



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	小型航空機モデルを用いた5G Sub-6 GHz 周波数帯の機内-機外伝搬特性推定
Author(s)	Sato, Ai; Hikage, Takashi; Omiya, Manabu et al.
Citation	IEICE transactions on electronics, E105C(5), 149-156 <a href="https://doi.org/10.14923/transelej.2021STP0002">https://doi.org/10.14923/transelej.2021STP0002</a>
Issue Date	2022-05
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/85773">https://hdl.handle.net/2115/85773</a>
Rights	copyright©2022 IEICE
Type	journal article
File Information	j105-c_5_149.pdf



## 小型航空機モデルを用いた 5G Sub-6 GHz 周波数帯の機内-機外伝搬特性推定

佐藤 亜衣<sup>†</sup> 日景 隆<sup>†a)</sup> 大宮 学<sup>††</sup> ニッ森俊一<sup>†††</sup>  
河村 暁子<sup>†††</sup> 米本 成人<sup>†††</sup>

## Evaluation of Cabin-to-Exterior Propagation Characteristics for Sub-6GHz/5G Using Small Aircraft Model

Ai SATO<sup>†</sup>, Takashi HIKAGE<sup>†a)</sup>, Manabu OMIYA<sup>††</sup>, Syunichi FUTATSUMORI<sup>†††</sup>,  
Akiko KOHMURA<sup>†††</sup>, and Naruto YONEMOTO<sup>†††</sup>

あらまし 航空機の機内及び機外における無線回線設計に資する伝搬特性推定法について、大規模 FDTD 解析の適用を検討している。本論文では、小型航空機モデルを用いた電磁界解析を実行し、5G Sub-6 GHz 周波数帯における機内から機外電波高度計付近までの干渉経路損失特性について検討する。干渉経路損失特性モデルとして、FI (Floating intercept) モデルあるいは ABG (Alpha beta gamma) モデルの利用を提案し、それら伝搬モデルのパラメータをシミュレーション結果から導出し、その有効性について議論した。

キーワード 第 5 世代移動通信システム, 航空機電波高度計, 干渉経路損失, FDTD 解析

## 1. ま え が き

航空機における無線通信利用が進んでいる。例えば、航空機運用コストの低減などを目的として、航空機の非常用照明や気圧センサなどへの通信を担うワイヤハーネスを無線ネットワークで代替するシステムが提案されている。このシステムに利用される無線通信規格は WAIC (Wireless Avionics Intra-Communication) と呼ばれる。WAIC システムは AVSI (Aerospace Vehicle Systems Institute) で検討が進められ、4.2 GHz から 4.4 GHz の周波数帯を利用することが提唱されている [1]。航空機内の配線を無線化することで、重量の低減や運

行の効率化が可能になるが、同じく 4.2–4.4 GHz 帯を利用する航空機の電波高度計との共用条件の明確化及び耐干渉対策が必要になる。また、我が国においては、現在 3.6 GHz から 4.1 GHz (n77 バンド) 及び 4.5 GHz から 4.6 GHz (n79 バンド) が第 5 世代移動通信システム (5G) の Sub-6 GHz 帯として割り当てられている。5G Sub-6 GHz 帯は、電波高度計の周波数帯と 100 MHz の離調が確保され重複してはならないものの近接しており、例えば機内に置かれた端末装置から連続的に近接周波数が送信された場合には電波高度計に対して干渉を生じる可能性がある。これらより、航空機電波高度計周波数帯とその付近の周波数帯における干渉評価に関する検討が必要となっている。

航空機内外の電波伝搬特性についてはこれまで、単純化した伝搬モデルの統計的評価に基づく検討はなされているが [2]、機体全体を詳細かつ網羅的に評価した検討例は少ない。その理由として、機内では多重反射による複雑な伝搬特性になること、航空機実機を用いたオンサイト測定はコストなどの点で実施が困難であることなどが挙げられる。

筆者らは、航空機内の伝搬特性評価に時間領域差分 (Finite difference time domain, FDTD) 法 [3], [4] を適用

<sup>†</sup> 北海道大学大学院情報科学研究院, 札幌市  
Graduate School of Information, Science and Technology, Hokkaido University,  
Kita 14, Nishi 9, Kita-ku, Sapporo-shi, 060-0814 Japan

<sup>††</sup> 北海道大学情報基盤センター, 札幌市  
Information Initiative Center, Hokkaido University, Kita 11, Nishi 5, Kita-ku,  
Sapporo-shi, 060-0811 Japan

<sup>†††</sup> 国立研究開発法人海上・港湾・航空技術研究所電子航法研究所,  
調布市  
Electronic Navigation Research Institute, National Institute of Maritime, Port,  
and Aviation Technology, 7-42-23 Jindaijihigashi-machi, Chofu-shi, 182-0012  
Japan

a) E-mail: hikage@wtmc.ist.hokudai.ac.jp

DOI: 10.14923/transleij.2021STP0002

することが有効であると考えている。計算機シミュレーションでは、送受信アンテナの位置や設置台数、評価周波数帯などの解析条件をさまざまに設定した評価が可能である。もちろん、航空機全体を含む詳細な電磁界分布を高精度に推定することも可能である。これまでに、ハイパフォーマンスコンピュータ (HPC) システムを利用した大規模 FDTD 解析を行い、通勤電車車両や高速鉄道車両内における携帯無線端末による伝搬特性、並びに EMC・EMI 等の評価結果 [5]~[7]、更に旅客機内での電波強度の減衰特性や偏波依存性などを報告している [8], [9]。

本論文では、小型航空機モデルを利用して、5G Sub-6 GHz 周波数帯電波の機内から機外電波高度計受信アンテナ付近までの干渉経路損失 (Interference path loss, IPL) 特性の推定法を検討する。IPL は、航空機の電磁干渉耐性を評価するための値の一つとして利用され、航空機内に設置若しくは持ち込まれる機器による干渉信号の波源から被干渉機器までの伝搬損失で定義される [10]。本論文では、与干渉機器のアンテナから送信される電力と、高度測定のためのアビオニクスである航空機電波高度計アンテナで受信される電力との比として IPL を評価する。なお、アビオニクスとは、航空機に搭載され飛行のために利用される電子機器のことであり、航空無線機、高度計、航空交通管制レーダシステム、GPS (Global Positioning System) 受信機など様々な無線機器が含まれる。

航空機電波高度計の周波数帯 (4.2 GHz から 4.4 GHz) に隣接する 5G Sub-6 GHz 周波数帯による干渉検討 [11] のための基礎データ取得を目的とする。

## 2. 小型航空機モデルと計算機シミュレーション

図 1 に、解析対象である小型航空機ビーチクラフト B300 型機 (King Air 350) 数値モデルの外観、断面図、寸法及び座標を示す。この航空機は左右の主翼に 1 基ずつ取り付けられたプロペラを推進力として利用する双発型固定翼機である。主翼の幅が 17.7m、機首から尾翼までの長さが 14.2m、高さが 4.3m である。ただし、車輪などの降着装置は機内に格納されている。数値解析では、機体が自由空間中に存在し、プロペラは静止していると仮定する。

IPL 特性の数値解析に、FDTD 法に基づく電磁界解析手法を適用する [3]。FDTD 法は時間領域における解析手法であり、解析空間をセルと呼ばれる微小な直

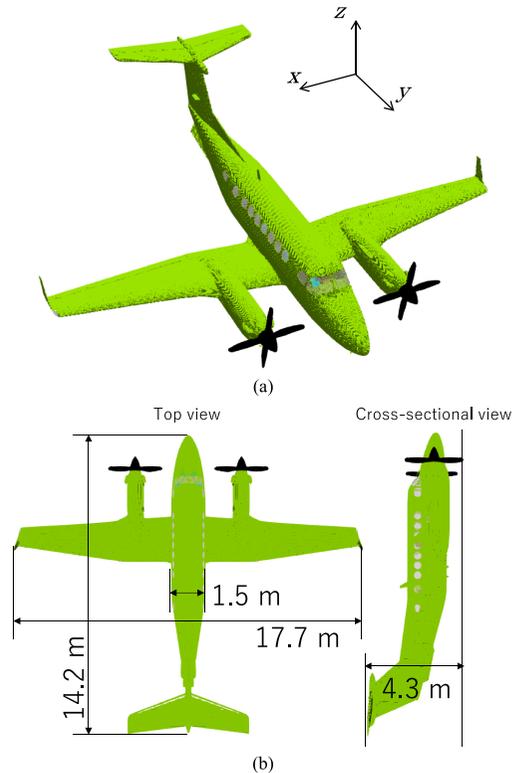


図 1 小型航空機ビーチクラフト B300 型機 (King Air 350) 数値モデル。(a) 全体図、(b) 側面及び上面図

Fig. 1 Small Aircraft Model B300 (King Air 350). (a) Overview, (b) Top view and side view.

方で離散化し、そのセルに割り当てられた電磁界成分の時間変化を過渡状態から定常状態に至るまで求める。

一般に、セル寸法は取り扱う周波数に対応する波長の 10 分の 1 以下にすることが望ましい。したがって、小規模な解析対象であっても、その数値解析には潤沢な計算資源と長時間にわたる計算処理を必要とする。このようなことから、HPC システムの利用が有効である。HPC システムは、スレッド並列をサポートする演算ノードを複数台使用するハイブリッド並列により、大規模な主記憶容量の利用と高速な演算処理を同時に実現する。

計算機シミュレーションの実行のために、北海道大学情報基盤センター学際大規模計算機システム [12] サブシステム A を使用する。この計算機システムは、演算ノード当たり Intel 社製 Xeon Gold 6148 プロセッサ (コア数 20、クロック速度 2.4 GHz) を 2 台搭載し、384 GB の主記憶容量を備えている。ただし、演算ノード

の理論演算性能は 3.07 Tflops である。

数値解析には、著者らが開発を行っている FDTD プログラムを使用する。このプログラムは標準的な FDTD 法に基づく電磁界解析手法が適用され、併せて前述の計算機システム向け高速化チューニングが施されている。具体的なチューニング法は、主記憶装置からキャッシュへのデータ転送速度を向上するための単精度実数の利用と、キャッシュ再利用性向上のための大域ループ融合である [13]。

小型航空機モデル構築の手順を以下に示す。航空機の構造及び素材を定義しているメッシュ CAD データを用いて、市販のアプリケーションにより 1 辺が 9 mm の立方体ボクセルモデルを作成する。更に、これを一辺の長さが 3 mm の立方体セルで再離散化する。この処理により、5G Sub-6 GHz 周波数帯に対応する波長対セル寸法の比は 22.0 から 27.0 になる。ただし、機体、プロペラ及び機内パーティションは完全導体とした。更に、窓ガラスと座席クッションは比誘電率を 2.25 及び 2.0、導電率を 0.0003 S/m 及び 0.001 S/m とする [2]。ガードセルを含む FDTD 解析空間を構成するセル総数は  $5874 \times 5104 \times 1710$ 、すなわち約 510 億である。この場合、数値解析に必要な主記憶容量は 3.8 TB、1000 周期までの計算時間は約 60 時間である。ただし、解析に使用した演算ノード台数は 12 である。

一般に、IPL 特性の評価においては、機内で利用される 5G Sub-6 GHz 帯移動端末から送信された信号が、機外に設置された電波高度計に与える干渉量を評価する。本論文では、数値解析実行回数を最小化することを目的として、送受信アンテナ間伝搬の可逆性を考慮して、機外に送信アンテナ及び機内に複数の受信アンテナを配置する。

### 3. 電波伝搬特性解析と特性推定法

#### 3.1 単一周波数に対する IPL 特性モデル

図 2 に、送受信アンテナの位置を機内構造とともに示す。同図において、左側が機首方向、右側が尾翼方向である。機体右側の後方に窓のない金属製ドアが一つ、黒色で示す金属製パーティションが左右それぞれ 3 か所及び 2 か所設置されている。更に、11 脚の座席が左右窓側に配置されている。図 2 (a) に示す機外位置に送信アンテナ (Tx-antenna) を設置する。機体底面から  $\frac{4}{3}$  波長下方に  $x$  方向に平行な半波長ダイポールアンテナでモデル化した。ただし、本論文に示す数値解析結果は、常にこの条件のもとで行われてい

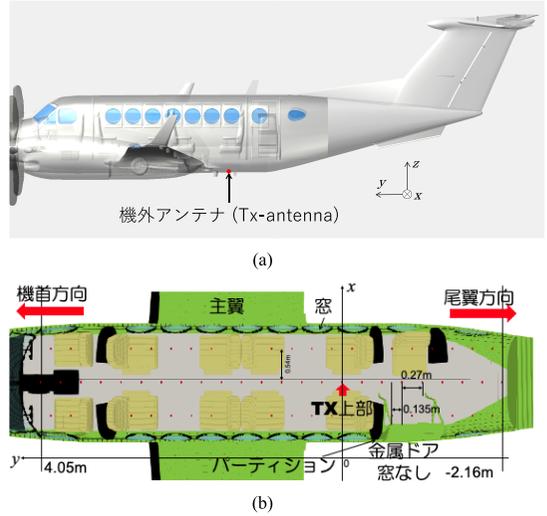


図 2 送受信アンテナ配置。(a) 機外アンテナ (送信アンテナ) 位置, (b) 機内アンテナ配置

Fig. 2 Position of transmitting and receiving antennas. (a) Transmitting antenna (Tx-antenna) position, (b) Receiving antenna (Rx-antenna) inside the cabin.

る。図 2 (b) において、受信アンテナ (Rx-antenna) 位置を赤色四角で示す。ただし、その総数は 70 である。受信アンテナは機内床面から 0.6 m 上方の  $xy$  平面内に等間隔に配置され、機内中央の受信アンテナと両端窓側の受信アンテナを  $y$  方向に対して交互に配置している。その間隔は  $x$  方向 0.54 m 及び  $y$  方向 0.27 m である。更に、受信アンテナは半波長ダイポールアンテナであり、三つの座標軸のいずれかに平行であるとした。すなわち、全ての受信アンテナを同一方向に設定して数値シミュレーションを実行するので、電界成分の数に対応して 3 回の数値シミュレーションが必要である。また、5G sub-6 GHz 周波数帯に含まれる三つの周波数について検討することから、数値シミュレーションの実行回数は合計 9 である。ただし、受信アンテナの方向によらず負荷端が同一のセルになるように受信アンテナを配置している。

送信アンテナの給電部及び受信アンテナの負荷端の数値的取り扱いを説明する。送信アンテナの給電部は、参考文献 [14] のモデル化に基づいている。すなわち、送信アンテナは中央に 1 セルのギャップ部分を有する半波長ダイポールアンテナで、ギャップ部分に給電部を構成する電圧源及び内部抵抗  $75\Omega$  を接続する。ギャップ周囲の磁界成分にアンペール則を適用して、給電部を流れる電流を求める。この電流を利用して、

ギャップ部分の電圧及び電界を計算する [14]. 電圧源は指定した周波数で正弦波振動していることから, 周期ごとにギャップ部分の電圧及び電流のフェーザ量を計算することができる. それらフェーザ量を利用して送信電力を求める. 一方, 受信アンテナの負荷端は送信アンテナの給電部に含まれる電圧源を取り除き, 内部抵抗を負荷抵抗と考え, 負荷を流れる電流, 負荷にかかる電圧, ギャップ部分の電界及び受信電力を計算する. ただし, 5G Sub-6 GHz 周波数 3.7 GHz, 4.2 GHz 及び 4.5 GHz に対して, 半波長ダイポールアンテナの長さをそれぞれ 33 mm (11 セル), 33 mm (11 セル) 及び 27 mm (9 セル) にすることで, 給電部におけるリターンロスが 14.7 dB, 11.9 dB 及び 18.3 dB になることを確認している.

送信アンテナを 5G Sub-6 GHz 帯のいずれかの周波数で励振する. 送信電力を  $P_{TX}$  及び受信電力を  $P_{RX}$  で表すと, 受信アンテナごとの IPL は次式で求められる.

$$IPL(dB) = P_{TX} - P_{RX} \quad (1)$$

図 3(a) に, 周波数 3.7 GHz における IPL 特性を赤色マーカで示す. ただし, ここでは伝搬損失の一般的評価法である送受信アンテナ間の直線距離に基づきプロットし, 受信アンテナは  $x$  方向に平行であり機内設備に接触しているものを除いた. 同図において, 横軸は送受信アンテナ間の直線距離を対数目盛で表記し, 縦軸は  $IPL$  (dB) である.

同図から,  $IPL$  特性はほぼ 100 dB を中心として, 右上がりの特性であることが分かる. そこで, 統計的評価を目的に, 伝搬モデルの一つである FI (Floating intercept) モデルを適用する [15]. FI モデルは次式で与えられる.

$$IPL(d)(dB) = 10n \log_{10}(d) + IPL_0 + X_{\sigma} \quad (2)$$

ただし,  $d$  は送受信アンテナ間の直線距離,  $n$  及び  $IPL_0$  は近似直線の傾きと切片である. 更に,  $X_{\sigma}$  は平均 0 及び標準偏差  $\sigma$  のガウスランダム過程で, 機内において高周波成分が壁や機内設備により反射を繰り返すことによって生じるランダム性を表す.

図 3(a) のマーカで与えられる  $IPL$  値に回帰分析を適用することで,  $n$  及び  $IPL_0$  がそれぞれ 0.56 及び 101.5 dB と求められ, 同図に実線で示す近似直線が得られる.

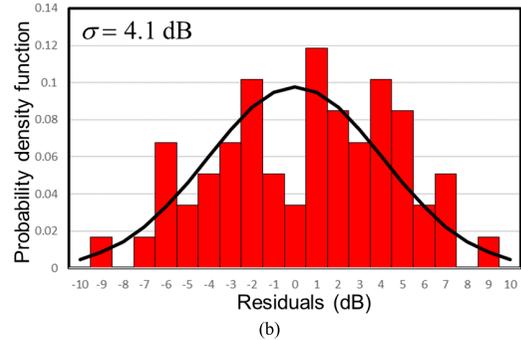
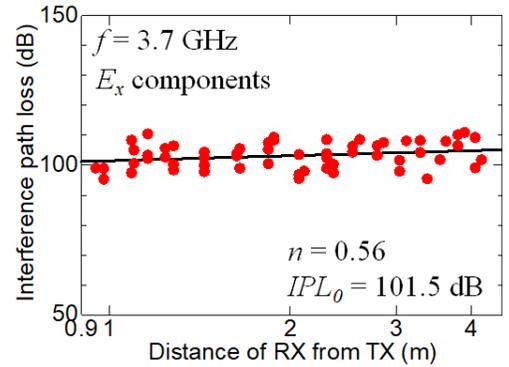


図 3 受信アンテナを設置したときの周波数 3.7 GHz における  $IPL$  特性と FI モデルパラメータ及び, (a)  $IPL$  特性と FI モデルパラメータ, (b) ヒストグラム

Fig. 3  $IPL$  characteristics and FI model parameters at the frequency of 3.7 GHz when the receiving antennas are installed. (a)  $IPL$  characteristics and FI model parameters, (b) histogram.

以上のことから, 機内は多くのマルチパス波が存在する環境であると言える. また, 見通し外通信環境であることから,  $IPL_0$  が 100 dB 以上と大きいのが特徴である. 次に,  $X_{\sigma}$  の分布を図 3(b) に示す. 同図において, 横軸は近似直線と  $IPL$  値の差であり, 縦軸は確率密度関数である. 棒グラフは  $IPL$  値のヒストグラム, 実線で示す正規分布は式 (2) における  $X_{\sigma}$  の推定結果である. ただし, 標準偏差  $\sigma$  は 4.1 dB であった.

図 3(b) に示すヒストグラムを正規分布で近似することの有効性は明確でない. それは, 少ない数値結果に基づいて推定された結果であることに起因する. そこで, より多くの  $IPL$  値を利用して統計的評価を試みる. そのために, 受信電力を電界強度の自乗平均から推定する. 受信電力と電界強度の関係を次式に示す.

$$P_{RX} = c^2 |E_x|^2 \quad (3)$$

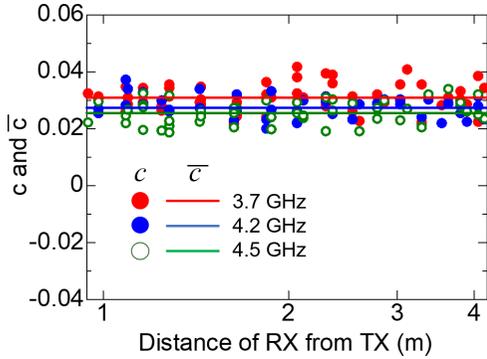


図4  $E_x$  成分に対する  $c$  及び  $\bar{c}$   
 Fig.4  $c$  and  $\bar{c}$  values for  $E_x$  v.s. distance between Tx and Rx antennas.

ただし、 $P_{RX}$  は受信アンテナを設置したときの電力、 $c$  は定数、 $|E_x|^2$  は受信アンテナを取り除いたときにその位置で観測される電界強度の自乗平均値であり、三つの座標方向にそれぞれ 9 mm 離れた点における合計 27 個の電界強度値を利用して求める。例えば、 $E_x$  成分に関して図 3 (a) に示す赤色マーカーごとに係数  $c$  の値を求める。更に、それら  $c$  値から平均値  $\bar{c}$  を求める。その後、式 (3) において  $c$  を  $\bar{c}$  に置換することで、任意の観測点での電界強度の自乗平均値から受信電力を推定することができる。

図 4 に、 $E_x$  成分に関して  $c$  及び  $\bar{c}$  を示す。ただし、マーカーは  $c$  であり、周波数ごとに異なるマーカーを使用している。更に、直線は定数  $\bar{c}$  である。数値解析から、周波数 3.7 GHz、4.2 GHz 及び 4.5 GHz における定数  $\bar{c}$  の値はそれぞれ  $3.09 \times 10^{-2}$ 、 $2.74 \times 10^{-2}$  及び  $2.55 \times 10^{-2}$  であった。周波数が高いほど、 $\bar{c}$  の値は小さくなること分かる。

これまでに説明した手法及び定数を利用して、受信電力分布を推定した結果を図 5 に示す。ただし、送信電力を 1 W 及び周波数を 3.7 GHz とし、 $E_x$  成分を評価した。また、観測面は機内床上部高さ 0.6 m の水平面である。同図から、比較的高い受信電力が観測されるのは、送信アンテナ上方及びその後部である。更に、機首方向に移動するに従って、受信電力が相対的に小さくなること分かる。この理由は、機内への侵入経路は窓ガラスのみであり、送信アンテナ上方の両端窓ガラスが主要な侵入箇所であること、更に機内に侵入した信号成分は機体及び機内設備で反射を繰り返しながら機首方向に伝搬しているためである。図 5 に示す結果は図 3 (a) に示す伝搬特性と対応していることが

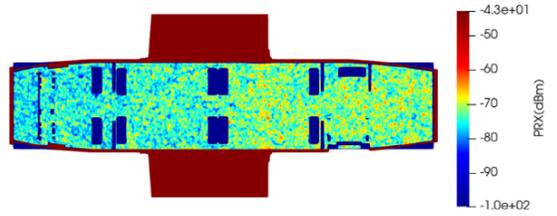
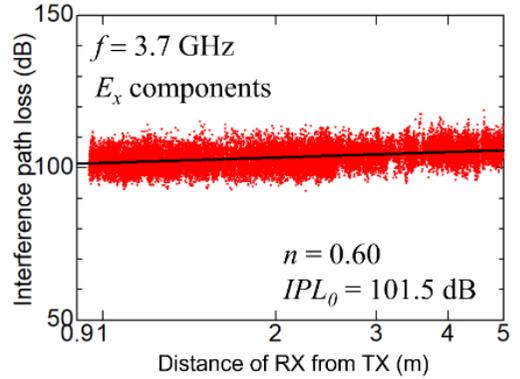
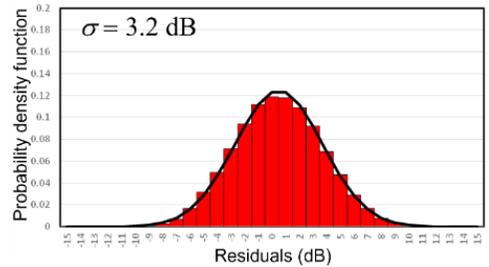


図5 周波数 3.7 GHz における機内受信電力分布  
 Fig.5 Rx-power distribution at 3.7GHz inside the cabin.



(a)



(b)

図6 電界強度の自乗平均値から推定された受信電力に基づく周波数 3.7 GHz における IPL 特性と FI モデルパラメータ. (a) IPL 特性. (b) ヒストグラムとそれを近似する正規分布

Fig.6 IPL characteristics and FI model parameters at the frequency of 3.7 GHz based on the received power estimated from the mean square value of the field distributions. (a) IPL characteristics and FI model parameters, (b) histogram.

分かる。

図 6 は、電界強度の自乗平均から推定された受信電力に基づく IPL 特性及びヒストグラムである。ただし、周波数は 3.7 GHz、 $E_x$  成分に関する解析結果である。同図 (a) は、IPL 特性とその FI モデルパラメータである。同図から、IPL 特性は近似直線を中心に、帯状に分布していることが分かる。近似直線は  $n$  が 0.6、 $IPL_0$  が 101.5 dB であり、図 3 (a) に示す結果とほぼ

表 1 FI モデルパラメータ  
Table 1 Floating intercept (FI) model parameters.

$f$ (GHz)	$E_x$		$E_y$		$E_z$	
	$n$	$IPL_0$ (dB)	$\sigma$ (dB)	$n$	$IPL_0$ (dB)	$\sigma$ (dB)
3.7	0.60	101.5	3.2	0.31	103.5	3.2
4.2	0.58	101.6	3.3	0.24	103.9	3.3
4.5	0.18	104.1	2.8	0.11	104.6	2.9

同様である。同図 (b) は、IPL 値と近似直線との差を表すヒストグラムとそれを正規分布で近似した結果である。同図から、ヒストグラムは正規分布とよく一致することが分かる。これは、統計解析において大量のデータを使用したことが理由である。ただし、標準偏差値は 3.2 dB であり、図 3 (b) で得られた 4.1 dB に比較して小さい。このことから、限られた数のデータから推定される標準偏差値は実際よりも大きな値として推定されることが分かる。以上のことから、小型航空機の IPL 特性評価に FI モデルを適用することが有効であり、FI モデルパラメータを利用した IPL 特性推定が可能であることを明らかにした。

表 1 に、FI モデルパラメータの解析結果を示す。周波数及び電界成分ごとに、 $n$ 、 $IPL_0$  及び  $\sigma$  を示している。同表から、 $n$  は周波数が高くなるほど小さくなることから、周波数が高くなるほど、機内での IPL 特性の距離依存性が小さくとも言える。特に、 $E_y$  に対して  $n$  は他の電界成分に比較して小さいことから、機内での伝搬による減衰量が最小であると言える。この理由は、 $y$  方向が胴体方向と一致するためである。一方、 $IPL_0$  は周波数が高くなるほど大きくなることから、窓ガラスを介して機内に侵入する信号量が減少すると言える。このことは、電界成分に依らず同じである。 $\sigma$  は周波数や電界成分に依らず、ほぼ同じである。ただし、これら FI モデルパラメータは機体の構造や送信アンテナの設置位置や偏波方向に依存すると考える。

3.2 複数の周波数に対する IPL 特性モデル

ABG (Alpha beta gamma) モデルは送受信アンテナ間の距離とさまざまな周波数を同時に考慮することができる [15]。ABG モデルに基づく IPL 特性は、次式で表される。

$$IPL(f, d) \text{ (dB)} = 10\alpha \log_{10}(d) + \beta + 10\gamma \log_{10}(f) + X_G \quad (4)$$

ABG モデルでは、周波数  $f$  を考慮するために、パラ

表 2 ABG モデルパラメータ  
Table 2 Alpha beta gamma (ABG) model parameters.

電界成分	$\alpha$	$\beta$	$\gamma$	$\sigma$
$E_x$	0.45	94.4	1.30	3.2
$E_y$	0.21	101.4	0.42	3.1
$E_z$	0.44	93.6	1.51	3.1

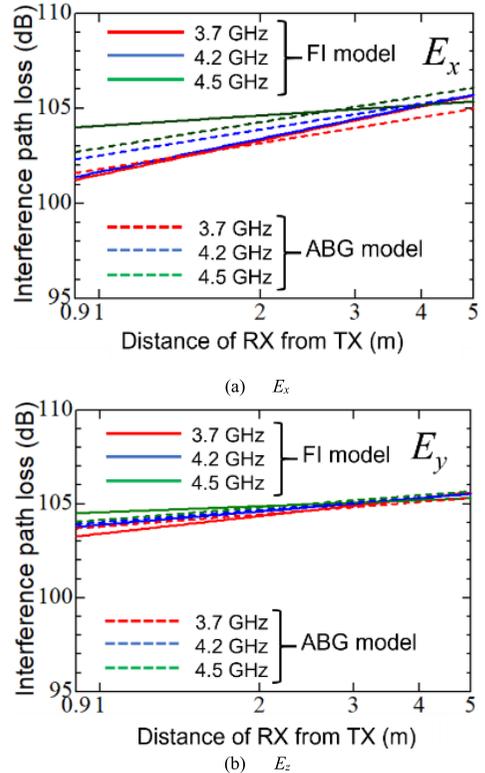


図 7 FI モデルと ABG モデルの近似直線  
Fig. 7 Approximate straight lines of IPL based upon FI model and ABG model. (a)  $E_x$ , (b)  $E_y$ .

メータ  $\gamma$  を導入している。また、 $\alpha$  及び  $\beta$  は FI モデルにおける  $n$  及び  $IPL_0$  に対応する。3.1 と同じデータを利用し、初めにパラメータ  $\alpha$ 、 $\beta$  及び  $\gamma$  を決定するために重回帰分析を行う。更に、 $X_G$  の標準偏差  $\sigma$  を求める。これら ABG モデルパラメータを電界成分ごとに表 2 に示す。同表から、 $\sigma$  は電界成分に依らず同じ値である。一方、 $\alpha$ 、 $\beta$  及び  $\gamma$  は  $E_x$  と  $E_z$  に対して同様な値であるが、それらと比較して  $E_y$  に対して異なる値である。特に、 $E_y$  では  $\alpha$  と  $\gamma$  が他の電界成分のそれに比較して小さいことから、距離と周波数に対する依存性が相対的に低いと言える。

図 7 に、 $E_x$  及び  $E_y$  成分に対する FI モデルと ABG モデルの IPL 特性近似直線を比較して示す。ただし、

実線及び破線はそれぞれ FI モデル及び ABG モデルである。同図 (a) から、 $E_x$  成分に対して 3.7 GHz と 4.2 GHz の IPL 特性はモデルに依らずほぼ同じであるが、4.5 GHz ではモデル間の差が大きいことが分かる。以上のことから、周波数 4.5 GHz での IPL 特性が、3.7 GHz と 4.2 GHz での IPL 特性と異なる傾向を有していると言える。なお、 $E_z$  に対しても同様の結論が得られることを確認している。一方、同図 (b) から、 $E_y$  成分に対しては FI モデルと ABG モデルの IPL 特性は同様であることが分かる。これは本論文の評価モデルにおいて、 $E_y$  成分がいずれの周波数でも他の成分に比較して小さいことによると考えられる。

#### 4. む す び

本論文では、小型航空機ビーチクラフト B300 型 (King Air 350) モデルを用いて、5G Sub-6 GHz 周波数帯において機内から機外の電波高度計への IPL 特性を推定する方法について議論した。また、IPL を算出するための式の導出を目的として、FI モデル及び ABG モデルの利用を提案し、大規模 FDTD シミュレーションで得られた解析結果に基づいてそれらモデルパラメータの導出を行った。初めに、機内に受信アンテナを設置し、その受信電力から IPL を求めた。この場合、機内に設置できる受信アンテナ数は数 10 個程度である。そこで、電界強度の自乗平均値を利用して受信電力を推定する手法を適用し、変換係数を導出した。更に、先に示したモデルパラメータを解析し、受信アンテナを考慮したときの結果と比較した。この手法の特徴は、受信アンテナを設置する必要がなく、1 回の数値解析で全ての電界成分に対するモデルパラメータを導出できることである。空間網羅的かつ大規模な電界分布データに基づく、高精度な機内 IPL 統計評価のためのパラメータ推定が初めて実現された。

今後、送信アンテナの偏波方向や設置位置を変化させた場合の FI モデル及び ABG モデルのパラメータ検討を実施する。更に、干渉波の主要経路などを評価するためインパルス応答の解析評価等の実施を予定している。

謝辞 本研究の一部は、本研究は JSPS 科研費 JP19K04504, JP19K04385 の支援によって行われた。また、北海道大学情報基盤センター高速化チューニング支援事業及び学際大規模計算機システムを利用した。

#### 文 献

[1] <http://waic.avsi.aero>

- [2] ITU-R Recommendation P.1238-6, "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz," ITU-R Recommendations, P-Series, ITU, 2009.
- [3] A. Taflov and S.C. Hagness, Computational electrodynamics – The finite-difference time-domain method, third ed., Artech House, Norwood, 2005.
- [4] W. Yu, R. Mittra, T. Su, Y. Liu, and X. Yang, Parallel finite-difference time-domain method, Artech House, Norwood, 2006.
- [5] T. Hikage, T. Nojima, S. Watanabe, and T. Shinozuka, "Electric-field distribution estimation in a train carriage due to cellular radios in order to assess the implantable cardiac pacemaker EMI in semi-echoic environments," IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, no.8, pp.3281–3286, Aug. 2005.
- [6] L. Harris, T. Hikage, and T. Nojima, "Precise estimation of cellular radio electromagnetic field in elevators and EMI impact on implantable cardiac pacemakers," IEICE Trans. Commun., vol.E92-C, no.9, pp.1182–1187, Sept. 2009.
- [7] 白船雅巳, 日景 隆, 野島俊雄, 佐々木元晴, 山田 涉, 杉山隆利, "FDTD 解析による高速鉄道車内 5GHz 帯無線接続サービスの伝搬特性推定," 信学論 (B), vol.J97-B, no.9, pp.762–769, Sept. 2014.
- [8] 関口徹也, 日景 隆, 山本 学, 野島俊雄, ニッ森俊一, 河村暁子, 米本成人, "大規模 FDTD 解析を用いた 4.4GHz 帯 WAIC システムのための機外観測面における伝搬特性推定," 信学論 (B), vol.J102-B, no.2, pp.72–79, Feb. 2019.
- [9] T. Sekiguchi, T. Hikage, M. Yamamoto, T. Nojima, S. Futatsumori, K. Morioka, A. Kohmura, and N. Yonemoto, "Numerical estimation of propagation path loss for wireless link design of WAIC systems installed on outside aircraft cabin based on large-scale FDTD simulation," IEICE Communications Express, vol.8, no.5, pp.129–134, May 2019.
- [10] T.X. Nguyen, S.V. Koppen, J.J. Ely, G.N. Szatkowski, J.J. Mielnik, and M.T.P. Salud, "Small aircraft RF interference path loss," 2007 IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility (ISEMC 2007), pp.1–6, July 2007. DOI:10.1109/ISEMC.2007.27
- [11] ニッ森俊一, 宮崎則彦, 関口徹也, 日景 隆, 野島俊雄, "航空機内データ通信周波数帯における航空機電界強度特性評価—ビーチクラフト B300 型機を用いた地上放射特性測定—," 2020 信学総大, B-2-4, March 2020.
- [12] <https://www.hucc.hokudai.ac.jp/>
- [13] 佐藤亜衣, 吉江明花, 日景 隆, 山本 学, 大宮 学, 久野伸晃, 猪又 稔, 山田 涉, "大規模 FDTD 解析を用いた RF 帯都市環境伝搬特性シミュレーションの高速化検討," 2021 信学総大, B-1-28, March 2021.
- [14] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, 6.4.2 ループアンテナ, コロナ社, 東京, 1998.
- [15] G.R. MacCartney, Jr., T.S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless network," IEEE Access, vol.3, pp.2388–2424, Oct. 2015. DOI: 10.1109/ACCESS.2015.2486778

(2021 年 7 月 23 日受付, 11 月 21 日再受付,  
12 月 27 日早期公開)



佐藤 亜衣 (学生員)

2020 北海道大・工学。2021 同大大学院修士課程在学中。現在、FDTD法を利用した電波伝搬特性解析の研究に従事。



日景 隆 (正員)

1997 北海道大・工学。1999 同大大学院修士課程了。同年同大大学院・工・電子情報・助手、2007 年同助教、現在に至る。この間、太陽発電衛星用送受電アンテナ、FDTD法による電磁界解析、電波環境工学に関する研究に従事。平 12 年度電子情報通信学会学術奨励賞、第 76 回本会論文賞受賞、工博、IEEE 会員。



大宮 学 (正員)

1981 北海道大・工学。1983 同大大学院修士課程了。同年同大・工・助手、1995 同大大学院・工・助教授。この間、アダプティブアレーアンテナ、宇宙太陽発電衛星用送受電アンテナの研究に従事。2000 同大大型計算機センター教授、2003 同大情報基盤センター教授、現在に至る。この間、大規模電磁界解析システム Jet FDTD の開発及び電波伝搬に関する研究に従事。工博、IEEE 会員。



ニッ森俊一 (正員)

2004 北海道大・工学。2009 同大大学院博士課程了。同年、独立行政法人電子航法研究所入所。この間、マイクロ波デバイス、ミリ波レーダシステム及び環境電磁工学等の研究に従事。現在、国立研究開発法人電子航法研究所監視通信領域主幹研究員。2008～2009 日本学術振興会特別研究員。2008 本会学術奨励賞受賞。工博、IEEE 会員。



河村 暁子 (正員)

2007 独立行政法人電子航法研究所入所。2011 仏ニース・ソフィア・アンティボリス大学客員研究員。この間、ミリ波レーダシステム及び環境電磁工学等の研究に従事。現在、国立研究開発法人電子航法研究所監視通信領域主幹研究員。工博、IEEE 会員。



米本 成人 (正員)

1995 佐賀大・工学。2000 同大大学院博士課程了。2001 運輸省電子航法研究所入所。2006 仏ニース・ソフィア・アンティボリス大学客員研究員。2012 東京海洋大学大学院海洋科学技術研究科特任准教授。この間、航空通信、レーダ及び環境電磁工学等の研究に従事。現在、国立研究開発法人海上・港湾・航空技術研究所電子航法研究所監視通信領域上席研究員。工博、IEEE、EuMA 各会員。