユーザ環境を仮定する。本報告で仮定するDANおよびCNモデルを

図1に示す. N_r 本のアンテナを有する移動端末がセル内に1台存在するものとする. DANにおいてはセル内に7本のアンテナが等間隔で分散されており, 隣接するアンテナ間の距離はセル半径 R の $2/3$ 倍としている. 一方, CNにおいてはセル中央に7本のアンテナが集中配置されている. これら7本のアンテナの中から, パス利得の二乗和 $\Omega_n \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2$ の大きな N_t 本を送信アンテナとして用いる.

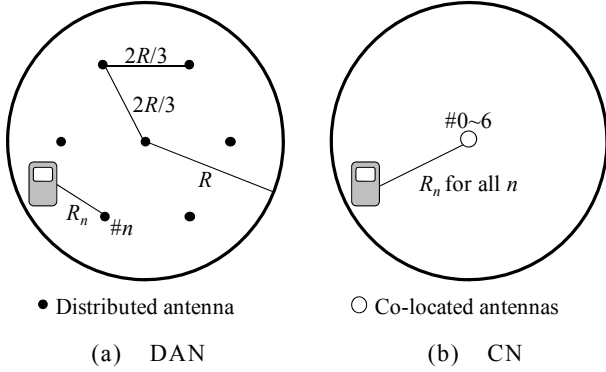


図1 セルモデル

3. 送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送

3.1. 信号伝送系

図2に送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送の送受信系を示す. 符号化, パンクチャおよびインターリーブを行った後のビット系列を, 第3.3節で述べる Rank adaptation と適応変調により再送ごとのチャンネルのみを考慮した J 個のシンボル系列に変調する. 各シンボル系列を N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割し, ブロックごとに離散フーリエ変換(DFT)を適用することで周波数領域データシンボルブロックに変換する. この周波数領域データシンボルブロックに対し送信フィルタリングを適用し, 得られた N_t 個の送信シンボルブロックそれぞれに逆 DFT(IDFT)を適用することで時間領域送信シンボルブロックに再変換する. 各ブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーし, ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入し, N_t 本のアンテナから送信する.

受信機では, N_r 本のアンテナで受信したパケットから CP を除去した後, N_c シンボルごとのブロックに分割し, DFT 後の周波数領域シンボルブロックに対し受信フィルタリングを適用する. 受信フィルタリング後の軟判定出力からビット対数尤度比(LLR)を計算し, このときの受信パケットが再送パケットである場合にはビット LLR 合成[12](すなわちビット LLR の加算)を行う. その後, デインターリーブ, およびデパンクチャを行い, ターボ復号を行う. その後誤り検出を行い, 誤りが検出された場合には Negative Acknowledgement(NACK)信号を送信機に送り, 再送を

要求する. 一方, 誤りが検出されなければ ACK 信号を送り, 次の情報ビット系列の送信を要求する.

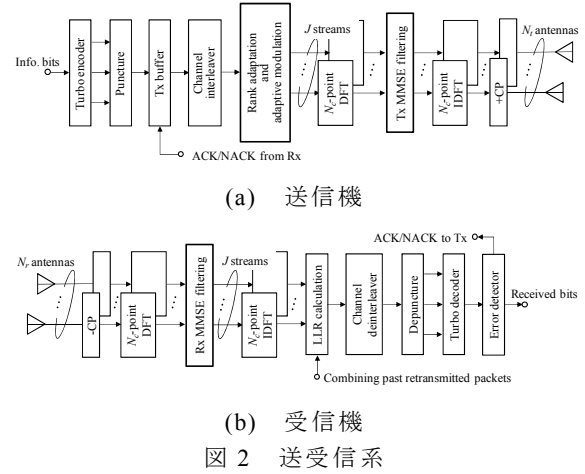


図2 送受信系

3.2. 送受信信号

$N_r \times N_t$ の周波数領域 MIMO チャンnel行列 $\mathbf{H}(k)$ の第 (m,n) 要素 $H_{m,n}(k)$ は, 第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャンネルの伝達関数であり, 次式で表される.

$$H_{m,n}(k) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \exp(-j2\pi k \tau_{m,n}^{(l)} / N_c) \quad (4)$$

送信機では, DFT 後の第 k 周波数における $J \times 1$ の周波数領域データシンボルベクトル $\{\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_j(k), \dots, D_{J-1}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$ に対し送信フィルタリングを行い, 次式で表される送信シンボルベクトルを得る.

$$\mathbf{S}(k)=[S_0(k), \dots, S_n(k), \dots, S_{N_t-1}(k)]^T = \mathbf{W}_t(k)\mathbf{D}(k) \quad (5)$$

ここで, $(\cdot)^T$ は転置演算子を表している. $\mathbf{W}_t(k)$ は $N_t \times J$ の送信フィルタ行列であり, MMSE 規範の最適フィルタは次式で表される.

$$\mathbf{W}_t(k) = \mathbf{V}(k)\sqrt{\Phi(k)} \quad (6)$$

なお, $N_t \times J$ の行列 $\mathbf{V}(k)$ の第 j 列は, N_t 次の正方行列 $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$ の第 j 固有値 $\Lambda_j(k)$ に対応する固有ベクトルである. ここで, $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表している. また, $J \times J$ の対角行列 $\Phi(k)$ の第 j 対角要素 $\Phi_j(k)$ は, 第 k 周波数における第 j 固有モードへの MMSE 規範に基づく送信電力配分であり, 次式で表される.

$$\Phi_j(k) = \max\left\{\frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_j(k)}} - \frac{1}{\gamma \Lambda_j(k)}, 0\right\} \quad (7)$$

ここで, μ は総送信電力を一定にする(すなわち $\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J-1} \Phi_j(k) = N_c$) ように設定される定数であり, $\gamma = E_s / N_0$ (E_s は正規化送信シンボルエネルギー, 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. ただし $E_s = \sum_{n=0}^{N_t-1} p_{t,n} \cdot T_s$ であり, T_s はシンボル長.) である. 得られた N_t 個の送信シンボルブロック $\{S_n(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1\}$ に対して N_c ポイント IDFT を適用

し、時間領域送信ブロックを生成し、CPを挿入して各アンテナから送信する。

受信機では、 N_r 本のアンテナで得られた各受信シンボルブロックからCPを除去し、 N_c ポイントDFTを適用して周波数領域シンボルブロックに変換する。第 k 周波数における $N_r \times 1$ の周波数領域受信信号ベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= [Y_0(k), \dots, Y_m(k), \dots, Y_{N_r-1}(k)]^T \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{Z}(k) = [Z_0(k), \dots, Z_m(k), \dots, Z_{N_r-1}(k)]^T$ は雑音ベクトルであり、各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。

$\mathbf{Y}(k)$ に対し次式のように $J \times N_r$ の受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r(k)$ を乗算し、周波数領域軟判定シンボルベクトルを得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}(k) &= [\hat{D}_0(k), \dots, \hat{D}_j(k), \dots, \hat{D}_{J-1}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_r(k) \mathbf{Y}(k) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{W}_r(k) \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、MMSE規範の最適 $\mathbf{W}_r(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_r(k) = \{\mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k)\}^H \left[\mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \{\mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k)\}^H + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \quad (10)$$

ここで、 \mathbf{I}_X は X 次の単位行列である。得られた J 個の周波数シンボルブロック $\{\hat{D}_j(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1$ に N_c ポイントIDFTを適用し、時間領域軟判定シンボルベクトルを得る。時間領域軟判定シンボルベクトルからビットLLRを計算し、このときの受信パケットが再送パケットである場合にはビットLLR合成(すなわちビットLLRの加算)を行う。

ここで、送受信協調MMSEフィルタリングの動作について考察する。受信フィルタ乗算後の等価チャネル $\bar{\mathbf{H}}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}(k) &= \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \\ &= \text{diag} \left[\frac{P_0(k) \Lambda_0(k)}{P_0(k) \Lambda_0(k) + \gamma^{-1}}, \dots, \frac{P_{J-1}(k) \Lambda_{J-1}(k)}{P_{J-1}(k) \Lambda_{J-1}(k) + \gamma^{-1}} \right] \\ &= \text{diag} [\bar{H}_0(k), \dots, \bar{H}_{J-1}(k)] \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)より、送受信協調MMSEフィルタリングによってMIMOチャネル行列 $\mathbf{H}(k)$ が対角化され、IAIが発生しないことがわかる。また、各固有モードに対して式(7)で表されるMMSE規範に基づく送信電力配分を適用することで、効果的にISIを抑圧することができる。

3.3. Rank adaptation および適応変調

本報告では、ビット誤り率(BER)最小規範に基づき、ランク J と変調方式を再送毎に決定する。受信SINRの低い固有モードにビットを割り当てない、または割り当てるビット数を少なくし(ランク J を減らす、または低多値変調を適用し)、受信SINRの高い固有モードに割り当てるビットを多くする(高多値変調を適用す

る)ことで固有モード間の伝送特性差を小さくできる。

送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMOのHARQパケット伝送における第 j 固有モードの受信SINR、 Γ_j は次式で表される。

$$\Gamma_j = \frac{|\tilde{H}_j|^2}{\left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\bar{H}_j(k)|^2 - |\tilde{H}_j|^2 \right\} + \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |W_{j,m}^{(r)}(k)|^2} \quad (12)$$

ここで、

$$\tilde{H}_j = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \bar{H}_j(k) \quad (13)$$

であり、 $W_{j,m}^{(r)}(k)$ は $\mathbf{W}_r(k)$ の第 (j,m) 要素である。

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、雑音とISIの和が複素ガウス変数で近似できるとき、条件付きBER、 $p_b^{(j)}$ は次式のように近似できることが知られている[2]。

$$p_b^{(j)} = a_j \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\Gamma_j}{b_j}} \right) \quad (14)$$

ここで、 a_j および b_j は変調方式に対応した係数であり、表1のようにになっている。また、 $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。 J 個の固有モードにそれぞれ1シンボルあたり M_j ビットを割り当てたときの全固有モードの平均BER、 \bar{P}_b は次式のように表すことができる。

$$\bar{P}_b = \frac{\sum_{j=0}^{J-1} M_j p_b^{(j)}}{\sum_{j=0}^{J-1} M_j} = \frac{1}{\eta} \sum_{j=0}^{J-1} M_j a_j \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\Gamma_j}{b_j}} \right) \quad (15)$$

ここで、 $\eta = \sum_{j=0}^{J-1} M_j$ であり、周波数利用効率(bps/Hz)を表している。

ランク J および変調方式の決定は以下の手順で行う。まず、すべての J のパターンに対して式(12)より Γ_j を計算する。次に、全固有モードに割り当てられるビット数の合計が η となるような各固有モードへのビット配分の全組み合わせについて、式(15)を用いて最も平均BERが小さくなるランク J および変調方式の組み合わせを選択する。

表1 各変調方式の a_j および b_j

Data modulation	a_j	b_j
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 2 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	Turbo encoding with (13,15) RSC encoder Log-MAP decoding with 6 iterations	
HARQ	Type II S-P4	
Transmitter & Receiver	Normalized transmit E_s/N_0	10(dB)
	No. of information bits	$K=4096$
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of Tx/Rx antennas	$(N_t, N_r)=(2,2),(4,4)$
Antenna correlation	Uncorrelated	
Channel	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s=7.0(\text{dB})$
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform

表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す。HARQ に用いる誤り訂正符号として、(13,15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器を 2 つ用いるターボ符号を適用している。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 6 回とした。HARQ には Type II S-P4[8]を用い、誤り検出は理想とした。変調方式は表 1 のものを用いた。情報ビット長は $K=4096$ ビットである。16 パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、各アンテナ間のフェージングは無相関とする。チャネル推定は送受信機双方で理想的に行えるものとしている。

4.2. HARQ スループットの空間分布

図 3 に、端末が図 1 に示すセルの中央から距離 x の位置に存在するときの平均スループットを示す。送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送との比較のため、受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重の特性も併せて示す。図 3(a) は $N_t=N_r=2$ 、同図(b)は $N_t=N_r=4$ のときの特性を示している。受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重では、図 3(a)の $\eta=4(8)$ のときには QPSK(16QAM)変調を、同図(b)の $\eta=8(16)$ のときには QPSK(16QAM)変調をそれぞれ N_t 個のストリームに適用し、等電力で送信している。また、受信機では同一パケットを受信した際には MMSE パケット合成[4]を行った。図 3 より、CN ではセル端に近づくに連れて平均スループットが低下するのに対し、DAN ではセル端でも平均スループットがほぼ低下しないことがわかる。これは、DAN ではアンテナをセル内に分散配置したために伝搬損失の影響を低減できたからである。

また、図 3 より、提案法が従来の受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重よりも特に DAN

において平均スループットを向上できていることがわかる。提案法では固有モード伝送と Rank adaptation 及び適応変調により、地理的に分散している複数のアンテナを有効利用できたためである。以下でその詳細を考察する。

図 4 に、 $N_t=N_r=4$ のときのセル内の各地点におけるランク及び変調方式の選択確率を示す。図 4 より、DAN ではセル内のどの地点でも $J=3$ が選択される確率が最も高いことがわかる。これは、DAN では受信信号電力が高確率で高くなるため、ダイバーシチ利得よりも多重化利得を得るように Rank adaptation と適応変調が動作するためである。ただし、 $J=4$ となる確率は極めて低いことがわかる。これは、 $N_t=4$ のうち比較的端末から遠方に存在するアンテナからの信号の検出精度が低いためである。提案法では最小固有モードにビットを割り当てず、その分のビットを受信 SINR の高い他の固有モードに割り当てることで通信品質を向上している。そのため、従来の受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重よりも高いスループットを達成できる。一方、CN ではセル端に近づくに連れてランクが小さくなる確率が高くなることがわかる。これは、セル端での受信信号電力が伝搬損失により低下するため、ダイバーシチ利得を得るように Rank adaptation と適応変調が動作するためである。しかし、CN ではダイバーシチ利得を得ても伝搬損失とシャドウイング損失の影響を低減できないため、スループットがあまり向上しない。

また、図 3 より、 $N_t=N_r=2$ のときよりも $N_t=N_r=4$ のときのほうが提案法による平均スループット特性の改善効果が大きいことがわかる。これは上述のように、提案法では地理的に分散している複数のアンテナを有効利用できるからである。従来法では送信アンテナ本数が増えるに連れて端末から遠方に存在するアンテナからの信号検出精度が低下するため、送信アンテナ本数が増加するほど提案法の改善効果が顕著に現れる。

5. むすび

本報告では、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送を対象に、DAN 及び CN の HARQ スループット分布を明らかにした。計算機シミュレーションにより、DAN が CN と比較して特にセル端付近のスループットを向上できること、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送が特に DAN において従来の受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重よりもスループットを向上できることを示した。DAN モデルに関する詳細な検討は今後の重要な検討課題である。

文 献

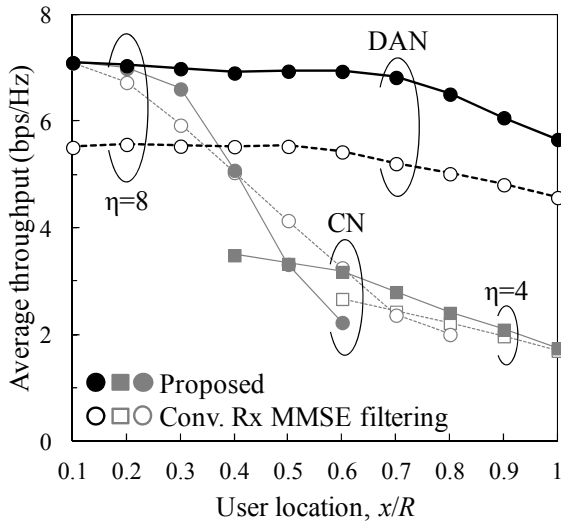
- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless*

Communications, Cambridge University Press, 2007.

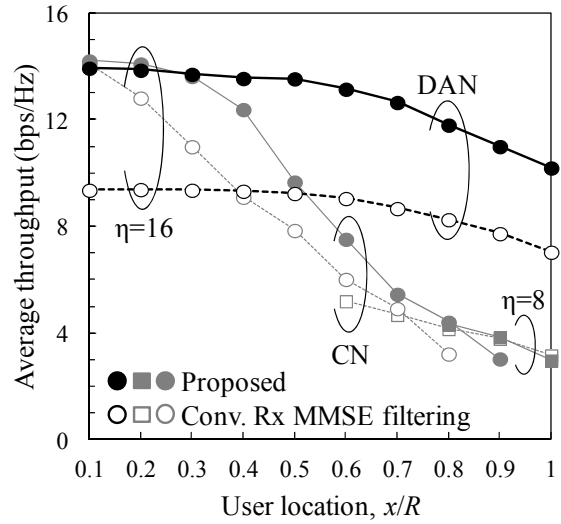
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC 2000), vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [4] S. Okuyama, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection and interference cancellation for uplink SC-FDMA MIMO using HARQ," Proc. IEEE International Conference on Communications, June 2011.
- [5] 熊谷, 小原, 山本, 安達, "送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送の HARQ スループット," 信学技報, RCS2012-299, pp. 85-90, 2013 年 2 月.
- [6] R. W. Heath Jr., and A. J. Paulraj, "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 6, pp. 962-968, June 2005.
- [7] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori and K. Cho, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a

MIMO channel," Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-Fall), Sept. 2002.

- [8] 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.
- [9] H. Hu, Y. Zhang, and Y. Yao, *Distributed antenna systems; open architecture for future wireless communications*, Auerbach Pub., 2007.
- [10] S. Kumagai, R. Matsukawa, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Spectral Efficiency of Distributed Antenna Network Using MIMO Spatial Multiplexing," Proc. IEEE 76th Vehicular Technology Conference (VTC2012-Fall), Sept. 2012.
- [11] 熊谷, 小原, 山本, 安達, "シングルキャリア固有モード MIMO 伝送に及ぼす電力配分の影響," 信学会総合大会, B-5-20, pp. 430, 2013 年 3 月.
- [12] E. W. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. M. Cioffi, "Optimal combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," Proc. IEEE International Symposium on Information Theory, June 2007.

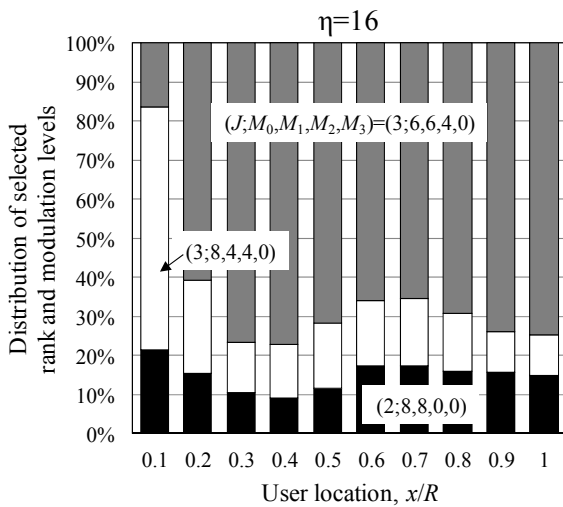


(a) $N_t=N_r=2$

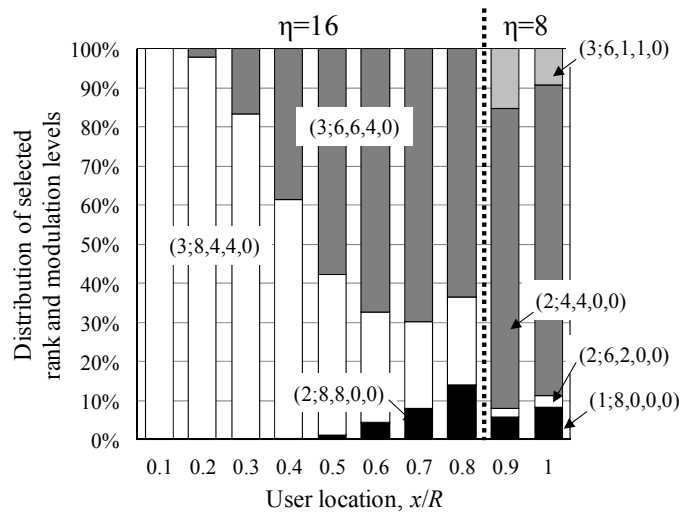


(b) $N_t=N_r=4$

図3 平均スループットの空間分布



(a) DAN



(b) CN

図4 ランクと変調方式の選択確率($N_t=N_r=4$)