ブロードバンドパケット無線アクセス 1Gbit/sパケット信号伝送実験特集

実験装置の構成および特性

100MHzの周波数帯域幅を有するVSF-Spread OFDM 無 線アクセス方式における MIMO 多重を用いたパケット信号 伝送実験を行った.実験結果より、4送受信アンテナブラ ンチの MIMO 多重伝送、適応生き残りシンボルレプリカ選 択を適用した QRM-MLD 信号分離法、16QAM データ変調、 および符号化率 8/9の軟判定ターボ符号化を用いたとき、 平均受信 E_b/N₀(1ビット当りの信号エネルギー対雑音電力 密度比)が約12dB で1Gbit/sのスループット特性を実現で きることを示した.

^{まえだ のりゆき}	かわい ひろゆき
前田 規行	川合 裕之
^{かわもとじゅんいちろう}	^{ひぐち けんいち}
川本潤一郎	樋口 健一

1. まえがき

最大10bit/s/Hzの高い周波数利用効率を実現するマルチ アンテナ信号伝送法(MIMO:Multiple Input Multiple Output)[1][2]を適用したブロードバンドパケット無線アク セス実験装置を試作した.本稿では、下りリンク100MHz 周波数帯域幅の可変拡散率(VSF:Variable Spreading Factor)-Spread直交周波数分割多重(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)無線アクセス[3][4]におけ る MIMO多重伝送を用いる1Gbit/sパケット信号伝送実験 装置の構成およびマルチパスフェージングシミュレータを 使用して測定した室内実験結果について述べる.

2. 実験装置構成

2.1 全体構成

下りリンク100MHz帯域幅のVSF-Spread OFDM 無線ア クセスにおける MIMO 多重伝送を用いる最大1Gbit/sパケ ット信号伝送実験に焦点を当てるため、基地局装置の送信 部,移動局装置の受信部構成について説明する.図1(a)(b) に基地局装置の送信部および移動局装置の受信部構成を、 表1に基本仕様を示す.下りリンクの無線アクセス方式と して、無線帯域幅が101.5MHzのVSF-Spread OFDM アク セスを採用した.基地局装置送信部では、2値の情報ビッ ト系列は、まず、各送信アンテナブランチへ直並列変換さ

• New Technology Reports •



BPF: Band Pass Filter(受信用周波数帯域フィルタ) LNA: Low Noise Amplifier(低雑音増幅器) GI: Guard Interval $(\mathcal{I} - \mathcal{I} \mathcal{I} \mathcal{I} \mathcal{I})$

S/P: Serial-to-Parallel conversion(直並列変換)

図1 実験装置構成

表1 実験装置基本仕様 (下りリンク)	
無線アクセス	VSF-Spread OFDM
キャリア周波数	4.635GHz
帯域幅	101.5MHz
送受信アンテナブランチ数	4
サブキャリア数	768(131.836kHz サブキャリア間隔)
OFDM シンボル長	7.585 µs + GI 1.674 µs
拡散率	1
データ変調	QPSK, 16QAM
チャネル符号化/復号	ターボ符号 (R=1/2~8/9) / Max-Log-MAP 復号
信号分離	適応生き残りシンボルレプリカ選択を適用した QRM-MLD 法

れる. その後,送信アンテナブランチご とに, 直並列変換後の情報ビット系列を チャネル符号化し, データ変調マッピン グした.チャネル符号化としては、拘束 長4ビット,符号化率R=1/2~8/9のタ ーボ符号を適用し、データ変調には、4相 位相変調(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) および16 直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) を適用 した.送信アンテナブランチ数は4であ

• New Technology Reports •

る. 各送信アンテナブランチの送信シンボル系列は、 OFDMのサブキャリア方向に周波数インタリーブされるよ うシンボルインタリーブした. インタリーブ後の送信シン ボル系列は、各サブキャリアへ直並列変換された後、受信 機におけるシンボルタイミング検出。および各送受信アン テナブランチ間のチャネル推定を行うために、サブキャリ アごとに合計4シンボルの直交パイロットチャネルと2シ ンボルの制御チャネルを0.5msフレーム内に時間多重した。 各送信アンテナブランチに対応するシンボル系列は,送信 アンテナブランチごとに1024ポイントの逆フーリエ変換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) により OFDM シン ボル (7.585µs) に変換し、ガードインターバル (1.674µs) を付加した.サブキャリア間隔は、131.836kHzである. I/Q (In phase and Quadrature-phase signals) ベースバンド変調 信号は, D/A (Digital to Analog) 変換, および中間周波数 (IF: Intermediate Frequency) に直交変調後, 4.635GHzの 無線周波数 (RF: Radio Frequency) のキャリア周波数に周 波数変換して送信した.

移動局装置受信部では、4受信アンテナブランチで受信 した受信信号をIF帯において自動利得制御(AGC: Automatic Gain Control)増幅器による線形増幅および直交 検波後、I/Qチャネルの信号を受信ディジタル信号に12ビ ットのA/D(Analog to Digital)変換を行った。受信OFDM シンボルタイミングは、高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)前の受信信号とフレーム内に多重した 直交パイロットチャネルの相互相関を基に0.5ms周期で検 出、更新した。検出した受信OFDMシンボルタイミングを 基に、受信ディジタル信号のガードインターバルを除去し、 1024ポイントのFFTにより各サブキャリアの信号成分に分 離した。その後、チャネル推定部において、直交パイロッ トチャネルを用いる2次元重み付き平均化(MSCA: Multi-Slot and sub-Carrier Averaging)チャネル推定フィル タ[5]により、各送受信アンテナブランチ間のチャネル推定 値を求めた.このチャネル推定値を用いて,信号分離部で 信号検出を行い,対数尤度比(LLR:Log Likelihood Ratio) 計算部で,軟判定ターボ復号のためのビットごとのLLRを 計算した.最後に,ビットごとのLLRをターボ復号器 (Max-Log-MAP(Maximum *A Posteriori*)復号器)に入力 し,各送信アンテナブランチに対応する復号データを並直 列変換して,送信信号系列を再生した.

2.2 MSCAフィルタを用いたチャネル推定部構成

図2に、MSCAフィルタを用いたチャネル推定部の構成 を示す。MSCAチャネル推定フィルタでは、まず、1スロ ット、1サブキャリア内の4パイロットシンボルを同相加算 することにより、各送信アンテナブランチと受信アンテナ ブランチ間の仮のチャネル推定値をサブキャリアごとに求 めた。次に、得られた仮のチャネル推定値を、隣接する3 サブキャリア×3スロット間で、周波数方向には aFreq、時 間方向には aTimeの実数重み付け同相平均化することによ り、サブキャリアごとの最終的なチャネル推定値を計算し た。MSCAチャネル推定フィルタの重み係数は、大きくす るほど雑音に対する平均化効果が得られるが、フェージン グ変動に対する追従性は劣化するというトレードオフの関 係がある。

2.3 QRM-MLDにおける信頼度情報に基づく 適応生き残りシンボルレプリカ選択法

本実験装置では、本特集「実験装置と技術概要」で説明 したQRM-MLD (complexity-reduced Maximum Likelihood Detection with QR decomposition and M-algorithm) 法[6]をベ ースにした信頼度情報に基づく適応生き残りシンボルレプ リカ選択法[7]を用いた.適応生き残りシンボルレプリカ選 択法は、象限検出を用いる各ステージのシンボルランキン グ処理、および当ステージまでの生き残りシンボルレプリ カ候補の累積ブランチメトリックとシンボルランキング情



図2 MSCAチャネル推定部の構成

報を用いた適応生き残りシンボルレプリカ選択処理で構成 される、以下、各部の処理について説明する、 (1) 各ステージのシンボルレプリカのランキング処理

図3に各ステージで新たに加わったシンボルレプリカ 候補に対する。象限検出に基づくシンボルランキングを 示す。例として16QAMを用いた場合を示す。QRM-MLD法の第1ステージでは、z1には、送信信号1の信号 成分(および雑音成分)のみ含まれる.また、QR分解後 において,R行列の対角要素は常に正の実数となるため, z1は位相回転を生じない.よって、ステップ1では、z1に 対して、まず1回目の象限検出を行い、21の位置する象 限を検出する.象限検出は、z1のI、Q成分の符号を確認 するだけで非常に簡単に行うことができる。続いて、検 出した象限の中心にI,Q軸を移動し、2回目の象限検出 を行う、この処理をN回繰り返すことにより、信号のコ ンスタレーション内の領域を $2^N \times 2^N$ に分割した小領域 のいずれにz1が位置するかを検出することができる.実 際の装置では、この象限検出を用いたシンボルランキン グ処理は、信号のコンスタレーション内の領域を $2^N \times 2^N$ に分割した情報をメモリに書き込んでおき,z1の位置が どの領域にあるか同定することにより実現できる. その 後,得られたz₁が位置する小領域の中心からの距離が小 さい順に各シンボルレプリカ候補のシンボルランキング を行う(同一距離の場合は、事前に定めた順番でランキ ングするものとする). この象限検出を用いたシンボルラ ンキング処理により、複雑な2乗ユークリッド距離を行う ことなしに、シンボルごとの信頼度情報を得ることがで きる.

さらに, ステージm(m>1) では, ステージ(m-1) に おける S_{m-1} 個の生き残りシンボルレプリカ候補 c_{m-11} , ..., c_{m-1} , S_{m-1} それぞれに対して、シンボルランキングを 行う.以下, c_{m-11}に対するシンボルランキングを説明

する. ステージmにおけるzmは, 前ステージまでの生き 残りシンボルと当ステージでのシンボルとの合成信号で あるため、 z_m から、 $c_{m-1,1}$ の信号成分を差し引くことに より、当ステージで新たに加わった信号zm'を生成する. そして, zm'に対して第1ステージと同様に繰り返し象限 検出を行うことにより、cm-11に対する送信信号mの16 個のシンボルレプリカ候補が信頼度の高い順にシンボル ランキングされる.他の生き残りシンボルレプリカ候補 $c_{m-1,2,...,}, c_{m-1}, S_{m-1}$ についても同様の処理を行うことに より、送信信号mの16個のシンボルレプリカ候補に対す るシンボルランキングが行われる.

(2) 繰り返し処理による信頼度情報に基づく適応生き残りシ ンボルレプリカ候補の選択

信頼度情報に基づく適応生き残りシンボルレプリカ選 択法の動作原理を図4に示す。図4において縦軸は、生き 残りシンボルレプリカの2乗ユークリッド距離の和で表 す累積ブランチメトリックである。2乗ユークリッド距 離の和が小さいほど(累積ブランチメトリックが小さい ほど),信頼度が高いシンボルレプリカを示している、ス テージm(m > 1) において適用することができる信頼度 情報は次の2種類である.まず,第1にステージ (m-1) までの, S_{m-1} 個の生き残りシンボルレプリカ候補 c_{m-11} , ..., c_{m-1}, S_{m-1}に対する累積ブランチメトリック情報が得 られている.図4において、Sm-1個の生き残りシンボル レプリカ候補の中で, $c_{m-1,1}, \dots, c_{m-1}, S_{m-1}$ の順に, 累積 ブランチメトリックが小さく、信頼度が高いと仮定す る. 第2に、ステージ*m*で加わった、C個のシンボルレ プリカについて、前述の象限検出を用いるシンボルラン キング処理で、信頼度の大きい順にランキングが行われ ている、本提案の適応生き残りレプリカ選択法では、累 積のブランチメトリックの小さい順(すなわち2乗ユー クリッド距離の累積値の小さい順)に、順次、ステージ



z_m': *z_m*から前ステージまでの生き残りシンボルの 信号成分を差し引いた後の信号成分

図3 象限検出に基づくシンボルランキング



図4 適応生き残りシンボルレプリカ選択法の動作原理

mにおける生き残りシンボルレプリカ候補として選択し ていく.図4において,生き残りシンボルレプリカcm-11 とステージmで加わったシンボルレプリカ $c_{m-1,1,1}$ の組 合せが2乗ユークリッド距離の和が最小である確率が最 も高いので、この組合せのシンボルレプリカ候補から、2 乗ユークリッド距離を計算する.この累積の2乗ユーク リッド距離(累積ブランチメトリック)を新たに、この 組合せのシンボルレプリカ候補の累積ブランチメトリッ クとして更新する. さらにこの値を, 生き残りシンボル レプリカ候補cm-1.1に対する累積ブランチメトリックの 代表値として更新する.そして、これと他の、ステージ (m-1)からの生き残りシンボルレプリカ候補 $c_{m-12,...,n}$ c_{m-1}, S_{m-1} のそれぞれの累積ブランチメトリックの代表 値と比較する(すなわち, Sm-1個のグループの中の累積 ブランチメトリックが最も小さいシンボルレプリカ候補 間の,累積ブランチメトリックを比較する).図4の例で は, 生き残りシンボルレプリカ候補 c_{m-11} にシンボル候 補cm-111が追加された組合せが,他の生き残りシンボル レプリカ候補 $c_{m-1,2}$,..., c_{m-1} , S_{m-1} の代表のシンボルレプ リカ候補よりも、累積ブランチメトリックがまだ小さい (すなわち信頼度が大きい)ため,次に, c_{m-11}に対して $c_{m-1,1,1}$ の次にランキングされたシンボル候補 $c_{m-1,1,2}$ に 対して,2乗ユークリッド距離を計算して, cm-1.1に対す る代表の生き残りシンボルレプリカ候補として更新 する. 以上のように, Sm-1個の生き残りシンボルレプリ カ候補 $c_{m-1,1}, \dots, c_{m-1}, S_{m-1}$ に対して,累積ブランチメト リックが最も小さいと想定されるシンボルレプリカ候補 の組合せを選択し、2乗ユークリッド距離を計算する処

理を S_m 回繰り返す.したがって本方法では、ステージm における生き残りシンボルレプリカ候補数に相当する S_m 回のみ2乗ユークリッド距離を計算すればよく、従来の QRM-MLD法と比較して大幅に演算処理量を低減するこ とができる.

具体的には,演算処理量を削減しない最尤検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection)法(以下,Full MLD法)とほぼ同等のパケット誤り率,スループット特 性を実現できる一方,演算処理量(信号分離に必要な乗 算・加算・比較演算処理をすべて考慮)をFull MLD法の 約1/1200に,オリジナルのQRM-MLD法の約1/4に低 減できる.

2.4 LLR 計算部の構成

QRM-MLD法では,演算処理量を低減するために生き残 りシンボルレプリカ候補の削減を行うので,Mアルゴリズ ムの最終ステージにおいて,"1"あるいは"0(-1)"のビ ットを有する生き残りシンボルレプリカ候補が存在しない 場合が生じる.このような存在しないビットに対してLLR 計算のための尤度を得るため,生き残りシンボルレプリカ 候補が存在するビットの累積ブランチメトリックに基づく 尤度計算法[8]を適用した.図5に,生き残りシンボルレプ リカ候補が存在するビットに対する尤度計算の構成を示 す.生き残りシンボルレプリカの候補が存在しないビット に対する尤度として,ビット"1","-1"双方の累積ブラ ンチメトリック計算結果が存在した場合において,大きい ほうの累積ブランチメトリックを選択し,この値をフレー ム内で平均化した値のX倍値を用いた.さらに,LLRの計 算において,ユークリッド距離(上述の尤度の平方根)の 差を用いる方法を用いた.

3. 室内実験結果

実験評価では、送受信アンテナブランチ数を4とし、デ ータ変調にはQPSKおよび16QAMを用いた。各送受信アン テナブランチ間のマルチパスフェージングチャネルは、フ ェージングシミュレータにより生成した。フェージングシ ミュレータでは、各パスの平均受信電力が2dBずつ減衰す る最大ドップラ周波数が $f_{\rm D}$ =20Hz, r.m.s.遅延スプレッド σ =0.26µsの6パスのレイリーフェージング波を生成した。 $f_{\rm D}$ =20Hzは4.7km/hの歩行速度に相当している。なお、 r.m.s.遅延スプレッド σ =0.26µsの値は、横須賀地区で行っ たセル半径1km程度の屋外実験での測定結果におおむね基 づくものである[9].

まず,基地局装置の送信スペクトル,および移動局装置 入力の受信スペクトルを,それぞれ図6(a)(b)に示す.本 図では,周波数選択性フェージングの様子を分かりやすく 示すため,σ=0.085µsとしている.信号帯域幅は100MHz であり,受信スペクトルから周波数選択性(マルチパス) フェージングを受けている様子が分かる.次に,16QAM変 調を用いたときの信号分離前および信号分離後の受信コン スタレーションを,図7(a)(b)にそれぞれ示す.4送信アン テナブランチからの合成信号が各受信アンテナブランチに 受信されるため,信号分離前は信号位置が認識できない. しかしながら,信号分離後は16QAM変調の信号コンスタ レーションが明らかに観測できている.したがって,適応 生き残りシンボルレプリカ選択を適用したQRM-MLD信 号分離法が,高精度に動作している様子が分かる.

図8(a)(b)に、符号化率がR=1/2および8/9の場合の、 MSCAチャネル推定フィルタの周波数領域の実数重み係数 α Freq をパラメータにしたときの, 受信アンテナブランチ当 りの平均受信 E_b/N₀に対する平均パケット誤り率特性を示 す. スロット方向の実数重み α_{Time}は1.0とした. また比較 のため、対象スロットのパイロットシンボルのみを用いる 方法 ({a Freq, a Time}={0.0, 0.0}以下, 1スロットチャネル推 定法)の実験結果および、同一のチャネルモデルを用いた 場合の計算機シミュレーション結果を併せて示す.図8(a) において*R*=1/2のとき、実験結果のシミュレーションか らの平均パケット誤り率が10⁻²を満たす所要平均受信 E_b/N₀の劣化は0.5dB程度であり、シミュレーション結果 とほぼ一致した妥当な実験結果が得られている.また、図 8(b)においてR = 8/9のとき、実験結果はシミュレーショ ン結果と比較して所要平均受信 Eh/Noが約2dB 劣化してい る. R=1/2のときに比較して所要Eb/Noの劣化が増大して いるのは、受信 E_b/N₀の動作点が高くなったために、A/D 変換器の量子化誤差の影響が増大したためである。図8(b) より,遅延スプレッド $\sigma = 0.26 \mu s \sigma$ 場合, { $\alpha_{\text{Free}}, \alpha_{\text{Time}}$ }=



(a) 送信スペクトル

(b)受信スペクトル

図6 送受信スペクトル

• New Technology Reports •





{0.2, 1.0}のMSCAチャネル推定フィルタの適用により、1ス ロットチャネル推定法に比較して平均パケット誤り率が 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を約2.0dB改善できてお り、シミュレーション結果における改善効果とほぼ一致し た特性改善が室内実験により確認できている、これは、低 受信E_b/N₀領域において,MSCAチャネル推定フィルタが 前後スロットおよび隣接サブキャリアとの相関を利用した 平均化により背景雑音の影響を低減できているためである。

図9に、R=8/9のときの適応生き残りシンボルレプリカ 選択を適用したQRM-MLD法を適用した場合の,受信ア ンテナブランチ当りの平均受信 E_b/N₀に対するスループッ

ト特性の実験結果を示す。第1ステージの生き残りシンボ ルレプリカ候補数は $S_1 = 16$ とし,第2~4ステージの生き 残り候補数S2-4を28とした.また比較のため、同一のチャ ネルモデルを用いた場合の, 適応生き残りシンボルレプリ カ選択を適用したQRM-MLD法、演算量削減を行わない Full MLD法[10], 平均2 乗誤差最小 (MMSE: Minimum Mean Squared Error) 法のシミュレーション結果も併せて 示す. 図9より, 適応生き残りシンボルレプリカ選択を適 用したQRM-MLD法のシミュレーション結果は,Full MLD法からの劣化が0.5dB以内に抑えられている. さらに 適応生き残りシンボルレプリカ選択を適用したQRM-MLD

20

平均パケット誤り率

 10^{-3}

法により、平均受信 E_b/N_0 が12dB 程度でスループット 1Gbit/sを実現できており、1Gbit/sを実現するために必要 となる所要の平均受信 E_b/N_0 を MMSE 法に比較して10dB 以上の低減ができている。前述のように、シミュレーショ ン結果と比較して実験結果が劣化した最も主要な要因は、 A/D変換器の量子化に起因する量子化雑音であると考えら れる。この量子化雑音は、Full MLD法、適応生き残りシン ボルレプリカ選択を適用した QRM-MLD法、および MMSE 法において演算処理の観点から顕著な影響の差があ るとは考えにくい。したがって、実装した実験装置を仮定 した場合にも、Full MLD法、適応生き残りシンボルレプリ カ選択を適用した QRM-MLD法、および MMSE 法は、シ ミュレーション結果での相対的な特性差にほぼ対応した特 性差が得られるものと想定できる。

図10に、適応生き残りシンボルレプリカ選択を適用した QRM-MLD法における存在しないビットの尤度の重み係数 X値に対する平均パケット誤り率が10⁻²を満たす所要の受信 アンテナブランチ当りの平均受信 E_b/N_0 特性を示す.LLRの 計算には、ユークリッド距離を用いた。図10より、R=1/2、 8/9の場合ともに、Xが約1.5~4.0程度のときに最も所要平 均受信 E_b/N_0 を低減できている.Xを1より大きくしたとき に所要平均受信 E_b/N_0 が低減するのは、最終ステージにおけ る生き残りシンボルレプリカ候補に存在しないビットに対し ては、より低い尤度を与えたほうが良好な特性が得られるた めである。しかしながら、さらにXを4以上に大きくした場 合に特性が劣化するのは、硬判定ターボ復号に近づくためで ある.また、実験結果において、Xを4以上に大きくした場 合の劣化がほとんど無いのは、量子化により存在しないビッ トの尤度の最大値が制限されているためである。

最後に、図11に、データ変調方式およびチャネル符号化 率の組合せ(MCS: Modulation and channel Coding Scheme)として{QPSK, R=1/2}, {QPSK, R=2/3}, {QPSK, R=6/7}, {16QAM, R=1/2}, {16QAM, R=2/3}, {16QAM, R=3/4}, {16QAM, R=8/9}を用いたときの平均受信E_s/N₀ (1シンボル当りの信号エネルギー対雑音電力密度比)に対 するスループット特性の実験結果を示す.同一条件の計算 機シミュレーション結果を点線で示す.図11より,実現で きるデータレートが高いMCSほど、シミュレーション結果 に比較した同一のスループットを実現するために必要な所 要受信E_s/N₀の劣化量が増大するものの、1.028Gbit/sのデ ータレートを実現する16QAM, R=8/9の場合でも2dB程度 の劣化に収まっている.さらに、4送受信アンテナブラン チを用いるMIMO多重法において適応生き残りシンボルレ プリカ選択を適用したQRM-MLD法を用いることにより、



図9 適応生き残りシンボルレプリカ選択を適用したQRM-MLDのスループット特性



図10 重み係数Xに対する所要平均受信Eb/N0特性



• New Technology Reports •

{16QAM, R=1/2}, {16QAM, R=3/4}, {16QAM, R=8/9}の MCSを用いたとき,平均受信 E_s/N_0 が9.5dB, 13.5dB, 17.5dB で,500Mbit/s, 800Mbit/s, 1Gbit/sのスループットを実現で きることを室内実験で確認した.

4. あとがき

本稿では、下りリンク100MHz周波数帯域幅のVSF-Spread OFDM無線アクセスにおける MIMO 多重伝送を用い た1Gbit/sパケット信号伝送実験装置の構成,およびマルチ パスフェージングシミュレータを用いて測定した室内実験 結果について報告した.実験結果より、4送受信アンテナブ ランチの MIMO 多重法,適応生き残りシンボルレプリカ選 択を適用した QRM-MLD 信号分離法,16QAM データ変調, 符号化率8/9のターボ符号・軟判定復号を用いた場合に、 平均受信 E_b/N₀が約12dBで,1Gbit/sのパケット信号伝送 (周波数効率10bit/s/Hz)を実現できることを示した.

文 献

- G. J. Foschini, Jr.: "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell Labs Tech. J., pp. 41–59, Autumn 1996.
- [2] R. D. Murch and K. B. Letaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 76–83, Apr. 2002.
- [3] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi: "Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 1, pp. 291–299, Jan. 2003.
- [4] T. A. Thomas, K. L. Baum and F. W. Vook: "Modulation and coding rate selection to improve successive cancellation reception in OFDM and spread OFDM MIMO systems," Proc. IEEE ICC 2003, pp. 2842– 2846, May 2003.
- [5] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda and M. Sawahashi: "Performance of QRM-MLD employing two-dimensional multi-slot and carrier-averaging channel estimation using orthogonal pilot channel for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," Proc. Wireless2004,

pp. 208-214, Jul. 2004.

- [6] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gibson: "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 4, No. 2, pp. 710-721, Mar. 2005.
- [7] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," Proc. IEEE Globecom 2004, pp. 2480–2486, Nov. 2004.
- [8] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Itoh, Y. Kakura, A. Ushirokawa and H. Seki: "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," Proc. IEEE PIMRC2004, pp. 1142–1148, Sep. 2004.
- [9] H. Atarashi, Y. Kishiyama, N. Maeda, N. Miki, K. Higuchi and M. Sawahashi: "Field experiments on throughput performance above 100 Mbps in forward link for VSF-OFCDM broadband wireless access," Proc. ISSSE2004, Aug. 2004.
- [10] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater: "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE VTC2000-Spring, pp. 1070-1074, May 2000.

用語一覧

AGC: Automatic Gain Control(自動利得制御)
BPF: Band Pass Filter(受信用周波数帯域フィルタ)
FFT:Fast Fourier Transform(高速フーリエ変換)
GI:Guard Interval(ガードインターバル)
I/Q : In phase and Quadrature - phase signals
IF:Intermediate Frequency(中間周波数)
IFFT: Inverse Fast Fourier Transform(逆フーリエ変換)
LLR:Log Likelihood Ratio(対数尤度比)
LNA:Low Noise Amplifier(低雜音增幅器)
MAP: Maximum A Posteriori
MCS : Modulation and channel Coding Scheme
(データ変調方式およびチャネル符号化率の組合せ)
MIMO: Multiple Input Multiple Output(マルチアンテナ信号伝送法)
MLD: Maximum Likelihood Detection (最尤検出)
MMSE: Minimum Mean Squared Error (平均2乗誤差最小)
MSCA: Multi-Slot and sub-Carrier Averaging (2次元重み付き平均化)
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
(直交周波数分割多重)
QAM: Quadrature Amplitude Modulation(直交振幅変調)
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)
QRM-MLD : complexity-reduced Maximum Likelihood Detection with
QR decomposition and M-algorithm
RF: Radio Frequency(無線周波数)
S/P: Serial-to-Parallel conversion (直並列変換)
VSF: Variable Spreading Factor (可変拡散率)