

ブロードバンド無線アクセスにおける MIMO 多重法を用いた 5Gbit/s 超高速パケット信号伝送屋外実験

た お か ひ で か ず ひ く ち け ん い ち
田 岡 秀 和 樋 口 健 一

周波数帯域幅100MHzのブロードバンド無線アクセスにおいて、セルラ環境における周辺セル干渉を考慮したときのほぼ究極の伝送速度と考えられる5Gbit/s（周波数利用効率50bit/s/Hz）を実現する超高速パケット信号伝送実験の技術概要、装置構成および屋外実験結果について解説する。

1. ま え が き

IMT-Advancedと呼ばれる第4世代移動通信方式の伝送速度として、広カパレッジエリアの高速移動環境において100Mbit/s以上、屋内・ホットスポットエリアといった低速移動環境において最大1Gbit/s以上という目標値が示されている[1]。著者らはこれまで、周波数帯域幅が100 MHzで可変拡散率（VSF：Variable Spreading Factor）^{*1}を適用したSpread OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）^{*2}実験装置を用いた屋外実験により、基地局から最大300m程度離れた主に見通し外の近距離において、送受信アンテナ数がそれぞれ4のマルチアンテナ信号伝送であるMIMO（Multiple-Input Multiple-Output）多重法を用いることにより、スループット^{*3}1Gbit/s（周波数利用効率^{*4}10bit/s/Hz）以上の超高速パケット信号伝送を実証してきた[2]。また、欧州での次世代移動通信の無線伝送技

術に関する研究フォーラムであるWINNER（Wireless world INitiative NEw Radio）^{*5}において、次世代移動通信方式のシステム要求条件である孤立セル環境における最大周波数利用効率の目標値として、25bit/s/Hzが示されており[3]、著者らはこれまで、送受信アンテナ数がそれぞれ6、64値直交振幅変調（64QAM：64Quadrature Amplitude Modulation）^{*6}、チャネル符号化率^{*7}が $R=8/9$ のターボ符号化^{*8}を用いることにより、移動速度が時速5～20kmの屋外実伝搬環境において、2.5Gbit/s（周波数利用効率25 bit/s/Hz）の超高速パケット信号伝送を実証してきた[4]。

一般的にパケット信号伝送では、最大伝送速度はセル当りのピークスループットに相当する。したがって、1ユーザ接続時における最大伝送速度を高めることは、高速伝送時における収容可能なユーザ数の増加につながるため、実現可能な最大伝送速度の検討を行うことは非常に重要である。周辺セ

ルからの干渉が全く存在しない完全な孤立セル環境においては、送受信アンテナ数および送信信号電力を増やすことにより、実現可能な最大伝送速度は際限なく高めることができる。一方、マルチセル環境では、送受信アンテナ数および送信電力を増加させると、周辺セルからの干渉量も増加するため、周辺セル干渉を考慮した受信信号電力対干渉および雑音電力比である受信SINR（Signal-to-Interference plus Noise power Ratio）^{*9}により、実現可能な最大伝送速度が決定される。基地局送信電力が20W、基地局間距離が500mの19マルチセル環境（1セル当り3セクタ構成）において、周辺セルのトラフィック量（チャネル負荷）をパラメータにしたときの、受信SINRの累積分布のシミュレーション結果を図1に示す。図より、チャネル負荷が小さくなるに従い、受信SINRの分布範囲が高い値へ拡大している。ただし、チャネル負荷が小さい場合においても、セル内のほぼすべての場所での

*1 可変拡散率：W-CDMA方式およびSpread OFDM（*2参照）方式などデータの拡散を用いる無線伝送方式において、拡散率およびチャネル符号化のチャネル符号化率を適応的に変えること。これにより、さまざまな無線環境を柔軟にサポートする。
*2 Spread OFDM：OFDMは直交周波数分割多重の略。デジタル変調方式の1つであり、マルチパス干渉への耐性を高めるため、高速伝送速度の信号を多数の低速な狭帯域

信号に変換し、周波数軸上で並列に伝送する方式。高い周波数利用効率での伝送が可能である。Spread OFDMは、熱雑音および周辺セル干渉の抑圧のため、同一の信号を複数のサブキャリア・時間シンボルを用いて送信することで受信SINR（*9参照）を増大できる無線伝送方式。

*3 スループット：単位時間当りに、誤りなく伝送される実効的なデータ転送速度。本稿では、スループット＝（送信側のデータ伝

送速度）×（単位時間当りに誤りなく受信されるパケット数）/（単位時間当りに送信されるパケット数）により定義される。

*4 周波数利用効率：単位時間、単位周波数帯域当りに送ることのできる情報ビット数。

*5 WINNER：欧州での次世代移動通信の無線伝送技術に関する研究フォーラム。2004年に設立。

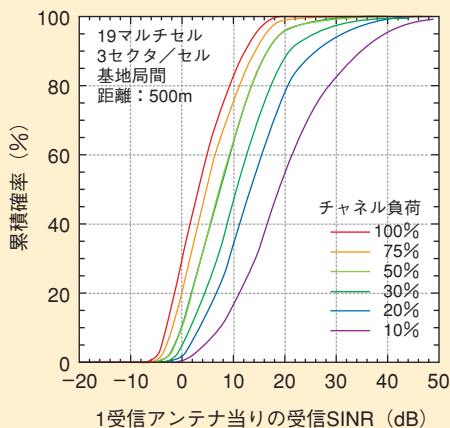


図1 セルラ環境における受信 SINR 累積分布

受信 SINR は約 30dB 以下であることが分かる。したがって、低チャネル負荷を考慮した場合の、セルラ環境における最大の受信 SINR はおよそ 30dB であると考えられる。受信 SINR が 30dB という条件下で計算機シミュレーションを行った結果、実現可能な周波数利用効率率は約 50bit/s/Hz であることが分かった。

本稿では、100MHz の周波数帯域幅を用いたときに、周辺セル干渉を考慮したときのほぼ究極の伝送速度と考えられる約 5Gbit/s (周波数利用効率 50bit/s/Hz) を実現する VSF-Spread OFDM^{*10} 無線アクセスを用いる超高速パケット信号伝送実験の技術概要、装置構成および屋外実験結果について解説する。

2. 超高周波数利用効率 50bit/s/Hz を実現する適用技術

約 50bit/s/Hz の超高周波数利用効率を実現するために、以下の技術を適用

した。

- ① 12 送受信アンテナの MIMO 多重法
- ② 64QAM およびチャネル符号化率 $R=8/9$ のターボ符号化
- ③ 最尤判定 (MLD: Maximum Likelihood Detection)^{*11} に基づく信号分離アルゴリズム

①, ② を適用することにより、周波数帯域幅が 100MHz の OFDM 無線アクセスにおいて、パイロット信号などのオーバーヘッドを除いた伝送速度は 4.915 Gbit/s である。さらに、③ の高精度信号分離技術を用いることにより、他の信号分離法と比較して所要受信 SINR を大幅に低減できる。

この信号分離法で、特に多値変調を用いた場合に MLD で課題となる高い演算処理量を低減するために、著者らがこれまでに提案した、演算処理量削減型の QR 分解^{*12} および M アルゴリズム^{*13} を適用した MLD 法 (以下、QRM-MLD (complexity reduced

MLD with QR decomposition and M-algorithm)^{*14} 法) [5] にシンボルレプリカ候補^{*15} の信頼度情報を用いる適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法 (ASESS: Adaptive SElection of Surviving Symbol replica candidates)^{*16} [6] を適用した。ASESS を用いる QRM-MLD 法では、象限検出^{*17} を用いた簡易なシンボル^{*18} ランキングにより得られるシンボルごとの信頼度情報に基づき、信号分離に必要なユークリッド距離^{*19} の計算回数を削減することにより、スループットをほとんど劣化させずに演算処理量を大幅に低減できる。前述①~③の無線伝送技術を用いて 5Gbit/s の伝送速度を実現する場合、ASESS を用いる QRM-MLD 法では演算処理量を、処理量削減を行わない MLD 法の約 2×10^{17} 分の 1 に、オリジナルの QRM-MLD 法と比較して約 15 分の 1 に低減できる。

3. MIMO 送受信実験装置構成

試作した実験装置の送信機、受信機構成を図 2 に、MIMO 送受信実験装置の外観を写真 1 に示す。キャリア周波数、周波数帯域幅はそれぞれ 4.635GHz、101.4MHz である。送信機/受信機は、12 送信/受信アンテナ、D/A (A/D) 変換部を含む無線部およびメモリ部から構成される。本実験装置では、送信機での D/A 変換前の送信信号生成処理、および受信機での A/D 変換後の受信信号復調処理などのベースバンド処理は、ワークステーションにおいてオフラインで行う構

*6 64 値直交振幅変調: 無線などで用いられるデジタル変調方式の 1 つ。位相と振幅の異なる 64 種類の状態を用いて、データ伝送に用いる。QPSK や 16QAM 変調方式に比べて 1 回の送信当りのデータ量が 6bit と多い。

*7 チャネル符号化率: 情報ビット数に対する誤り訂正符号化後のビット数の比 (符号化率 8/9 では、8bit の情報ビットに対して、誤り訂正符号化処理を行い、9bit にする)。

*8 ターボ符号化: 誤り訂正符号化技術の 1 つ。復

号結果の信頼度情報を用いて、繰返し復号することにより、強力な誤り訂正能力が得られる。

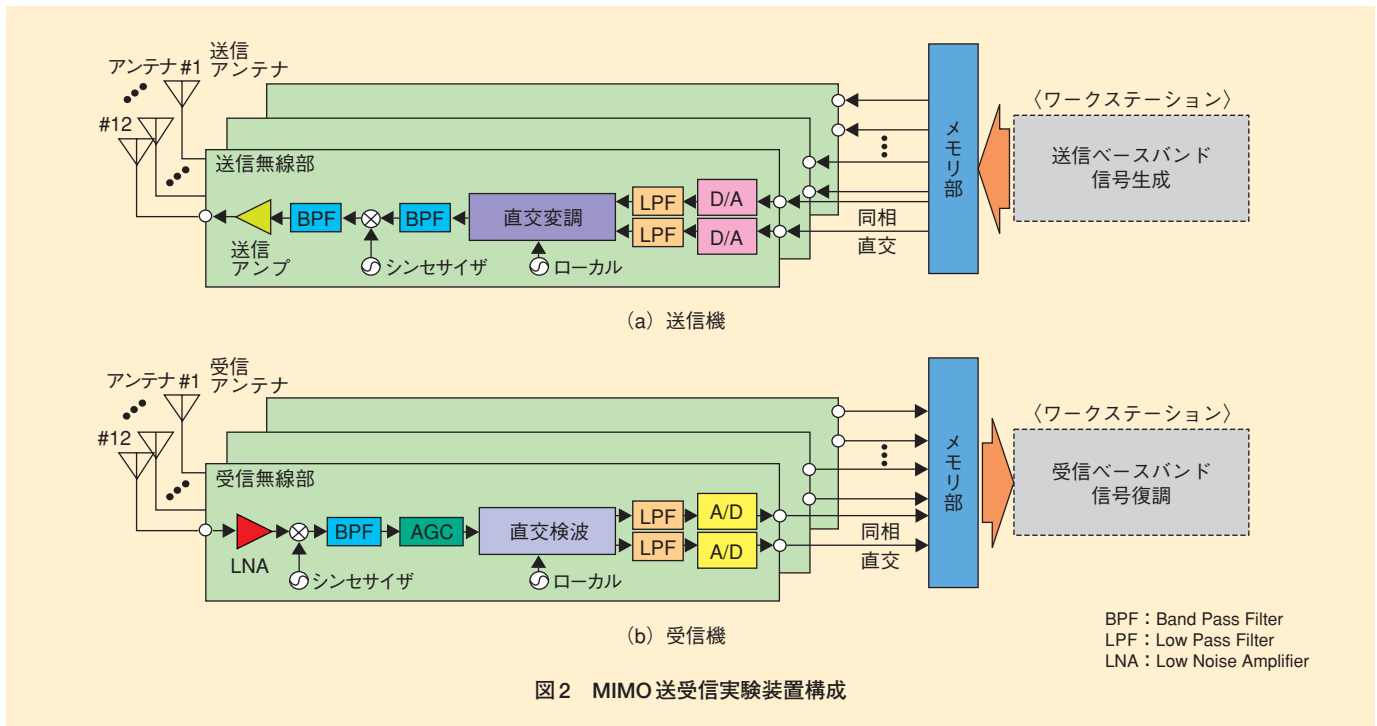
*9 受信 SINR: 受信信号のうち、所望信号の電力と所望信号以外 (他セル/他セクタからの干渉波および熱雑音) の電力の比を表す。

*10 VSF-Spread OFDM: ドコモが提案した Spread OFDM において VSF を適用した無線伝送方式。次世代の移動通信方式における、下りリンクのセルラ環境およびホットスポットエリア・屋内オフィス環境におけるシ

ステム容量を増大できる候補の 1 つである。

*11 最尤検出: MIMO 多重法における信号分離法の 1 つ。全受信アンテナブランチの受信信号を用いて、各送信アンテナブランチのデジタル変調 (本稿では 64QAM) における送信信号点すべての候補の中から、もっとも確からしい信号点の組合せを選択する方法。

*12 QR 分解: 任意の m 行 \times n 列複素行列 H を、 m 行 \times n 列のユニタリ行列 Q と n 行 \times n 列の上三角行列 R の積、 $H=QR$ に分解する数学的手法。



成となっている。しかしながら、実際の無線機、送受信アンテナを用いて信号伝送を行うため、得られる無線伝送特性はリアルタイム信号伝送装置とほぼ同等である。RF (Radio Frequency) 無線部の基本仕様を表1に、ベースバンド信号処理部の基本仕様を表2に示す。

送信機は、約480Gbyteのハードデ



写真1 MIMO 送受信実験装置外観

表1 RF無線部基本仕様

キャリア周波数	4.635GHz
周波数帯域幅	101.4MHz
アンテナ数	12アンテナ (送信/受信)
基地局送信電力	20W (合計)
D/A (A/D) 変換量子化ビット数	14bit (D/A) / 12bit (A/D)
クロックサンプリング速度	270Msample/s
メモリ容量 (ブランチ当り)	9Gbyte (送信部) / 18Gbyte (受信部)
ハードディスク容量	480Gbyte

表2 ベースバンド信号処理部基本仕様

無線アクセス	VSF-Spread OFDM
サブフレーム長	0.5ms
サブキャリア数	1,536 (サブキャリア間隔: 65.919kHz)
OFDMシンボル長	Data 15.170 μ s + CP 2.067 μ s
拡散率	1
チャンネル符号/復号	ターボ符号 (R=8/9, K=4) / Max-Log-MAP復号
シンボルタイミング検出	パイロットシンボルを用いる相互相関検出
チャンネル推定	2次元MMSEチャンネル推定フィルタ
信号分離法	ASESSを用いるQRM-MLD法

- * 13 Mアルゴリズム: 各ステージ (送信アンテナ) において、N個のシンボルレプリカ候補の中からM ($\leq N$) 個のシンボルレプリカ候補を選択することにより、順次シンボル候補の絞込みを行う方法。
- * 14 QRM-MLD: MLDと同様、各送信アンテナブランチの送信信号点すべての候補の中から、もっとも確からしい信号点の組合せを選択する方法で、QR分解およびMアルゴリズムを適用したもの、演算処理量を大

- 幅に削減できる。
- * 15 シンボルレプリカ候補: 各送信アンテナブランチの送信信号点候補、および推定した伝搬路 (チャンネル) の振幅および位相の変動量を用いて算出される受信信号点候補。
- * 16 適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法: 象限検出 (* 17参照) を用いた簡易なシンボルランキングにより得られるシンボルごとの信頼度情報と累積ブランチメトリックに基づいて、信頼度の高いシンボルレプリ

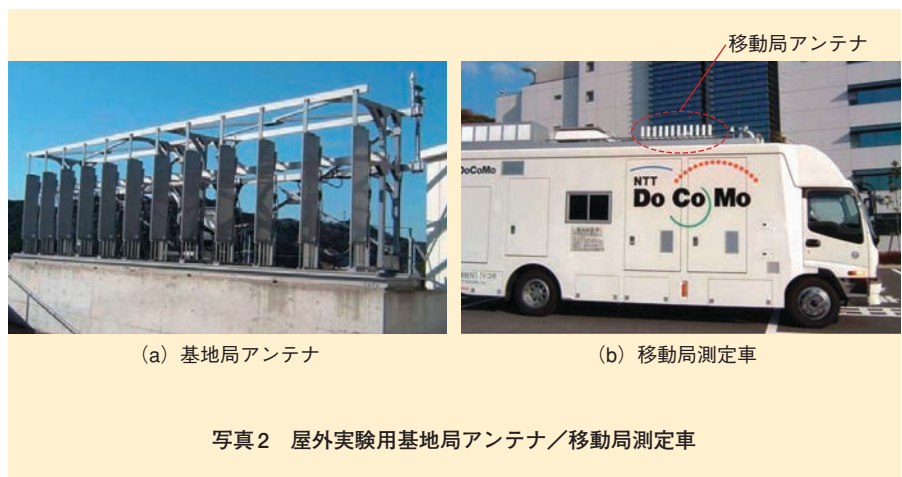
- カ候補を順次選択する方法。
- * 17 象限検出: xy平面内において、原点を中心としたx軸およびy軸で区切られた4領域のいずれに位置するかの判定を行うこと。本稿の象限検出は、受信信号の同相成分および直交成分の符号の検出だけで簡単にできる。
- * 18 シンボル: 本稿では、誤り訂正符号化およびデータ変調マッピングを行った後の信号単位。
- * 19 ユークリッド距離: 空間上に存在する2つの点の間の最短距離。

ディスク搭載のワークステーションと、ブランチ^{*20} 当り 9Gbyte のメモリ、14bit の D/A 変換器、IF (Intermediate Frequency)^{*21} および RF 送信回路、12 ブランチの送信アンテナにより構成される。ワークステーションにおいて、2 値の情報ビット系列を拘束長^{*22} 4bit、 $R=8/9$ のターボ符号化およびビットインタリーブ^{*23} した後、64QAM データ変調マッピングする。データ変調後の送信シンボル系列は、1,536 サブキャリアに直並列変換された後、送信アンテナ固有の直交パイロットシンボル^{*24} を、サブフレーム (サブフレーム長は 0.5ms) 内に時間多重され、各送信アンテナのシンボル系列が生成される。このシンボル系列を、2,048 ポイントの逆フーリエ変換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)^{*25} により、OFDM シンボルに変換し (有効シンボル長は 15.170 μ s)、2.067 μ s 長の CP (Cyclic Prefix)^{*26} を付加した。CP 付加後の同相/直交成分のベースバンド変調信号^{*27} を、送信機におけるメモリ部に蓄積し、270Msamples/s のサンプリングレートで、この信号を D/A 変換後、直交変調、RF 信号に周波数変換して各アンテナより送信する。

受信機は、12 ブランチの受信アンテナ、RF および IF 受信回路、12bit の A/D 変換器、ブランチ当り 18Gbyte のメモリ、約 480Gbyte のハードディスク搭載のワークステーションにより構成される。各アンテナの受信信号を IF 帯において自動利得制御 (AGC: Automatic Gain Control) 増幅器によ



図3 屋外実験コース



(a) 基地局アンテナ

(b) 移動局測定車

写真2 屋外実験用基地局アンテナ/移動局測定車

る線形増幅を行った後、直交検波、A/D 変換した同相/直交成分のベースバンド変調受信信号を受信機の大容量メモリに蓄積する。ワークステーションでは、この信号を用いて、高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform)^{*28} におけるウィンドウタイミング^{*29} を検出した後、CP を除去し、

FFT により各サブキャリアの信号成分に分離する。その後、各サブキャリアのチャンネル推定値^{*30} を 2 次元 MMSE (Minimum Mean Square Error) チャンネル推定^{*31} [7] により求める。信号分離部では、チャンネル推定値を用いて ASESS を用いる QRM-MLD 法による信号検出を行う。信号分離部の出力信

*20 ブランチ: 本稿では、アンテナおよび RF 送信機の総称。

*21 IF: 無線受信回路において周波数選択性と受信感度を向上させるため使用する一定の周波数。中間周波数と訳される。移動通信システムでは、複数の異なる無線周波数を使用するが、受信回路内では復調する前に中間周波数に周波数変換することが多い。

*22 拘束長: 出力を得るのに必要な過去の入力ビット数を表す。拘束長を大きくすると誤

り訂正能力が高くなるが、復号時における処理量が多くなる。

*23 *インタリーブ: 本稿では、移動通信においてフェージング変動により発生するバースト誤りをランダム化する技術を指す。誤り訂正符号化との組合せにより、高い訂正能力が得られる。また、データ変調前のビット系列に対して行うインタリーブをビットインタリーブと呼ぶ。デインタリーブは、受信側においてランダム化された送信

信号の順序を元に戻すことを指す。

*24 パイロットシンボル: 移動通信システムにおいて、送信側および受信側ともに既知のシンボル。受信側におけるシンボル同期、無線伝搬路 (チャンネル) での振幅変動、位相変動量の推定および受信した信号電力、干渉電力や雑音電力の推定などに用いられる。

*25 逆フーリエ変換: 高速フーリエ変換 (*28 参照) の逆変換。各周波数成分の信号の畳み込みにより、時間波形の信号を生成する。

号から、軟判定^{*32}ターボ復号のためのビットごとの対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio)^{*33}を計算[8]し、デインタリーブ^{*23}後、ターボ復号器 (Max-Log-MAP復号^{*34})に入力して、送信信号系列を再生する。

4. 屋外実験結果

屋外実験は、図3に示す神奈川県横須賀市のYRP (Yokosuka Research Park) 地区の測定コースで行った。屋外実験で用いた基地局アンテナと移動局および移動局アンテナを搭載した測定車の外観を写真2に示す。基地局のアンテナ高は約26mとし、水平方向のビーム幅が90°のセクタアンテナ^{*35}を用いた。全アンテナの送信電力は20Wであり、アンテナ利得は19dBi、アンテナ間隔は70cm (キャリア周波数(4.635GHz)に対する波長の約11波長相当)で線形配置した。移動局の受信アンテナは線形配置の12本のダイポールアンテナ^{*36}を用いた。アンテナ高は約3.5m、アンテナ利得は2dBiであり、隣接する受信アンテナの間隔は20cm (約3.1波長相当)とした。移動局を搭載した測定車は、基地局からの距離が150~200m程度の測定コースを平均時速10kmで走行し実験を行った。測定コースは、周囲に3~6階建てのオフィスビルが建ち並ぶ見通し外環境である。

各送信アンテナからの信号の平均受信SINR、隣接する送信アンテナ間のフェージング相関、平均パケット誤り率 (PER: Packet Error Rate) およびスループットの時間変動を図4に示す。図4(a), (b)より、測定コースに

おける送信アンテナ当りの受信SINRは約18~22dB程度、フェージング相関は約0.2~0.4で変動していることが分かる。また、図4(c)より、基地局から最大200m離れた測定コースにおいて約99%の確率で、平均PERが 10^{-2} 以下の情報レート4.915Gbit/sの超高速パケット信号伝送を実現できていることが分かる。さらに、1受信アンテナ当りの平均受信SINRに対する

スループット特性を図5に示す。また、屋外実験における遅延スプレッド^{*37}およびアンテナ間のフェージング相関の測定コースの平均値と同等の条件での計算機シミュレーション結果を併せて示す。図5より、屋外実験結果の所要受信SINRのシミュレーション結果との差分は、約1dB以内に抑えられている。この差分の主な原因として、A/D変換による量子化に起因するチャ

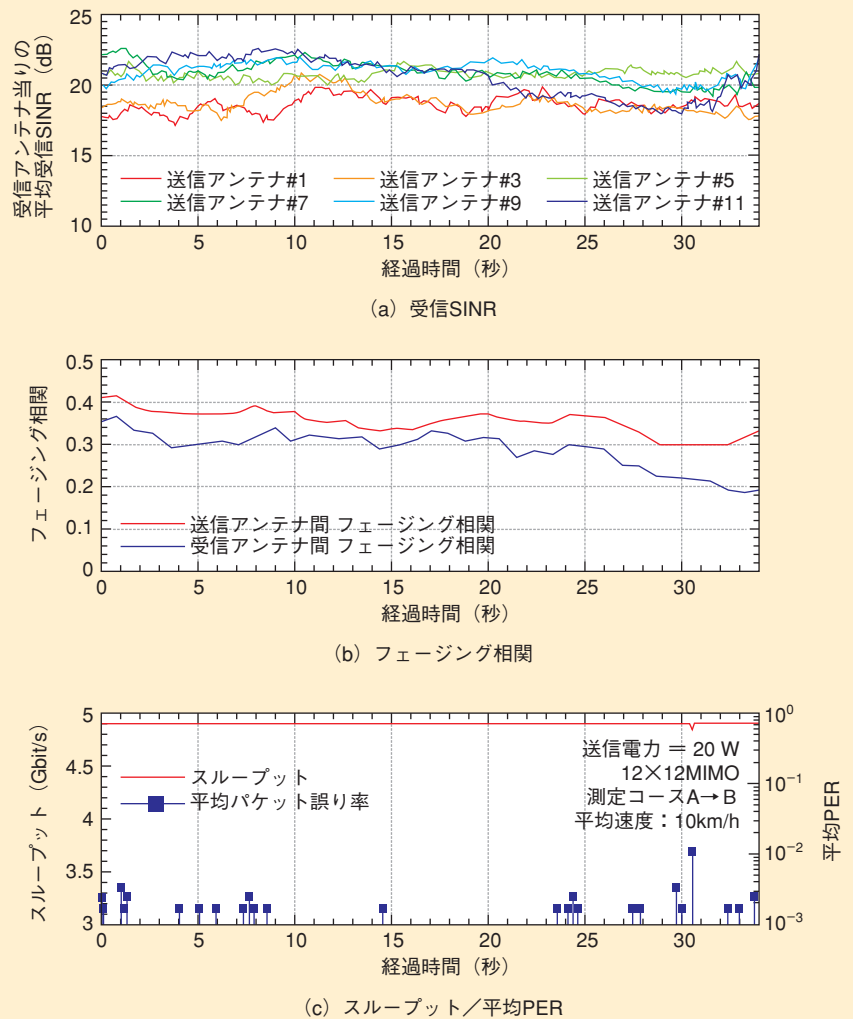


図4 時間変動特性

* 26 CP: OFDMにおいて、マルチパスの遅延時間に応じて発生するシンボル間干渉および隣接サブキャリアへのサブキャリア間干渉を取り除くために、OFDMシンボル間に設けられるガード区間。
 * 27 同相/直交成分ベースバンド変調信号: 直交変調前(検波後)のデジタル信号の同相(In-phase)および直交(Quadrature)成分。
 * 28 高速フーリエ変換: 信号の中に含まれる周波数成分とその割合を抽出する処理を高速

に計算する手法。

* 29 ウィンドウタイミング: 高速フーリエ変換を行う際の受信タイミング。
 * 30 チャンネル推定値: パケットフレームごとにデータシンボルに時間多重したパイロットシンボルを用いて推定した伝搬路(チャンネル)変動量。
 * 31 2次元MMSEチャンネル推定: MMSEは平均2乗誤差最小の略。時間方向および周波数方向の2次元のチャンネル変動の相関を考慮す

ることにより、ある一定のサブキャリア間隔、時間間隔で多重された複数のパイロット信号を用いて、推定誤差が最小となるように、パイロット信号の間に多重されているデータ信号での周波数、時間のチャンネル変動を高精度に推定する。

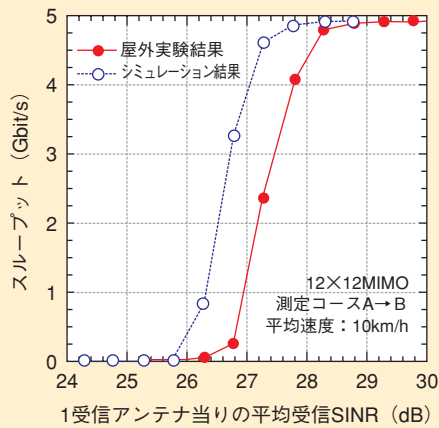


図5 スループット特性

ネル推定、信号分離演算の誤差、および実際の伝搬チャネルモデルとの差に起因する誤差が考えられる。この図より、屋外実伝搬環境においてASESSを適用するQRM-MLD法を用いることにより、1受信アンテナ当りの平均受信SINRが約28.5dBで4.915Gbit/sの超高速パケット信号伝送を実現できていることが分かる。

5. あとがき

100MHzの周波数帯域幅で最大伝送速度5Gbit/sを実現するVSF-Spread OFDM無線アクセスを用いる超高速パケット信号伝送実験の技術概要、お

よび屋外実験結果について解説し、屋外実伝搬環境において、12送受信アンテナのMIMO多重法を用いて、最大スループット約5Gbit/s（周波数利用率50bit/s/Hz）の超高速パケット信号伝送を、所要平均受信SINRが約28.5dBで実現できることを示した。

文献

- [1] ITU-R Recommendation M.1645.
- [2] H. Taoka, K. Higuchi and M. Sawahashi : "Field Experiments on Real-Time 1-Gbps High-Speed Packet Transmission in MIMO-OFDM Broadband Packet Radio Access," in Proc. IEEE VTC2006-Spring, Vol. 4, pp. 1812-1816, May. 2006.
- [3] IST-2003-507581, D7.1 v1.0, System Requirements, WINNER, Jul. 2004.
- [4] H. Taoka, K. Dai, K. Higuchi and M. Sawahashi : "Field experiments on 2.5-Gbps packet transmission using MLD-based signal detection in MIMO-OFDM broadband packet radio access," in Proc. WPMC2006, Sep. 2006.
- [5] K. J. Kim and J. Yue : "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," in Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.1857-1861, Nov. 2002.
- [6] 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," in Proc. IEEE Globecom 2004, pp. 2480-2486, Nov. 2004.
- [7] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. Beek, S. Kate and P. O. Borjesson : "OFDM channel estimation by singular value decomposition," IEEE Trans. Commun. Vol. 46, No.7, pp. 931-939, Jul. 1998.
- [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," in Proc. IEEE PIMRC 2004, pp. 1142-1148, Sep. 2004.

* 32 軟判定：受信シンボルに信頼度情報を付加して、これに基づいて受信信号の値そのものを利用して復号を行うこと、受信信号の値を0もしくは1に二値化して復号する硬判定と比較して、高い誤り訂正能力が得られる。

* 33 対数尤度比：軟判定復号において必要な各受信データが0となる信頼度情報（尤度）と、1となる信頼度情報（尤度）の比の対数値。

* 34 Max-Log-MAP復号：チャネル復号アルゴリズムの1つで、最適な復号アルゴリズム

である最大事後確率（MAP: Maximum A posteriori Probability）アルゴリズムと比較して、事後確率の計算において近似を用いることで演算量を大幅に削減しながらほぼ同等の特性を実現可能なアルゴリズム。

* 35 セクタアンテナ：セクタ化された基地局において、隣接するセクタ間の干渉を低減するために用いられる指向性を有するアンテナ。

* 36 ダイポールアンテナ：アンテナの中でもっとも簡易なアンテナ。ケーブル（給電点）

の先に2本の直線状の導線（エレメント）をつけたアンテナである。

* 37 遅延スプレッド：移動通信における電波伝搬において、建物などからの反射・回折により遅延して到来するすべての電波の遅延時間の広がり。全到来波の遅延時間について受信電力による重み付け統計処理を行い、求められる標準偏差で定義される。