

特定市街地マクロセル環境におけるミリ波帯チャネル統計特性および周波数依存性の考察

塚田 響[†] 鈴木 直也[†] 高橋 莉玖[†] 金ミンソク[†]

[†] 新潟大学 大学院自然科学研究科, 〒950-2181 新潟市西区五十嵐二の町 8050 番地

E-mail: †f21c087a@mail.cc.niigata-u.ac.jp

あらまし ミリ波無線システムの適切な設計と運用のためには、周波数に依存するサイト固有の伝搬チャネル特性を理解することが必要不可欠である。本研究では、24/60-GHz 双角度チャネルサウンダを用い、市街地マクロセル環境 (UMa) で伝搬チャネル測定を実施した。測定データの後処理として、測定データから超高分解能チャネル推定アルゴリズムを用いて多重波成分 (MPC) を抽出し、クラスタリングアルゴリズムによって多重波成分をいくつかのクラスタに分類した。また、クラスタリングでは、24 GHz の MPC と電力補償した 60 GHz の MPC をマージしたデータセットを作成しクラスタリングすることで、両周波数で共通のクラスタの同定を行った。このようにして得られたクラスタを用いてチャネル統計パラメータの算出およびクラスタの周波数依存性の解析を行った。

キーワード チャネルサウンディング, ミリ波, クラスタ, チャネルモデル, MIMO

Millimeter-Wave Statistical Channel Properties and Frequency Dependence in a Specific Urban Macrocell Environment

Hibiki TSUKADA[†], Naoya SUZUKI[†], Riku TAKAHASHI[†], and Minseok KIM[†]

[†] Graduate School of Science and Technology, Niigata University

E-mail: †f21c087a@mail.cc.niigata-u.ac.jp

Abstract It is essential to understand the frequency-dependent and site-specific propagation channel characteristics to design and operate millimeter-wave wireless systems properly. This study conducted propagation channel measurements in an urban macrocell environment (UMa) using a 24/60-GHz double directional (D-D) channel sounder. In post-processing, an ultra-high resolution MPC extraction algorithm extracted multipath components (MPCs) from the measured data. The extracted MPCs were grouped into several clusters by a clustering algorithm. Clustering was performed with a merged dataset of the MPCs obtained at 24 GHz and the power-compensated MPCs obtained at 60 GHz to identify common clusters at both frequencies. Finally, using the clusters, we calculated the statistical channel properties and analyzed and discussed the frequency dependence of the clusters.

Key words channel sounding, millimeter-wave, cluster, channel model, MIMO

1. ま え が き

無線通信トラフィックは年々急速に増加しており、2022 年の月間トラフィックは 2017 年時点の約 6.4 倍である 77 エクサバイトに上ると予想されている [1]。そこで、大容量通信が可能な高周波数帯の利用が進められている。特に、第五世代移動通信システム (5G) や超高速無線 LAN 規格である IEEE 802.11ay などの近年注目が集まる新たな無線システムではミリ波帯が活用されている [2]。

ミリ波帯を用いた新たな無線通信システムの開発や性能評価にはミリ波の伝搬特性をよく反映した伝搬チャネルモデルが必

須となる。

現在、ミリ波の伝搬特性を考慮したチャネルモデルとして、準決定論的 (Quasi-Deterministic : Q-D) モデルの研究が数多く行われている [3]~[5]。Q-D モデルでは、直接波や 1~2 回反射などの環境依存性の高い伝搬路を簡易なレイトレーシングによって決定論的成分としてモデル化し、3D モデルで表現が難しい小物体や粗面に起因する伝搬路や、正規反射に伴う拡散散乱成分群 (クラスタ) を統計分布によって確率論的成分としてランダムにモデル化を行っている。しかし、多くの Q-D モデルではランダムな伝搬路のモデル化に用いる確率パラメータセットが「会議室」や「都市マクロセル環境」などの大まかなシ

ナリオごとにしか用意されていないため、個別環境の伝搬チャネル特性を正確に表しているとは言えない[6]。また、これらのパラメータセットの生成のための伝搬チャネル測定は主に単一の周波数で実施され、複数周波数同時測定を実施した例は少ない。そのため、これらのパラメータの周波数依存性については不明瞭である。

我々は、通信環境固有の多様性を反映し、より実環境に即したQ-Dモデルを構築するために環境幾何情報を用いた機械学習(Machine Learning, ML)によるチャネルモデリングアプローチを検討している。機械学習を用いたチャネルモデル作成には、学習に使用するための様々なシナリオかつ複数の周波数で伝搬特性測定を行った膨大なデータが必要となる。特に、送受信機における角度チャネル特性の取得は必須である。

我々はこれまでに、ミリ波帯の中でも有力な24 GHz帯および60 GHz帯の2周波数帯において同時に双角度伝搬チャネル測定が可能なチャネルサウンダの開発を行い[7]、開発したシステムで市街地マクロセル環境において伝搬チャネル測定を行ってきた[8]。本稿では、市街地マクロセル環境で行った伝搬チャネル測定結果をもとに、チャネル統計特性およびクラスタの周波数依存特性の算出を行った結果及び考察について報告する。

2. 伝搬チャネル測定

2.1 チャネルサウンダ

測定には先行研究で開発したチャネルサウンダを用いた[7]。本装置はベースバンド(BB)処理部[9],[10]と無線(RF)回路から構成されている。送受信のBB処理部は複素ベースバンドIQ信号用の8チャネルADC/DACで構成されており、DACおよびADCのサンプリングレートは800 Mspsで、各IQチャネルにおいてそれぞれ14 bitおよび12 bitの分解能を持つ。

RF回路にはSIVERS IMA社製のEVK06002(60 GHz帯用)とEVK02001(24 GHz帯用)を採用した[11]。それぞれの局部発信器では58.32 GHz, 24.15 GHzのキャリア信号を生成する。60 GHz用送受信回路は16素子線形アレー、24 GHz用送受信回路は2×8素子平面アレーを有しており、方位角方向に±45°の範囲でそれぞれ半値幅(HPBW)約6°, 約15°の狭いビームパターンを合成する。また、仰角面のHPBWは60 GHzの受信アンテナで18°, それ以外のアンテナで45°である。HPBWおよびビームパターンを考慮し、24 GHz帯では送受信ともに5個のビームを、60 GHz帯では送信側11個、受信側12個のビームを用いることで90°範囲を走査することができる。この送受信回路4つを組み合わせ、それぞれ−135°, −45°, +45°及び+135°に向けることで360°全方位角走査を実現した。また、4×4 MIMO時分割多重(TDM)方式を両周波数帯で同時に行うことで32チャネル同時測定が可能となる。これにより2周波数帯の双方向全方位角特性を約5分で測定することができる。

サウンディング信号には無変調ニューマン位相マルチトーン信号を用いた。帯域幅は24 GHz帯で200 MHz, 60 GHz帯で400 MHzとなっている。これにより遅延分解能はそれぞれ5.0 ns, 2.5 nsとなる。また、トーンの間隔はどちらも



図 1: 測定サイト

390.625 kHz であることから、最大遅延はどちらも2.56 μ sとなる。

2.2 測定環境

上記の測定系を用いて横浜市 JR 関内駅周辺の市街地環境にて伝搬チャネル測定を実施した。基地局(BS)と移動局(MS)の位置を図1に示す。チャネル測定は、見通し(LoS), 非見通し(OLoS)が混在した下りリンク(BS:Tx, MS:Rx)で実施した。ここで、OLoS(Obstructed LoS)はNLoSと区別する意味で直接波は遮蔽されるが数m移動すれば直接波が受かるようなリンクと定義した。図1のように、NWおよびSWの2つのルートに沿って各ポイントにMSを移動させて測定を行った。ここで、NWでは19ポイント、SWでは30ポイントの計49ポイントの測定を行った。この時、送受信間距離は40~350 mである。送信アンテナは8階建てのビル屋上に設置し地上高さは31 mである。また、受信アンテナは地上高1.5 mである。この測定シナリオは市街地マクロセル環境(Urban Macro-cell)に相当する。また、本測定環境の特徴としては高層ビルが立ち並び、この場合、BSはビル屋上などのセルラ基地局、MSは携帯端末が想定される。また鉄道の高架などが存在する環境である。また、Q-Dモデルにおいて確率的に生成される伝搬路の由来となりうる物体(以降、ランダム散乱体と呼ぶ)として、道路標識や看板、街灯などが存在した。前述のようにデュアルバンドの4×4 MIMO構成によって、送受信側において360°の方位角走査をおこない、各測定点において双角度チャネル伝達関数を測定した。

2.3 測定結果

2.3.1 多重波成分(MPC)とクラスタ抽出

測定で得られる帯域制限された双角度チャネル伝達関数(CTF) H_{k,n_T,n_R} を逆フーリエ変換することで次式のように双角度チャネルインパルス応答が得られる。

$$h_{n,n_T,n_R} = \mathcal{F}^{-1}\{H_{k,n_T,n_R}\} \quad (1)$$

ここで、 n は遅延時間インデックスを表し、 n_T と n_R は送受信ポイントング角度のインデックスを表す。また、遅延タップは $\{n\Delta_\tau | n = 0, \dots, N-1\}$ で表される。ここで、 $\Delta_\tau = 1/B$ であり、 N と B はそれぞれサウンディング信号(マルチトーン)のトーン数と帯域幅である。また、送受信ポイントング角度はそれぞれ $\{n_T\Delta_{n_T} | n = 0, \dots, N_T-1\}$, $\{n_R\Delta_{n_R} | n = 0, \dots, N_R-1\}$ で表される。ここで、 Δ_{n_T} と Δ_{n_R} はそれぞれ送信ビームと受

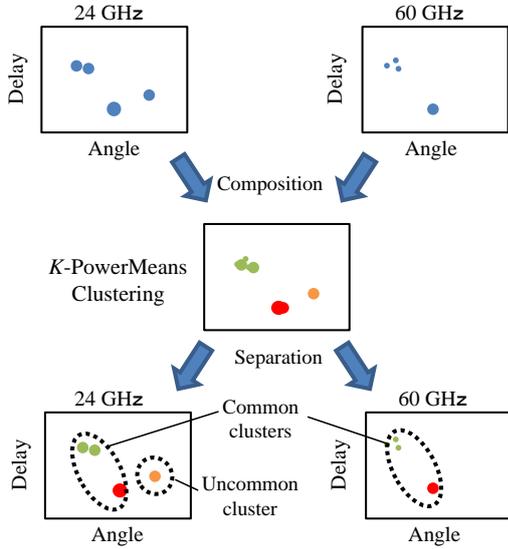


図 2: 2 周波数同時クラスタリングのイメージ

信ビームの不均一な走査間隔を表す。双角度遅延電力スペクトル (DDADPS) は、次のように得られる。

$$P_{n,n_T,n_R} = |h_{n,n_T,n_R}|^2 \quad (2)$$

この DDADPS に対して雑音除去を施した後、Sub-grid CLEAN アルゴリズム [12] によって多重波成分 (MPC) を抽出した。Sub-grid CLEAN アルゴリズムとは、連続関数化した水平面アンテナパターンとサウンディング信号の自己相関関数 (マルチトーンのような矩形スペクトルの場合は sinc 関数) を用いて計算された多重波成分の電力イメージ (レプリカ) を測定によって得られた DDADPS から電力の大きい順番で順次差し引いていくことによって最尤推定を行う SIC (successive interference cancelation) 手法である。これにより、水平面アンテナパターンや信号帯域幅の影響を含まない多重波成分が、測定系以上の細かい分解能で推定できる。本研究では角度分解能を 0.1° 、遅延分解能を 0.01 ns として計算を行った。

次に、抽出された MPC に対してクラスタリングを行い、角度や遅延パラメータが類似したいくつかのグループに分割した。本研究では、図 2 に示すように、各周波数で個別に得られた MPC の合成データセットに対してクラスタリングを実施した。ここで、周波数差による伝搬損失の増加を考慮し、60 GHz の各 MPC の電力は $20 \log_{10} (58.32/24.15) = 7.66 \text{ [dB]}$ アップスケールした。クラスタリング後、クラスタリングされた MPC は再度周波数ごとの MPC データセットに分離され、60 GHz の MPC データセットの電力は元の値にダウンスケールする。この手法により、両周波数で共通のクラスタと、どちらかの一方の周波数にのみ存在するクラスタを得ることができる。ここでは、クラスタリングに K-PowerMeans アルゴリズムを使用した。クラスタ数 K は、伝搬チャネルの物理的な意味を失わずにクラスタリングされるよう、自動ではなく手動で決定した。

2.3.2 仰角の推定

後処理によって抽出された MPC は前述のとおり、水平面アンテナパターンの影響及び信号帯域幅の影響が除去されているが、仰角面のアンテナパターンは考慮されておらず、全ての MPC が水平面で送受信されているものと扱っている。測定系の送受信アンテナの仰角アンテナパターンをそれぞれ $G_T(\theta)$ 、 $G_R(\theta')$ とすると、測定系の仰角アンテナパターンの影響は $G(\theta, \theta') = G_T(\theta) \cdot G_R(\theta')$ で表現される。ここで、 θ と θ' はそれぞれ MPC の放射仰角 (EoD)、到来仰角 (EoA) を表す。全ての MPC が水平面で送受信されているものと扱う場合、これらの MPC の電力には $G(\theta, \theta')$ 乗じられていると考えることができる。そのため、MPC の正確な電力を求めるためには放射/到来仰角を推定し、 $G(\theta, \theta')$ の影響を除去する必要がある。一般的に送受信アンテナの仰角パターンの HPBW が広い場合や、送受信機高の差が小さい場合、送受信機間の距離が十分に離れている場合は、 $G(\theta, \theta')$ の影響を無視することができるが、本測定系の場合、仰角面アンテナパターンの HPBW が 60 GHz の受信アンテナで 18° 、それ以外のアンテナで 45° であること、さらに本測定では送受信アンテナの高低差が 29.5 m と大きいことから、送受信機間の距離によっては直接波の仰角が HPBW の外になるなど大きく仰角面のアンテナパターンの影響を受けていることが推測される。

そこで、本稿では MPC の遅延量 (伝搬経路長) から仰角の推定を行った。多くのクラスタが周辺建物の壁面による正規反射によって生成されているものとし、壁面が地面に対して垂直であると仮定すると、図 3 のように複数の反射を経験するパスの放射/到来仰角は、同じ経路長をもつ直接波の放射/到来仰角と一致すると考えられる。この時、 i 番目の MPC の放射/到来仰角 θ_i は以下のように推定することができる。

$$\theta_i = \arcsin \left(\frac{h_{Tx} - h_{Rx}}{c\tau_i} \right) \quad (3)$$

ここで、 c は光速、 τ_i は i 番目の MPC の伝搬遅延である。ただし、伝搬経路にて大地反射を経験するパスは到来仰角の正負が反転してしまうため、アンテナパターンの非対称性の影響を受けることに注意が必要である。

次に、本手法の精度の検証をレイトレーシング (RT) シミュレーションにより行った。RT には WirelessInSite [13] を使用し、3D モデルは測定を行った JR 関内駅周辺の 3D マップを使用した。また、送信機は測定と同じビル屋上 (高さ 31.0 m)、受信機は測定ポイント付近の計 14,510 点とし、反射回数 4、回折回数 1 に設定し、送受信アンテナはどちらも無指向性とした。

RT によって得られる仰角に関するレイ情報を $\Omega_{r,l} = [\theta_{r,l}, \theta'_{r,l}]$ と定義する。ここで、 $\theta_{r,l}$ と $\theta'_{r,l}$ はそれぞれ r 番目の受信機における l 番目のレイの放射仰角 (EoD)、到来仰角 (EoA) を表す。このとき、仰角面アンテナパターンの影響は前述のとおり、 $G_{r,l}(\Omega_{r,l})$ で表される。また、RT によって得られる r 番目の受信機における l 番目のレイの遅延を $\tau_{r,l}$ とした時に推定される仰角を $\Omega_{\text{est},r,l} = [\theta_{\text{est},r,l}, \theta'_{\text{est},r,l}]$ とすると、推定される仰角面アンテナパターンの影響は $G_{r,l}(\Omega_{\text{est},r,l})$ となる。この処理を RT によって得られた直接波以外の全てのレイに対

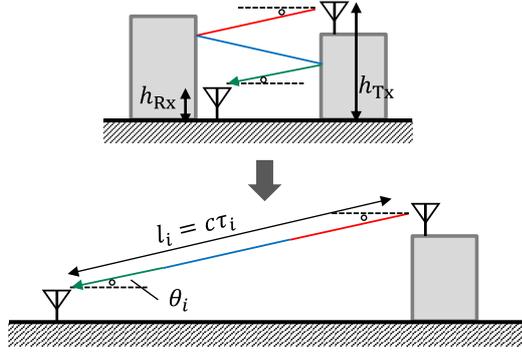


図 3: 仰角推定のイメージ

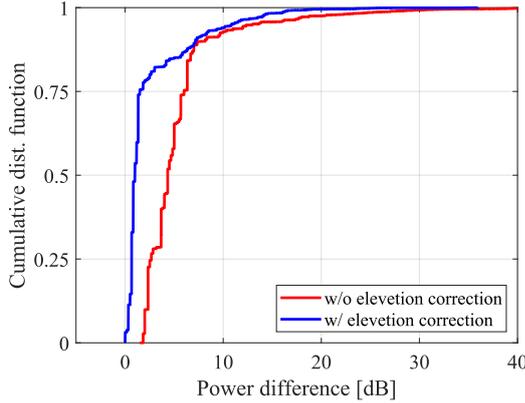


図 4: 仰角推定を行った場合のパス電力と実際のパス電力との差

して実施し、実際の仰角の影響と推定された仰角の影響の比である $G_{\text{diff},r,l} = G_{r,l}(\boldsymbol{\Omega}_{r,l})/G_{r,l}(\boldsymbol{\Omega}_{\text{est},r,l})$ を算出した。

算出した $G_{\text{diff},r,l}$ の累積分布関数 (CDF) を図 4 に示す。ここで、送受信仰角アンテナパターンは測定系の 60 GHz の無線機 (HPBW, Tx: 45°, Rx: 18°) のアンテナパターンを使用した。青線が仰角を遅延によって推定した場合の電力差、赤線が全てのレイが水平面内で送受信されていると仮定した場合の電力差の分布である。両者を比較すると、CDF = 0.5 の時の電力差がそれぞれ 1.0 dB, 4.3 dB であり、仰角を遅延によって推定した場合の方が現実的なレイの電力を示していることが分かる。仰角を遅延によって推定した場合でもある程度の誤差はあるが、伝搬経路で大地反射を経験するレイの影響および回折を伴うレイの影響であると考えられる。今回の RT では回折回数を 1 としたが、さらに回折回数を増やした場合、電力差の分布は大きくなるのが推測される。しかし、複数の研究 [14], [15] において複数回折を伴うレイは大きな減衰を受けることが報告されていることから、これらのレイの電力差の大小はあまり大きな意味を持たないと考えられる。以上より、本稿では Sub-grid CLEAN アルゴリズムによって抽出されたパスに対して遅延量から推定した仰角の情報を含めることとした。

2.4 チャンネル統計パラメータ

現在最も広く受け入れられている幾何形状に基づく確率論的チャンネルモデル (GSCM) において、多重波クラスタは、ラージスケールパラメータ (LSP) と呼ばれるチャンネル統計パラメー

表 1: ラージスケールパラメータ

		24 GHz	60 GHz
Delay spread [ns]	μ	97.84	53.89
	σ	62.13	31.97
Azimuth spread of dpt. [deg.]	μ	20.91	18.59
	σ	15.31	17.67
Azimuth spread of arr. [deg.]	μ	48.28	47.68
	σ	20.41	34.48
K-factor [dB]	μ	6.34	9.14
	σ	4.97	5.68

タによって時空間的に広がりを持って配置される。本稿では LSP として遅延スプレッド (DS), 角度スプレッド (AS), K ファクタ, 遅延減衰特性パラメータを算出した。いくつかのチャンネルモデル [3], [16] では LOS 環境, NLOS 環境関係なく同じ計算式で算出された LSP を使用している。つまり, LOS 環境の場合でも直接波 (定常波) を含めて LSP を算出している。そのため, これらのチャンネルモデルでは LOS 環境におけるパス生成に際して特殊なスケールリングを行っているものと考えられ, モデルの複雑さにつながってしまっていると言える。本研究では, 前述したように測定データから MPC を抽出していることから, 直接波とその他のクラスタ (散乱クラスタ) を分離できるという利点を活かして, K ファクタ以外の LSP を直接波を含めずに算出した。以下に各パラメータの算出方法を述べる。また, 各パラメータの算出結果を表 1 に示す。

2.4.1 遅延および角度スプレッド

測定点 p における遅延スプレッド σ_{DS} および方位角スプレッド σ_{AS} は, 次式によって計算される [3]

$$\sigma_{\text{DS},p} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} (\tau_{p,n} - \mu_{\tau,p})^2 P_{p,n}}{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} P_{p,n}}} \quad (4)$$

$$\mu_{\tau,p} = \frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} \tau_{p,n} P_{p,n}}{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} P_{p,n}} \quad (5)$$

$$\sigma_{\text{AS},p} = \sqrt{-2 \ln \left(\frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} \exp(j\phi_{p,n}) P_{p,n}}{\sum_{n=1}^{N_{\text{NLOS},p}} P_{p,n}} \right)} \quad (6)$$

ここで, $N_{\text{NLOS},p}$ は測定点 p における総散乱クラスタ数, n は散乱クラスタインデックス, $P_{p,n}$ はクラスタ電力, $\tau_{p,n}$ はクラスタ内の MPC の遅延の重心, $\phi_{p,n}$ はクラスタ内の MPC の方位角の重心である。

表 1 の計算結果から両周波数の特性を考察する。まず, DS を比較すると 60 GHz の方が平均値で 43.95 ns 小さいことから, 60 GHz 帯の伝搬では長遅延のクラスタの減衰が大きいことが分かる。これは, 24 GHz より周波数が高く, 壁面や物体による拡散散乱や酸素減衰の影響が大きく出たためであると考えられる。次に, ASD を比較すると, 両周波数とも平均値で約 20°, 分散も約 16° と小さい値を取っていることが確認できる。これは, 測定をストリートキャニオンでかつ, 送信機がビル屋上, 受信機が地上という環境で行ったため, 直接波以外の

クラスタも受信機から見た送信機方向に集中したためだと考えられる。最後に、ASA を比較すると、両周波数とも平均値で約 49° 、分散も $20 \sim 30^\circ$ と比較的大きい値を取っていることが分かる。このことから、ミリ波帯でも受信機側では方位角の広い範囲からクラスタが到来しているものと考えられる。また、分散の大きさから、受信機の位置に大きく左右されるパラメータであることが分かる。そのため、空間相関特性などのさらなる解析が必要だといえる。

2.4.2 K ファクタ

K ファクタ (ライスファクタ) は散乱波電力に対する直接波電力の比として定義される。本研究では、抽出したクラスタを用いて以下の式のように計算した。

$$K_p = \frac{P_{LOS}}{\sum_{n=1}^{N_{NLOS,p}} P_{NLOS,p,n}} \quad (7)$$

ここで、 $N_{NLOS,p}$ は測定点 p における総散乱クラスタ数、 n は散乱クラスタインデックス、 $P_{LOS,p}$ は直接波電力、 $P_{NLOS,p,n}$ は散乱クラスタ電力である。

表 1 の計算結果から両周波数の特性を考察する。両周波数の K ファクタの平均値を比較すると、24 GHz 帯で 6.34 dB と 60 GHz 帯で 9.14 dB と 60 GHz 帯の方が約 3 dB 大きく、60 GHz 帯の伝搬では散乱クラスタに比べ直接波がより顕著であることが分かる。

2.4.3 クラスタの遅延減衰特性

散乱クラスタの遅延減衰特性を示す、切片パステイン P_0 、遅延減衰ファクタ β_0 、クラスタシャドウイング変動の標準偏差 σ_{SF} を以下の手順に従い算出した [17]。

測定によって得られた全測定点の全散乱クラスタデータをマージし、クラスタインデックスを l とする。この時、クラスタ l の遅延 τ_l と電力 P_l は

$$P_l = P_0 + 10 \log_{10}(\exp(-\tau_l/\beta_0)) + \zeta, \quad (8)$$

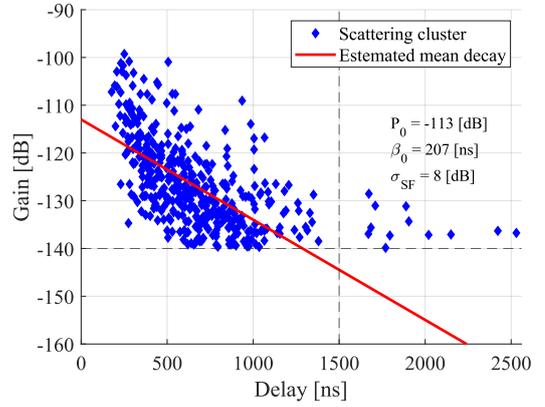
$$(0 < \tau_l < \tau_c)$$

によって定義づけられていると仮定し、 P_0 、 β_0 、 σ_{SF} を推定する。ここで、 $\zeta \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{SF}^2)$ は dB スケールの標準正規乱数であり、 σ_{SF} はクラスタシャドウイング変動の標準偏差である。また、パラメータ推定の際は遅延減衰特性を求めるという観点から、 τ_l はクラスタ電力がノイズレベル以下になる確率が高くなる遅延時間 τ_c 以下になるように制限した。本稿では両周波数共に $\tau_c = 1.5 \mu s$ とした。

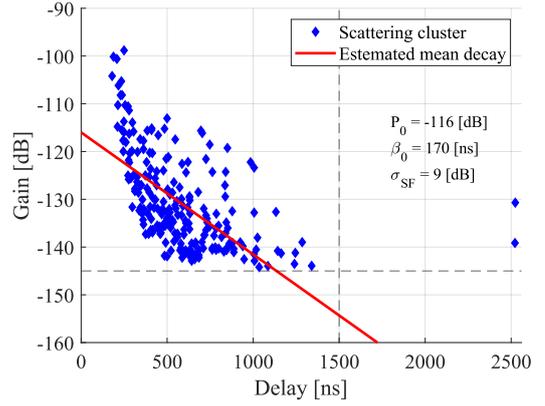
パラメータ推定のための尤度関数は次のように定式化される。

$$LF = \prod_{l=1}^L \frac{1}{p_l \sigma_{SF} \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{(P_l - P_m)^2}{2\sigma_{SF}^2} \right\} \quad (9)$$

ここで、 $P_m = 10 \log_{10} \{P_0 \exp(-\tau_l/\beta_0)\}$ である。尤度関数では、 l 番目のクラスタがノイズレベル以上である確率 p_l を考慮する必要がある。これは、実際に存在する全クラスタのうち測定で観測できた一部のクラスタを用いてパラメータを推定するためである。本稿ではノイズレベル P_n をパス抽出を行った際のノイズレベルに合わせ、24 GHz で -140 dB、60 GHz で -145 dB



(a) 24 GHz



(b) 60 GHz

図 5: 散乱クラスタの遅延減衰特性

とした。 l 番目のクラスタがノイズレベル以上である確率 p_l は相補誤差関数 $\text{erfc}(\cdot)$ によって次式で定義される。

$$p_l = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{P_n - P_l}{\sqrt{2}\sigma_{SF}} \right) \quad (10)$$

式 9 より、対数尤度関数は

$$LLF = \sum_{l=1}^L \left\{ \ln(p_l \sigma_{SF}) + \frac{(P_l - P_m)^2}{2\sigma_{SF}^2} \right\} \quad (11)$$

となり、パラメータは最尤推定法によって次式によって求めることができる。

$$(P_0^*, \beta_0^*, \sigma_{SF}^*) = \arg \min_{P_0, \beta_0, \sigma_{SF}} LLF \quad (12)$$

図 5 にパラメータ推定結果を示す。青い点が全クラスタを、赤線が推定したパラメータによって描いた遅延減衰直線である。両周波数の結果を比較すると、60 GHz の方が遅延減衰ファクタ β_0 が 37 ns 小さく (=減衰量が大きい)、クラスタシャドウイング変動の標準偏差 σ_{SF} が 1 dB 大きいことが分かる。この結果より、60 GHz 帯の伝搬では 24 GHz の伝搬に比べ壁面や物体による拡散散乱の影響や酸素減衰の影響が大きいことが推測される。

2.5 クラスタ電力の周波数依存性

2 周波数同時クラスタリングを行った結果得られた 2 周波数に共通するクラスタの電力差を調べた。図 6 に全測定点におけ

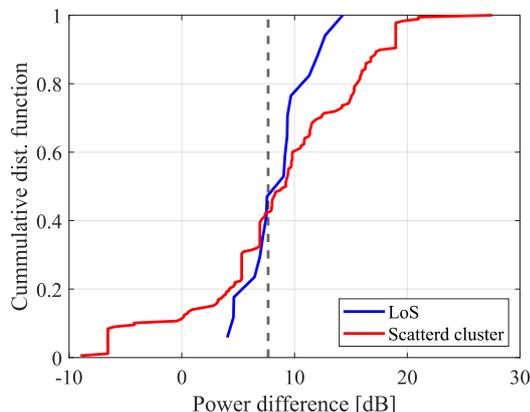


図 6: 2 周波数共通クラスターの電力差

る共通クラスターの電力差の CDF を示す。青線が直接波の電力差、赤線が散乱クラスターの電力差の CDF である。直接波の電力差は、2 周波数の自由空間伝搬損失の差である 7.66 dB (破線) に近いことが分かる。ただし、抽出された直接波であっても地上反射の影響や仰角推定誤差の影響を受けているため、数 dB 程度の電力差をもつ測定点も存在している。散乱クラスターの電力差はおよそ -10~20 dB の範囲で広く分布していることが確認できる。この結果より、各周波数で散乱点で生じる拡散散乱が大きく異なっていることが推測できる。

3. まとめ

本稿では 24/60-GHz 双角度チャネルサウンダを用い、市街地マクロセル環境 (UMa) で伝搬チャネル測定を実施し、後処理によって得られたクラスターを用いてチャネル統計パラメータの算出およびクラスターの周波数依存性の解析を行った結果について報告した。ASA, ASD 以外のパラメータは周波数によって大きく異なることから周波数依存性を確認した。発表ではこれらの解析結果を反映したチャネルモデルについて報告する。

謝 辞

本研究開発は、総務省の「仮想空間における電波模擬システム技術の高度化に向けた研究開発 (JPJ000254)」によって実施した成果を含みます。

文 献

- [1] Cisco Systems, Inc. “Cisco Visual Networking Index (VNI) Complete Forecast Update, 20170202”, Dec. 2018.
- [2] T. S. Rappaport et al., “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!”, *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [3] 3GPP TR 38.901 version 16.1.0 Release 16, “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz”, ETSI TR 138 901 V16.1.0 Nov. 2020.
- [4] A. Bodi, S. Blandino, N. Varshney, J. Zhang, T. Ropitault,

- M. Lecci, P. Testolina, J. Wang, C. Lai, C. Gentile, “NIST Quasi-Deterministic (Q-D) Channel Realization Software Documentation,” Jan. 2021.
- [5] R.J. Weiler, M. Peter, W. Keusgen, A. Maltsev, I. Karls, A. Puduev, I. Bolotin, I. Siaud, and A. Ulmer-Moll, “Quasi-deterministic millimeter-wave channel models in Mi-WEBA,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Mar. 2016.
- [6] H. Tsukada, K. Kumakura, S. Tang, M. Kim, “Millimeter-Wave Channel Model Parameters for Various Office Environments,” *IEEE Access*, Vol.10, pp. 60387–60396, Jun. 2022.
- [7] M. Kim, H. Tsukada, K. Kumakura, R. Takahashi, N. Suzuki, H. Sawada, T. Matsumura, “A 24/60-GHz dual-band double-directional channel sounder using COTS phased arrays”, Proc. *IEEE International Conference on Communications*, May 2022.
- [8] 塚田 響, 鈴木直也, 高橋莉玖, 金ミンソク, 沢田浩和, 松村武, “市街地マクロセル環境におけるミリ波帯クラスターチャネル特性,” 信学技報, AP2022-33, Jun. 2022.
- [9] M. Kim, J. Takada, K. Saito, “Multi-Dimensional Radio Channel Measurement, Analysis and Modeling for High Frequency Bands,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E101-B, no. 2, pp.293–308, Feb. 2018.
- [10] M. Kim, H. Kinh Pham, Y. Chang, J. Takada, “Development of Low-Cost 60-GHz Millimeter Wave MIMO Channel Sounding System,” Proc. *6th Global Symposium of Millimeter Waves (GSMM 2013)*, Apr. 2013.
- [11] EVK06002/00, SIVERS IMA, <https://www.sivers-semiconductors.com/sivers-wireless/evaluation-kits/>
- [12] M. Kim, T. Iwata, S. Sasaki, J. Takada, “Millimeter-Wave Radio Channel Characterization using Multi-Dimensional Sub-Grid CLEAN Algorithm,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E103-B, No.7, pp.767–779, Jul. 2020.
- [13] Wireless InSite, 構造計画研究所, <https://network2.kke.co.jp/wireless-products/wireless-insite/>
- [14] C. Gustafson, K. Haneda, S. Wyne and F. Tufvesson, “On mm-Wave Multipath Clustering and Channel Modeling,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1445–1455, Mar. 2014.
- [15] C. Gentile, P. B. Papazian, R. Sun, J. Senic and J. Wang, “Quasi-Deterministic Channel Model Parameters for a Data Center at 60 GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 808–812, May 2018.
- [16] IST-WINNER II D1.1.2 V1.2, WINNER II Channel models, Feb. 2008.
- [17] K. Haneda, J. Järveläinen, A. Karttunen, M. Kyrö and J. Putkonen, “A Statistical Spatio-Temporal Radio Channel Model for Large Indoor Environments at 60 and 70 GHz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 6, pp. 2694–2704, Jun. 2015.