

無線通信のための簡易伝搬解析手法と
伝送特性劣化の改善手法に関する研究

有川 禎昭

電気通信大学大学院情報理工学研究科
博士（工学）の学位申請論文

2016年9月

無線通信のための簡易伝搬解析手法と 伝送特性劣化の改善手法に関する研究

博士論文の審査委員

主査	藤井	威生	教授
審査委員	山尾	泰	教授
審査委員	肖	鳳超	教授
審査委員	和田	光司	教授
審査委員	唐沢	好男	名誉教授

著作権所有者

有川 禎昭

2016年9月

A Study on a Simplified Analysis Method for Multipath Propagation Environments and Countermeasures for Propagation Impairments

Sadaaki Arikawa

Abstract

For realizing intelligent wireless communication systems, it is vital to grasp their radio propagation characteristics quantitatively and to develop countermeasures for propagation impairment. Therefore, this thesis presents simple and accurate propagation-analysis techniques of the transmission characteristic deterioration for wireless communications which are operable in a short calculation time. In addition, it presents a simple and effective technique for improving an inferior indoor environment for performing wireless communications such as wireless Local Area Network (LAN).

The first half part of this thesis is research on the former. Here, we propose three propagation characteristic analysis techniques in which Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) transmission characteristic of wireless communications can be evaluated in simple and perform accuracy evaluation of these techniques. Ray tracing analysis is a rigorous method, but it is highly demanding in terms of computing time. Therefore, as the first proposed method, we focused on the development and implementation of a method for determining statistical properties of an environment in the vicinity of antenna locations. Using this method, namely, “space movement method”, we first performed single ray tracing computations for specific reference points, and then applied the “plane-wave approximation technique (PWAT)” to create statistical estimates based on array antenna principles in order to make approximate calculations regarding the properties around those reference points. We then performed a quantitative evaluation of its accuracy. The results of an environment analysis of an empty room containing no objects produced via our method were compared with a room analyzed by ray tracing alone, from which we found our simplified method to be highly accurate within a range of several wavelengths from the receiving reference points. Furthermore, even if it was a case where fixtures, furnishings, or other articles were in the room, which would result in a more complex propagation environment, it was

proved that the method was applicable on various conditions. As a result, by using the method, it was shown that computation time was shortened sharply and analysis of channel capacity in the indoor whole region could be performed in a practical time range. However, in two following cases, the error by use of the method becomes remarkable; the wall, the floor, the ceiling, and fixtures of the room consist of two or more materials and the difference of the electrical performance of such materials is large (case1), or in the border zones between LOS (line-of-sight) and NLOS (non-line-of-sight) in the room in which the partition is installed (case2). That is, the scope of the method was clarified.

On the other hand, considering the bandwidth of wireless LAN and cognitive radio, it is necessary to assess the transmission characteristics of environments in the frequency domain (wideband) as well as those in the spatial domain (narrowband). Therefore, as the first proposed method, we propose a simple method of analyzing frequency-domain MIMO propagation characteristics that is expanded in the spatial domain based on PWAT, specifically, that is performed Fourier transformation of the impulse response equation and considered the following two points; (1) the frequency dependence of radio wave propagation loss based on the assumption of constant antenna gain at any frequency in a certain range of frequencies, (2) the frequency dependence of the phase difference on the space distance between antenna elements. The second proposed method is named “frequency movement method”. And we estimate the accuracy of the proposed method based on the results of full ray tracing calculation in indoor environments on eigenvalue characteristics of the channel matrix. As a result, for the frequency domain with a fractional bandwidth of 20%, the frequency movement method is proved to be a good method to estimate the wideband characteristics of MIMO systems at indoor applications simply.

Due to the above-mentioned considerations, the space movement method is an effective means to obtain the outline of the MIMO characteristic of wireless communications in a short time. But even in the proposed method, computational time for getting a large number of data points when conducting statistical evaluation of transmission characteristics to be applicable to an evaluation of BER, needs to be further reduced. Therefore, we propose an analysis method, integrating a one-time ray tracing and Kronecker model simulation approach, for drastically reducing the computational time. More particularly, it is divided into two stages. In the first stage, a multipath analysis is conducted using ray tracing between two reference points as well as the space movement method and the second, by incorporating the spatial correlation matrix for the transmitting-side and receiving-side array elements, simulations based on the Kronecker model are performed. The third proposed method is called “Kronecker

method”. In order to evaluate the accuracy of it, we constructed a three-dimensional outdoor model for intelligent transport systems (ITS)-inter vehicle communications (IVC) and estimated the characteristics of 2×2 MIMO, 2×1 Multiple-Input Single-Output (MISO) and 1×2 Single-Input Multiple-Output (SIMO). As a result, the data for the Kronecker method showed good agreement with that using the ray tracing method, although the space movement method was closer in value to it than the Kronecker method, and the evaluation revealed that it is about 60-times faster in producing channel matrix data, compared with the calculation time required for the space movement method.

The second half part of this thesis is research on an improvement technique of the transmission characteristic deterioration in indoor wireless communications. Here, we constructed a test room (size: $5\text{m} \times 5.3\text{m}$) that could be changed the delay spread freely and made an experiment in transmission performance of 5-GHz-band and 2.4-GHz-band wireless LAN in the room. As a result, it was proved that it suffered severe degradation due to extremely large delay spread more than 200ns that exceeded GI (guard interval). Namely, even if it is the wireless LAN equipped with OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing), it is subject to the influence. As solution of this problem, we propose a method that the rock-wool ceiling panel wave absorbers which we have developed are constructed and the propagation environment is properly controlled by them. It is notable that the absorber is a single layer type one without a reflective material on its rear surface. We checked those effects from measurement in the test room. In addition, we clarified relation between delay spread and data rate quantitatively, so that we showed clearly that they are sufficient conditions for wireless communication when delay spread could be controlled or less to 100ns.

概要

円滑な無線通信の実現のためには、受信側に到来する電波の伝搬状況を把握して、問題がある場合には、機器側もしくは通信環境を改善することが肝要となる。本論文は、無線通信環境の電波伝搬を簡易に解析することと、通信環境が劣悪な場合において（機器側ではなく）簡易的な手段でその環境を改善する手法を提案することを目的とする。したがって、本論文の内容は大きく以下の二つに分かれる。

- ① 無線通信のための電波伝搬の簡易的な数値解析手法
- ② 無線通信における伝送特性劣化の改善手法（実際の手法）に関する研究

論文の前半は、上記①に関する研究である。ここでは、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信の伝送特性を簡易的に評価できる伝搬特性解析手法を提案し、かつその手法の精度評価を行った。提案する簡易手法は 3 種類であり、それらの概要は以下の通りである。

提案手法の一つは、厳密ではあるが長い計算時間を要するレイトレーシングによる解析を、基準とする一対の送受信アンテナ間のみで実施し、その周囲の性質をアレーアンテナの原理に基づいた空間移動によって推定する方法である。よって、これ以降この提案手法を「空間移動法」と呼ぶこととする。そして、この空間移動法においては MIMO 方式による屋内通信環境を想定した検証を行った。その結果、室内に什器等の物体が存在しない「空」の部屋の場合、空間移動法は基準点を中心とする数波長の範囲で、レイトレーシング（厳密解）と比較して非常に良く一致することを示した。また、室内に什器等が設置されて伝搬経路がより複雑化した場合であっても、幅広い条件下でこの提案手法が適用できることを確認した。そして、空間移動法を用いることで、レイトレーシング単独計算と比較して計算所要時間が大幅に短縮されることを立証した。他方、(1) 部屋と什器類が複数の材料で構成されていてかつそれらの材料間の電気的性能の差違が大きい場合や、(2) パーティション等が設置されて室内に見通し通信領域と見通し外通信領域が存在する場合の両者の境界領域においては空間移動法の誤差は大きくなる。すなわち、空間移動法の適用範囲の限界を明確化した。

さらに、無線 LAN の帯域幅より広い帯域を活用するコグニティブ無線を考慮し、空間移動法を空間領域から周波数領域に拡張した場合について検証を行った。この拡張手法を二番目の提案手法とし、「周波数移動法」と称する。なお、この検証においては、空間移動法の式を周波数領域に対応するために Fourier 変換することに加えて、Friis の伝達公式に基づく伝搬損失の周波数依存性も考慮に入れた。その結果、基準周波数を中心としたある一定範囲の周波数移動においても提案手法の精度が高いことを示した。

第一の手法として述べた「空間移動法」では、MIMO 通信のサイトスペシフィックな伝搬特性を短時間で把握することを主眼としており、対象とする測定点数は 10^2 オーダを想定し

ている。一方、BER 評価等にまで繋がるような「基準点周囲のエリアにおける伝搬特性の統計的性質」を把握しようとする場合、要求される測定点数のオーダーは少なくとも 10^5 である。このようなケースでは、「空間移動法」を用いても計算時間が数時間かかることも有り得るため、さらに短時間で計算可能な簡易手法が求められることになる。そこで、三番目の手法として、レイトレーシングとクロネッカーモデルを組み合わせた手法を提案し、これを「クロネッカー法」と呼ぶ。このクロネッカー法においても、やはり第一段階として、レイトレーシングによる解析を基準とする一対の送受信アンテナ間のみで実施する。次に、得られた送受信点における空間特性をクロネッカーモデルに組み入れて、基準点を中心とするある一定範囲内での伝送特性の統計値を求める。そして、このクロネッカー法の検証については、見通し環境における MIMO、MISO (Multiple-Input Single-Output)、SIMO (Single Input Multiple-Output) 方式での車車間通信の場合を想定し、チャネルの特性行列を直接波成分と散乱波成分とに分離して表現することで、より一層の精度向上を目指した。その結果、このクロネッカー法は、特に第一固有値を使用するシングルモード伝送の場合で高い精度が得られることが分かった。また、クロネッカー法を用いることで空間移動法を超える計算時間の大幅な短縮化が図れることも示した。

論文の後半は、上記②に関する研究である。ここでは、屋内無線通信を対象とし、室内反射環境を自在に制御できる実験室を用いて遅延の広がりが多いマルチパス環境を構築し、IEEE802.11a に準拠した 5GHz 帯無線 LAN 機器及び IEEE802.11b に準拠した 2.4GHz 帯無線 LAN 機器を対象としてデータ伝送実験を実施した。その結果、遅延スプレッドが 200ns 程度の高反射環境下ではガードインターバル (GI) を超える遅延波が存在するため、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) を備えた機器であってもデータレートが低下してしまう。これに対して、本論文では電磁波吸収天井板施工による環境改善策を提示し、この対策効果によりデータレートが向上することを実験で確認した。

また、実験を通して遅延スプレッドとデータレートとの関係を定量的に明らかにし、遅延スプレッドを 100ns 以下に抑制できれば効果として十分であることを示した。

第1章 序論	…1
1. 1 研究の背景	…1
1. 2 研究の目的と概要	…2
1. 3 論文の構成	…5
第2章 レイトレーシング法と MIMO の原理	…7
2. 1 レイトレーシング・イメージング法の概要	…7
2. 2 MIMO のチャネル表現	…10
2. 3 レイトレーシング法の MIMO への展開	…12
第3章 電波伝搬特性の簡易推定のための提案法とその評価	…15
3. 1 空間移動による簡易推定手法	…15
3. 1. 1 空間移動法について	…15
3. 1. 2 空間移動法による簡易推定の精度評価	…17
〔1〕 単一材料構成・「空」の部屋について	…18
〔2〕 複数材料構成・「空」の部屋について	…31
〔3〕 什器配置の部屋について	
(単一材料構成及び複数材料構成)	…40
〔4〕 単一材料構成・間仕切り配置の部屋について	…48
3. 1. 3 空間移動法による計算時間短縮の効果	…61
3. 1. 4 空間移動法の屋内環境評価への応用	…62
3. 2 周波数移動による簡易推定手法	…67
3. 2. 1 周波数移動法について	…67
3. 2. 2 周波数移動法による簡易推定の精度評価	…68
3. 3 クロネッカーモデルによる簡易推定手法	…73
3. 3. 1 クロネッカー法について	…73
3. 3. 2 クロネッカー法による簡易推定の精度評価	…75
第4章 無線 LAN 伝送特性の改善提案と評価	…82
4. 1 研究の背景	…82
4. 2 実験室と実験システムの構成	…83
4. 3 実験室の伝搬遅延特性	…87
4. 4 無線 LAN 伝送特性改善の検証実験 (IEEE802. 11a)	…90
4. 5 無線 LAN 伝送特性改善の検証実験 (IEEE802. 11b)	…94

4. 6 考察	…97
第5章 結論	…99
【付録】電磁波吸収天井板の電気的特性測定	…103
謝辞	…106
参考文献	…107
関連論文	…110

第1章 序論

1. 1 研究の背景

近年、無線 LAN や移動通信分野の技術進歩は目覚ましいものがあり、その発展を担っている技術の一つに MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) が挙げられる。MIMO は送信側および受信側の双方にアレーアンテナを用いる方式であり、この用法によってマルチパスフェージング環境で通信容量の増大を達成することが可能である[1]。MIMO では、運用する環境での伝送特性を事前に評価できることが望まれている。しかしながら、屋内環境の場合は多種多様な材質で壁面、天井面、床面が構成されているため、その電波伝搬特性はとりわけ複雑になる[2]-[5]。

これに対して、既存の研究では、測定データの統計的分析によって無線通信における電波伝搬特性を把握する試みがなされているが（例えば奥村一秦式）、このような解析においては実験式を作成して使用することが多いため、その適用が比較的狭い範囲に限定されるという問題がある。

他方、電波伝搬特性を数値解析的に検討する研究を見ると、電波伝搬を含む電磁界のシミュレーション法としては、主に①FDTD(finite-difference time domain: 時間領域差分)法、②モーメント法(境界要素法)、③レイトレーシング法が挙げられる。このうち、Maxwell 方程式に基づく①と②は解析モデル全体を多数のメッシュに分割する手法であり、無線通信分野よりもむしろアンテナ等の機器やそれらの近傍領域の電磁界解析に適した方法である。

また、③レイトレーシング法については、等角度で高密度にレイを放射してその到達を調べるレイローンチング法と、送受信点を結ぶパスの鏡面反射点や回折点を求めてパスを決めてゆくイメージング法に分類される[6]-[13]。両者を比較すると、送信点から受信点までの個々のパスの軌跡を正確に求める手法であるイメージング法の方が精度は高い。さらに、MIMO によるアレーアンテナでの送受信を対象とする場合、イメージング法では位相関係が明確に決定される。したがって、本論文においては、これ以降レイトレーシング法としてイメージング法を採用することとする。しかしながら、レイトレーシング法(イメージング法)においては、個々のパスのデータが正確に算出される反面、計算範囲すなわち壁面の最大反射回数や回折回数が増えるに従って、計算時間が指数関数的に増大するという問題点がある。そのため、送受信アンテナ間の複数の組み合わせを有する MIMO において、着目地点付近の統計的性質を求める演算をレイトレーシング法のみで実施しようとするれば、極めて膨大な時間が必要となる。

このような MIMO 応用に際して、レイトレーシング手法の計算時間短縮化はこれまでも種々その試みがなされているものの、提案法による短縮効果の度合いあるいはレイトレーシング手法に対する提案法の精度検証の点で十分なものとはいえない[11]、[12]。また、屋外での MIMO 応用に際して、アレー特性を送受一組の特定素子間のパス解析から、チャネ

ル行列の全ての要素を計算で求める方法が提案されている[14]。さらに、ITS 車車間通信への応用では、一定間隔ごとの基準点を定め、その地点でのパス情報からその周囲の伝送特性を推定する方法が提案されている[15]。これらの検討では各素波を平面波で近似した解析を行っているが、さらに、近似精度を上げる目的で球面的広がりを考慮したベクトル回転法と名付けられた手法が提案され、その効果も評価されている[16]、[17]。これらはいずれも有力な手法ではあるものの、具体的な応用に際しての推定精度の評価ならびに適用範囲の検証はまだ十分でない。例えば文献[17]では、提案法の評価範囲が任意の軸線上に留まっており、二次元（平面）範囲での評価まではなされていない。

一方、近年に導入された無線通信技術としては OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が挙げられる。OFDM 変調方式では、全体の帯域を幾つかの帯域に分割して個々のサブチャネルの帯域を狭くすることにより、マルチパス遅延の広がりに対して強くなっている。さらに、マルチパス伝搬による符号間干渉の影響を低減する対策として、シンボル間にガードインターバル (Guard Interval ; GI) を設けサイクリックプレフィックス (Cyclic Prefix ; CP) を組み込んでいる。OFDM 変調方式においては適度な遅延波は必要とされるが、遅延の広がり非常大きく GI を超える遅延波が存在する状況では、符号間干渉による特性劣化が生じる[18]、[19]。

他方、最近のオフィスビルの室内を考えると、①床には金属製の OA フロア、②窓には電波を 90%以上反射する熱線反射ガラス、③天井裏には金属製のダクトやデッキプレート、④壁にはスチールパーティションが設置されていることから、高い反射環境下にあるケースが多いといえる[20]、[21]。

これに対し、室内の建築材料に電磁波吸収性能を付与して無線 LAN の伝送特性を改善した対策例が報告されている[20]–[24]。しかしながら、室内環境の条件、無線 LAN の伝送の測定点数及び無線 LAN の種類といった点での定量的評価において、まだこれらの研究は十分ではない。また、伝搬環境の変化に対応できるように、無線 LAN 実機には伝送速度を段階的に自動で切り替える機能を有している製品が多い。数値解析のみでこのような要因まで全てを取り入れた汎用性の高い評価を実施することは極めて困難であり、実験での評価が不可欠であるといえる。

1. 2 研究の目的と概要

本研究ではその前半部において、主に MIMO の電波伝搬特性評価に関して 3 種類の簡易手法の提案を行う。提案手法の一つは、屋内無線通信における伝搬特性の概要の評価を対象とする。ここではアンテナ設置位置の周囲の環境での統計的な性質を把握する方法、すなわち、演算に際して計算時間がかかるレイトレーシング法を基準点で一回だけ実施し、その周囲の性質をアレーアンテナの原理に基づいた統計的手法で推定する方法「平面波近似法[14]～[17]」に着目し、簡易な定式化とその精度の定量的な評価を実施する。この提案

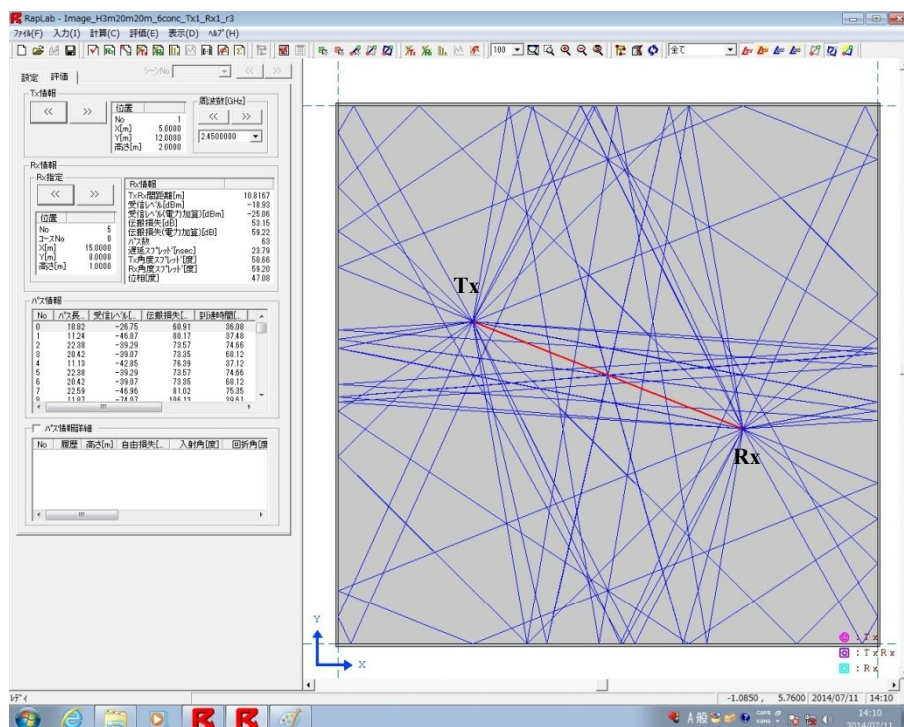
手法を「空間移動法」と呼び、同法の有効性と適用限界を明らかにするために、壁面の反射特性に依存する室内での MIMO 伝送特性の解析評価を行う。評価に際しては、室内が「空」の環境だけではなく、室内に什器やパーティションが存在する環境についても検証する。

さらに、無線 LAN の帯域幅やより幅広い帯域を使用するコグニティブ無線を想定し、基準周波数を中心としてある一定範囲で周波数が変動する場合での電波伝搬特性の簡易推定手法を検討する[25], [26]。具体的には、空間移動法において、その対象を空間領域から周波数領域に変換する。この簡易手法を第二の提案手法として「周波数変動法」と呼ぶ。

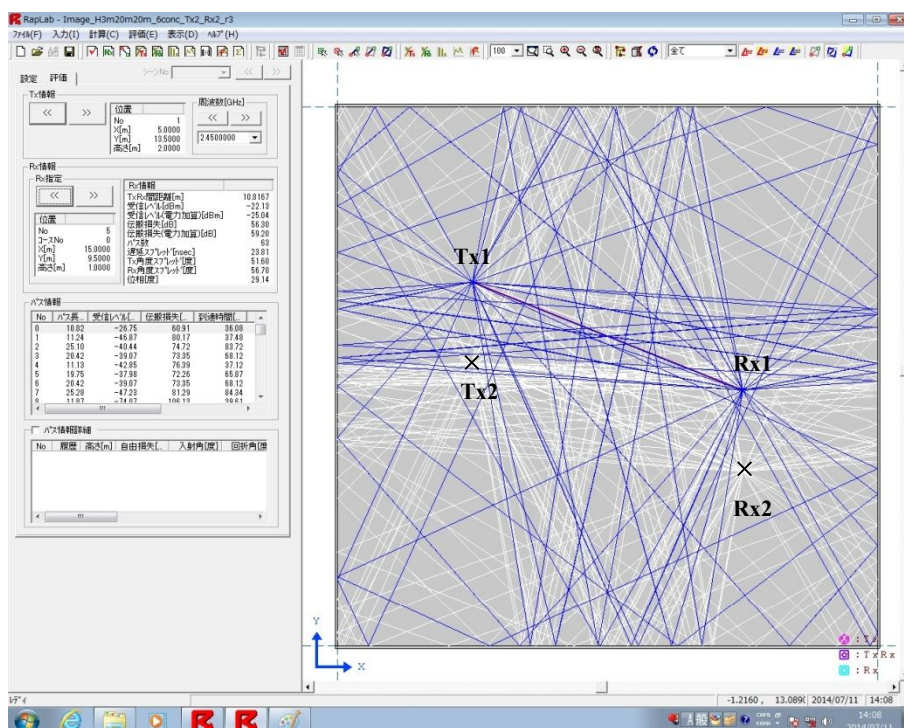
次に、BER 評価等を視野に入れた、受信エリアの伝搬特性の統計的性質の把握について検証する。かつ、受信点の移動する範囲が屋内通信よりも広い屋外通信について考察する。具体的には、見通し環境における車車間通信を例に挙げる。通信方式としては、MIMO の他に、MISO (Multiple-Input Single-output)、SIMO (Single-Input Multiple-output) も対象とする。このようなケースでは、必要となるデータ点数が少なくとも 10^5 のオーダーになるため、前述の空間移動法を用いても計算時間が数時間に及ぶことが考えられる。そこで、さらなる計算時間の短縮化を図るために、三番目の簡易推定手法として、「クロネッカー法」と名付ける手法を提案する。クロネッカー法では、空間移動法の場合と同様、第一段階として、レイトレーシングによる解析を基準点における一対の送受信アンテナ間のみで実施する。そして、得られた空間特性をクロネッカーモデルに組み入れて、基準点を中心とするある一定範囲内での伝送特性の統計値を求める[27], [28]。

本研究におけるレイトレーシング法での解析に関しては、市販ソフト (RapLab [29]) を使用した。RapLab の解析画面の例を図 1-1 に示す。同図は、3 次元の空の部屋について最大反射回数 3 回の条件で解析した例であり、(a) は SISO 、(b) は 2×2 MIMO のケースである。ここで、(b) については送受信アンテナの組み合わせは合計 4 個あるが、このうち送信 Tx1 対受信 Rx1 に関するパスは青色で表示しており、それ以外の送受信アンテナの組み合わせに関するパスは白色で表示している。アンテナの本数に比例してパスの総数が増加していくことが分かる。さらに、同図では送受信側の各々のアンテナの位置は一箇所に固定されているが、あるエリア内での統計的な評価を試みようとすれば、アンテナの位置は複数個所必要となる。したがって、レイトレーシング法単独で一連の解析を実施すれば膨大な時間を要することになる。

なお、三種類の簡易推定手法の解析に際しては、計算ツールとして上記の RapLab に加えて MATLAB を使用した。



(a) SISO



(b) 2×2MIMO

図 1-1 レイトレーシング解析ソフト『RapLab』の解析画面の例

本研究の後半部では、伝送特性劣化の改善について検証する。

マルチパス環境において、その遅延スプレッドが伝送信号のシンボル長の 1/20 程度以上になると符号間干渉の影響が現われ、軽減困難な誤り (irreducible error) が無視できなくなる[30]。レイリーフェージングや仲上・ライスフェージング環境で発生する符号間干渉誤りの統計値を簡易に求める手法として「等価伝送路モデル (ETP モデル)」が提案されている[20], [31]–[33]。シングルキャリア変調方式の仲上・ライスフェージング環境 (レイリーフェージングもその極限に含まれる) に対しては文献[31], [32]で、また、マルチキャリア変調である OFDM 信号では、遅延の広がりガードインターバルを超える環境を対象として、レイリーフェージング環境では文献[19]で、仲上・ライスフェージング環境については文献[33]で、解析が行われている。また、屋内電波吸収壁施工によるマルチパス抑圧効果と、シングルキャリア伝送方式に対するデジタル伝送特性改善に関する等価伝送路モデルによる解析が文献[18]で行われている。

このような先行の研究成果を踏まえて、とくに OFDM の観点から、実際に施工した実験室において無線 LAN の実機を用いた伝送特性の評価を行った。具体的には、筆者らは室内の反射環境を自在に設定できる広さ 5.3m×5m のオフィスモデルを想定した実験室を用い、長遅延発生の原因を抑制するためにカーボン繊維を添加した電磁波吸収ロックウール天井板を施工した。そして、このような環境条件の下で、5GHz 帯無線 LAN (IEEE801.11a 準拠) 及び 2.4GHz 帯無線 LAN (IEEE801.11b 準拠) について、電磁波吸収天井板の施工の有無による伝送特性の差異を実験的に明らかにし、これにより伝搬環境の改善策を提案する。

1. 3 論文の構成

本論文では、本章の序論の後、次の第 2 章でレイトレーシング法と MIMO の原理について述べる。第 3 章では、一連の簡易手法の提案とその精度評価を行う。さらに、これらの提案手法を用いることによる計算時間の短縮効果も示し、提案法のひとつである空間移動法の屋内環境評価への応用についても検証する。そして、第 4 章では、無線 LAN 伝送特性の改善提案と実験による評価を行い、第 5 章で結論を述べる。

図 1-2 に、本論文全体の流れに関する章構成のフローチャートを示す。

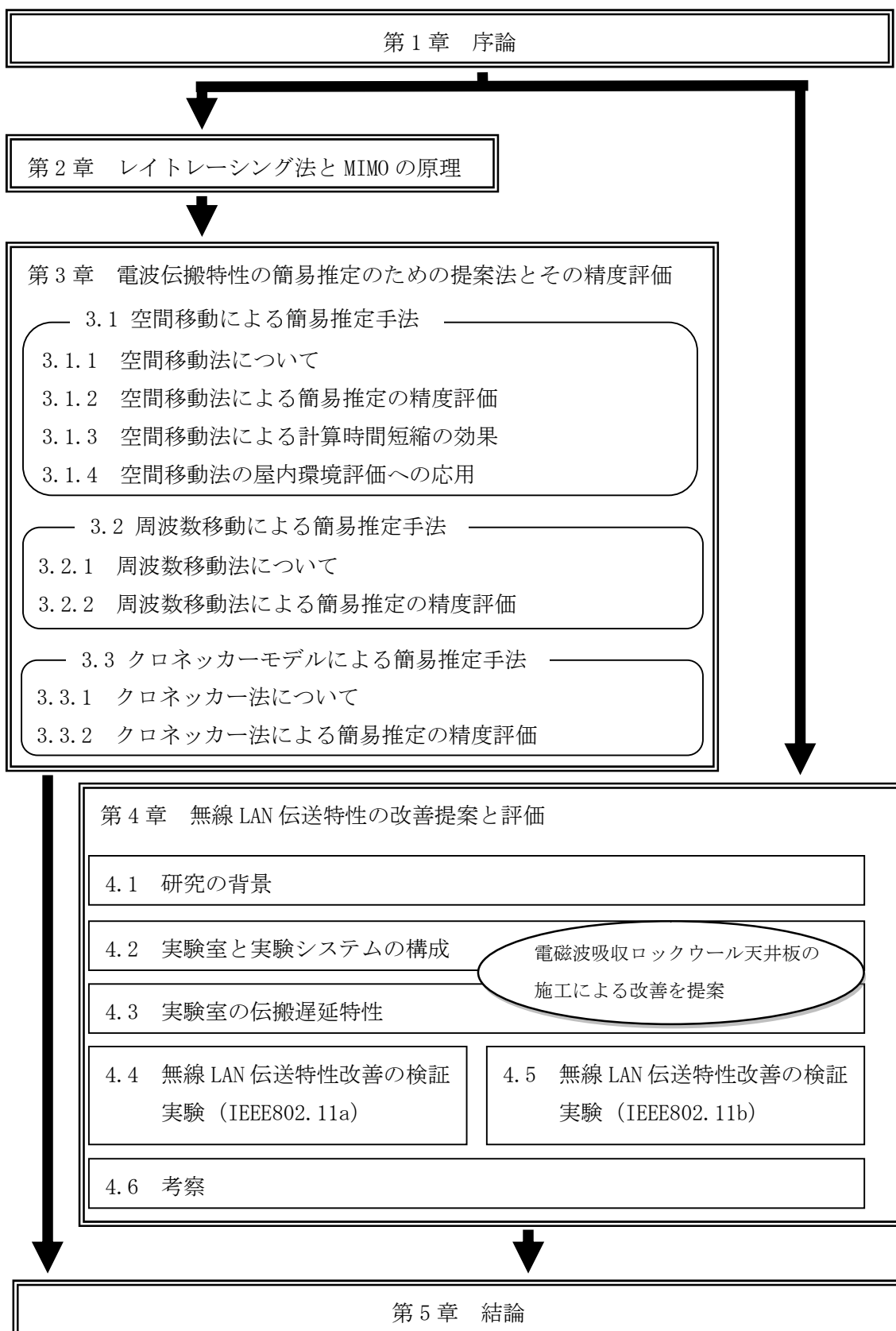


図 1-2 本論文全体の流れに関する章構成

第2章 レイトレーシング法と MIMO の原理

第3章ではレイトレーシング法（イメージング法）での解析を対象にする。そこで、初めに、イメージング法におけるパスの決定法および具体的な計算について述べる[34]。ただし、本論文では透過は考慮していないため、透過に関する記述は省略する。次に、MIMOの原理を解説して、最後にレイトレーシング法の MIMO への展開について述べる。

2. 1 レイトレーシング・イメージング法の概要

① レイの電界強度

各レイの電界強度は反射、透過、回折されるごとに減衰し、また受信点までの延べ距離に比例して減少する。したがって、受信点に到着した i 番目のレイの電界強度 E_i は、 i 番目のレイに対する反射面 j での反射係数 $R_{i,j}$ 、透過面 m での透過係数 $T_{i,m}$ 、回折点 l での回折係数 $D_{i,l}$ 、および送受信アンテナ利得 $G_T(i)$ 、 $G_R(i)$ 、および送受信点から最初の回折点までの延べ距離 $S_{i,l}$ を用いて表される。受信点までの電界強度を E とすると、 E は各レイの電界強度 E_i の総和として次式で与えられる[10]。

$$E = \sum_i E_i$$

$$= \sum_i \left(\frac{\sqrt{K_e P_T G_T(i) G_R(i)} e^{-jks_{i,l}}}{s_{i,l}} \prod_j R_{i,j} \prod_m T_{i,m} \prod_l \sqrt{\frac{s_{i,l}}{(s_{i,l} + s_{i,l+1}) s_{i,l+1}}} D_{i,l} e^{-jks_{i,l+1}} \right) \quad (1)$$

ここで、 P_T は送信電力、 K_e は波長等で決まる定数であり、 k は波数である。また、 $s_{i,l}$ は $l-1$ 番目の回折点から l 番目の回折点までの延べ距離である。

② 反射係数 R

建物の壁面が波長に比べて十分に大きいと仮定すれば、反射係数は図 2-1 に示すように広さが無限大で、厚さが無限大である反射面に平面波が斜め入射したときのフレネルの反射係数で表せる。例えば媒質定数（誘電率、透磁率、導電率）の媒質 1 ($\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$) から媒質 2 ($\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$) へ電波が入射する場合、反射係数 $R^{\parallel}$ (T_E 入射)、 $R^{\perp}$ (T_M 入射) は次式で与えられる。

$$R^{\parallel} = \frac{\mu_2 \sin \theta - \mu_1 \sqrt{n_{12}^2 - \cos^2 \theta}}{\mu_2 \sin \theta + \mu_1 \sqrt{n_{12}^2 - \cos^2 \theta}} \quad (2)$$

$$R^{\perp} = \frac{\mu_1 n_{12}^2 \sin \theta - \mu_2 \sqrt{n_{12}^2 - \cos^2 \theta}}{\mu_1 n_{12}^2 \sin \theta + \mu_2 \sqrt{n_{12}^2 - \cos^2 \theta}} \quad (3)$$

ここで、 n_{12} は次式で示す媒体 1 に対する媒体 2 の比複素屈折率を表している。

$$n_{12} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_2 - j\sigma_2 / \omega}{\varepsilon_1 - j\sigma_1 / \omega}} \quad (4)$$

また、 θ は入射角、 ω は入射波の角周波数を表している。

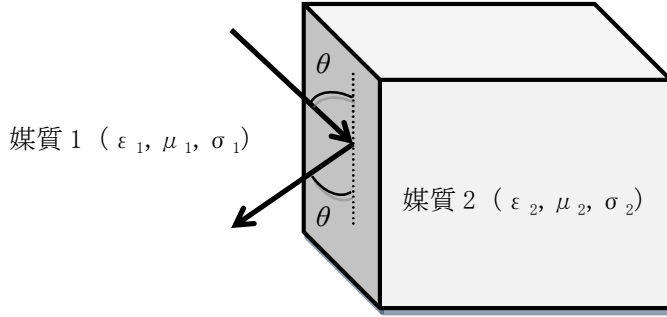


図 2-1 反射モデル

③ 回折係数 D

建物の回折面となる壁面が波長に比べて十分に大きいと仮定すれば、回折係数は 図 2-2 に示すように入射した場合、UTD (Uniform Geometric Theory of Diffraction) による回折係数で表せる。回折係数はこの場合次式に示すダイアディック (ダイアド (テンソル積) の線形結合) で与えられる。

$$\overline{\overline{D}} = -\hat{\beta}'_0 \cdot \hat{\beta}_0 \cdot D_s - \hat{\phi}' \cdot \hat{\phi} \cdot D_h \quad (5)$$

ここで、 $\hat{\beta}'_0$ および $\hat{\beta}_0$ 、 $\hat{\phi}'$ および $\hat{\phi}$ はそれぞれ図 2-2 に示す β'_0 および β_0 、 ϕ' および ϕ の単位ベクトルであり、 D_s, D_h は次式で与えられる (D_s は次式中の $R_0^\perp$ および $R_n^\perp$ に、 D_h は次式中の $R_0^{\prime\prime}$ および $R_n^{\prime\prime}$ にそれぞれ対応する)。

$$D_{s,h} = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \left\{ \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi - \phi')) + \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F(kLa^-(\phi - \phi')) \right. \\ \left. + R_0^{\perp, //} \cot\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^-(\phi + \phi')) + R_n^{\perp, //} \cot\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi + \phi')) \right\} \quad (6)$$

上式において $F(\cdot)$ は次式で示すフレネル積分を表す。

$$F(x) \equiv 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (7)$$

また、 L および $a^{\pm}(\cdot)$ は次式に示す関数を表す。

$$L = \frac{ss'}{s+s'} \sin^2 \beta_0 \quad (8)$$

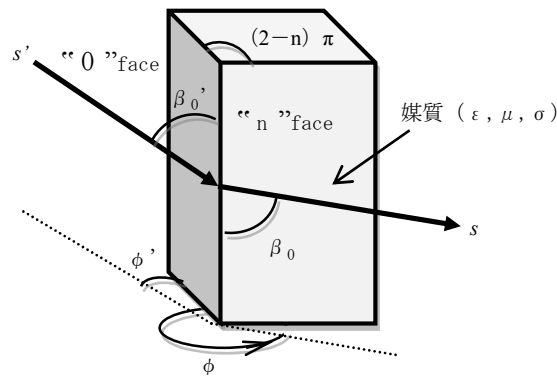
$$a^{\pm}(\mu) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^{\pm} - \mu}{2} \right) \quad (9)$$

$$\mu = \phi \pm \phi' \quad (10)$$

ここで、 s' は $l-1$ 番目の回折点から l 番目の回折点までの延べ距離 $s_{i,l}$ を、 s は l 番目の回折点から $l+1$ 番目の回折点までの延べ距離 $s_{i,l+1}$ を表している。また、 $N^{\pm}$ は次式を満足するもっとも近い整数で与えられる。

$$2n\pi N^{\pm} - \mu = \pm\pi \quad (11)$$

そして、 $R_0^{\perp//}$ および $R_n^{\perp//}$ は図 2-2 に示す“0” face、“n” face に対する反射係数である。



角度の定義：

β_0' : 入射ベクトルとエッジとのなす角

β_0 : 出射ベクトルとエッジとのなす角

ϕ' : 入射ベクトルを水平面に射影した、ベクトルと“0” face との角

ϕ : 出射ベクトルを水平面に射影した、ベクトルと“0” face との角

図 2-2 回折モデル

④ イメージング法における反射位置の算出

反射位置は、対象となる壁面の鏡像位置（イメージ点）に送信点を順次移動し、最後の壁面の一つ手前の送信点のイメージ点と受信点とを結ぶことで求まる。具体的には、まず図 2-3 に示すように壁面 1 に対する送信点 T のイメージ点 T' を求める。そして、イメージ点 T' の壁面 2 に対するイメージ点 T'' を求める。そして、イメージ点 T'' と受信点 R を直線で結び壁面 2 との交点を求める。この点が壁面 2 の反射位置 X2 になる。壁面 2 の反射位置が決まれば、反射位置 X2 とひとつ前のイメージ点である T' とを結ぶことで壁面 1 の反射位置 X1 が求まる。このような操作を繰り返し行うことで、送受信間のトレースが決定できる。

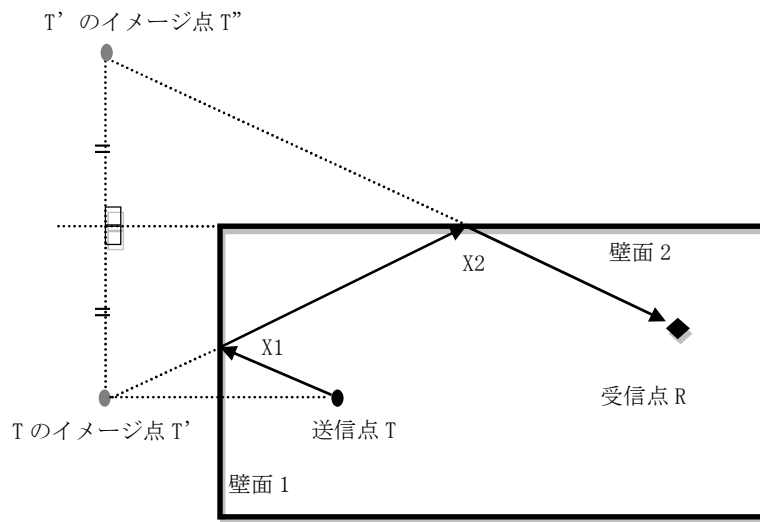


図 2-3 鏡像を用いた反射位置の算出

2. 2 MIMO のチャネル表現

送信アンテナ数 N_t 、受信アンテナ数 N_r の MIMO システム（図 2-4）の伝搬路を考えると、アンテナの各素子間のチャネル応答は以下の行列で表される。

$$\mathbf{A} \equiv \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N_t} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_r1} & a_{N_r2} & \cdots & a_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで $\mathbf{A}$ は以下のように、特異値分解—SVD (Singular Value Decomposition) で表すことができる。

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_r \mathbf{D} \mathbf{E}_t^H = \sum_{i=1}^K \sqrt{\lambda_i} \mathbf{e}_{r,i} \mathbf{e}_{t,i}^H \quad (13a)$$

ここで、

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_K} \end{bmatrix} \quad (13b)$$

$$\mathbf{E}_t = [\mathbf{e}_{t,1} \quad \mathbf{e}_{t,2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{t,K}] \quad (13c)$$

$$\mathbf{E}_r = [\mathbf{e}_{r,1} \quad \mathbf{e}_{r,2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{r,K}] \quad (13d)$$

$$K \equiv \min(N_t, N_r) = \text{rank}(\mathbf{A}) \quad (13e)$$

を表す。

式(13a)の上付添字Hは複素共役転置を表し、 λ_i は相関行列 $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ （または $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ ）の*i*番目（大きさ順に*i* = 1, 2, ..., *K*）の固有値であり、 $\mathbf{e}_{t,i}$ は行列 $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ の固有値（ λ_i ）に属する固有ベクトルであり、 $\mathbf{e}_{r,i}$ は行列 $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ の固有値 λ_i に属する固有ベクトルである。

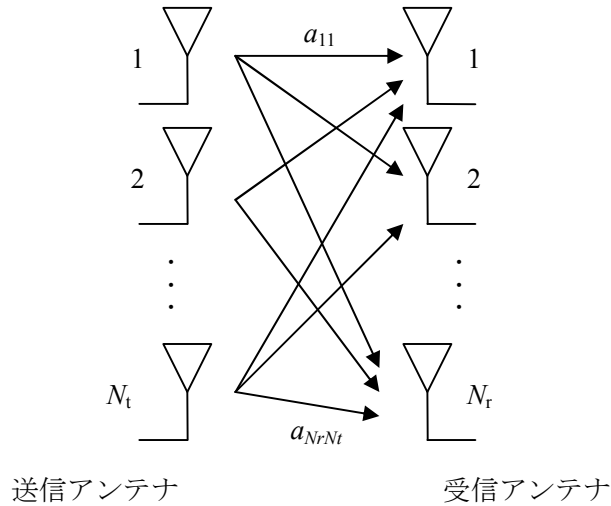


図 2-4 MIMO チャネルの表現

また、送信側でチャネル特性の情報(CSI)を用いない場合の通信路容量はチャネル固有値を用いて次式で与えられる。これは、複数アンテナの場合にはそれらのアンテナから平均電力が同じ信号を送出する方法であり、この時の通信路容量を C_{EP} と呼ぶ。

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^{\min\{N_t, N_r\}} \log_2 \left(1 + \frac{\eta \gamma_0 \lambda_i}{N_t} \right) \text{ (bps/Hz)} \quad (14)$$

ここで γ_0 は平均 SNR である。

2. 3 レイトレーシング法の MIMO への展開

イメージング法によるレイトレーシングでは、送受信のアンテナ特性及び伝搬途上での反射や回折を含んだ全てのパスのパラメータ値が求められる。具体的には、任意のパス i に対して、送信アンテナからの放射角度 (AOD (angle of departure) : $\theta_{t,i}, \phi_{t,i}$)、受信アンテナへの到来角度 (AOA (angle of arrival) : $\theta_{r,i}, \phi_{r,i}$)、チャネルの複素振幅利得 a_i 、遅延量 τ_i である。図 2-5 はレイトレーシング法によって得られるパス情報を示している。これをインパルス応答 $h(\tau)$ 、伝達関数 $T(f)$ で表すと次式になる。

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^L a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (15)$$

$$T(f) = \sum_{i=1}^L a_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (16)$$

イメージング法によるレイトレーシングでは、最大反射回数の設定値によって計算時間が異なる。具体的な計算時間は使用するコンピュータの性能にもよるが、一般的な 64bit のコンピュータ (後述の表 3-4 参照) でレイトレーシングソフト (RapLab) を用いた場合、最も簡単なモデルすなわち室内に什器等が存在しない「空の部屋 (empty room)」において、一対の送受信アンテナを設置した条件で計算を実施した場合の概略の計算時間は、最大反射回数 5 回で 1 ～ 2 分、6 回で 1 時間、7 回で 45 ～ 50 時間 (約 2 日) である。壁の反射係数が大きい場合、特に遅延スプレッドの収束が遅くなり、収束までには膨大な計算時間が必要になる。

一方、最大反射回数がある一定値の場合でも、室内に什器や間仕切り (パーティション) 等が設置されて反射面の総数が増加すると、これに比例して計算時間が増える。また、このような環境においては反射だけではなく回折も考慮する必要があるため、さらに計算時間を要する。

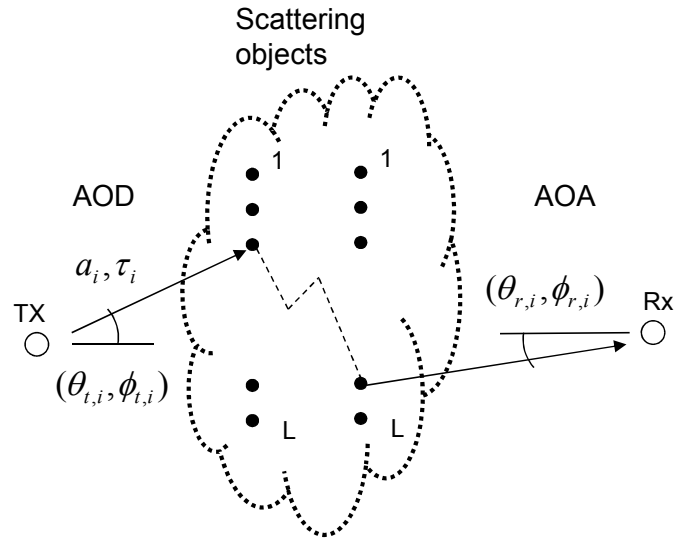


図 2-5 レイトレーシング法によって得られるパス情報

MIMO では、送信アンテナ数 N_t 、受信アンテナ数 N_r とすると、さらに $N_t N_r$ 倍の計算時間が必要になる（この MIMO システムの概略を図 2-4 に示す）。さらに、このようにして得た値は特定の一点での値であるため、その周囲での統計的特性を求めようとする、統計値を得るために必要な演算量は $N_t N_r M_p$ (M_p : 統計的性質を求めるために必要な空間ポイント数) であり、 $N_t N_r$ のオーダーを 10、 M_p のオーダーを 100 とすると 1,000 倍の演算量になる。このため、アレーアンテナへの適用に際しては、基準点間のパス特性（各パスの振幅・位相・遅延・パス方向）をレイトレーシングにより求め、その周囲の特性はパス特性を利用して計算によって求める時間短縮法が提案されている[14]–[17]。文献[14]、[15]では各パスが平面波で到来することを仮定した近似法（以下、平面波近似法と呼ぶ）を、また文献[16]、[17]ではさらに近似精度を上げるため球面的広がりを考慮した近似法（ベクトル回転法）を提案している。文献[17]で比較評価されているように、受信点が散乱点に近い環境ではベクトル回転法が良い精度になることが原理的に理解できるが、平面波近似法は定式化が容易であることによる利便性があり、実用性が高い手法である。このため、本論文では平面波近似法を対象として具体的な屋内環境での精度評価を行い、適用性を明らかにする。

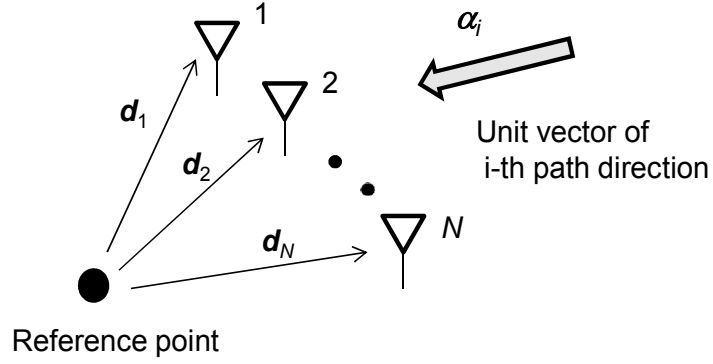


図 2-6 基準点とアレーアンテナ、およびパス方向の位置関係

図 2-6 は基準点とアレーアンテナ、およびパス方向の位置関係を示している。なお、同図では、送受信を区別せず t , r の添え字を外して表記している。

MIMO のチャネルのインパルス応答は (15) 式の特性を要素とする行列 $\mathbf{H}$ となり、以下の式となる。

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (17a)$$

$$\mathbf{A}_i \equiv \begin{bmatrix} a_{11,i} & a_{12,i} & \cdots & a_{1N_t,i} \\ a_{21,i} & a_{22,i} & \cdots & a_{2N_t,i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_r 1,i} & a_{N_r 2,i} & \cdots & a_{N_r N_t,i} \end{bmatrix} \quad (17b)$$

ここで、 $a_{nr nt,i}$ は、送信アンテナ n_t と受信アンテナ n_r のチャネルの遅延波 i の複素振幅である。この周波数伝達関数行列 $\mathbf{T}$ は $\mathbf{H}$ のフーリエ変換となり、次式で表される。

$$\mathbf{T}(f) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}_i e^{-j2\pi f\tau_i} \quad (18)$$

第3章 電波伝搬特性の簡易推定のための提案法とその精度評価

3. 1 空間移動による簡易推定手法

3. 1. 1 空間移動法について

前章のレイトレーシング法の MIMO への展開に対して、MIMO 特性に関し、空間移動によって簡易的に解析するための提案法（以下、空間移動法（Space Movement）と称する）について述べる。

ここで、求めたい統計的性質のエリアの送受信それぞれの一点を基準点として、かつそのエリア内では統計的性質が一定であると仮定すると、すなわちその範囲の中で AOD と AOA が変わらないとみなされるエリアでは、パス i のチャネル行列 $\mathbf{A}_i$ は以下のように近似できるであろう。

$$\mathbf{A}_i \approx a_i \mathbf{v}_{r,i} \mathbf{v}_{t,i}^T \quad (19)$$

ここで上付文字 T は転置である。また、 $\mathbf{v}_{t,i}$ 、 $\mathbf{v}_{r,i}$ は送受信アレーアンテナのステアリングベクトルであり、次式で表される。

$$\mathbf{v}_{t,i} = \begin{bmatrix} e^{jk \mathbf{d}_{t,1} \cdot \mathbf{a}_{t,i}} & e^{jk \mathbf{d}_{t,2} \cdot \mathbf{a}_{t,i}} & \dots & e^{jk \mathbf{d}_{t,N_t} \cdot \mathbf{a}_{t,i}} \end{bmatrix}^T \quad (20a)$$

$$\mathbf{v}_{r,i} = \begin{bmatrix} e^{jk \mathbf{d}_{r,1} \cdot \mathbf{a}_{r,i}} & e^{jk \mathbf{d}_{r,2} \cdot \mathbf{a}_{r,i}} & \dots & e^{jk \mathbf{d}_{r,N_r} \cdot \mathbf{a}_{r,i}} \end{bmatrix}^T \quad (20b)$$

ここで、 k は電波の波数、 $\mathbf{d}_{t,n_t}$ 、 $\mathbf{d}_{r,n_r}$ は送受信でのそれぞれの基準点から見たアンテナ素子 n_t 、 n_r の位置ベクトルである。また、 $\mathbf{a}_{t,i}$ 、 $\mathbf{a}_{r,i}$ はパスの方向を表す単位ベクトルで、次式で与えられる。

$$\mathbf{a}_{t,i} = \cos \phi_{t,i} \sin \theta_{t,i} \mathbf{x} + \sin \phi_{t,i} \sin \theta_{t,i} \mathbf{y} + \cos \theta_{t,i} \mathbf{z} \quad (21a)$$

$$\mathbf{a}_{r,i} = \cos \phi_{r,i} \sin \theta_{r,i} \mathbf{x} + \sin \phi_{r,i} \sin \theta_{r,i} \mathbf{y} + \cos \theta_{r,i} \mathbf{z} \quad (21b)$$

この近似は、本論文で対象とする屋内環境のように、反射主体の伝搬環境では成立すると期待される。

Step 1: 送受信アレーの基準点を定め、そのポイント間のレイトレーシングを行う。基準点は、アレーアンテナを空間移動させる場合のそのエリアのほぼ中心点とする。

レイトレーシングでは、全てのパスの AOD ($\theta_{t,i}$, $\phi_{t,i}$)、AOA ($\theta_{r,i}$, $\phi_{r,i}$)、基準周波数での複素振幅 a_i 、遅延 τ_i ($i=1 \sim L$) を求める。

Step 2: レイトレーシングで得たパス情報から、式(19)の近似式により、MIMO チャネル行列を求める。

Step 3: 数波長の範囲で位置をずらして Step 2 を繰り返し、統計値を得る。

具体的な例として、4×4MIMO でかつアンテナの配置と移動が XY 平面内である場合、上記の式は以下のように表される（下図 3-1 参照）。

【送信側について】

4 本の送信アンテナが Y 軸方向にアンテナ間隔 d で固定の地点に配列され、かつ基準点は 4 本の送信アンテナの重心の位置にあるとすると、式 (20a) は次式となる。

$$\mathbf{v}_{t,i} = \begin{bmatrix} v_{t,i}^{-3} & v_{t,i}^{-1} & v_{t,i} & v_{t,i}^3 \end{bmatrix}^T \quad (22a)$$

$$v_{t,i} = \exp(jk(d/2)\sin\theta_{t,i}) \quad (22b)$$

【受信側について】

4 本の受信アンテナが Y 軸方向にアンテナ間隔 d で配列されていて、Y 座標の値の大きい方から、Rx1、Rx2、Rx3、Rx4 とする。4 本の受信アンテナと基準点は同一 XY 平面上にあるものとし、Rx1 と基準点との間の X、Y 軸方向の距離をそれぞれ dx 、 dy とすると、式 (20b) は次式となる。

$$\mathbf{v}_{r,i} = \begin{bmatrix} v_{r,i,1} & v_{r,i,2} & v_{r,i,3} & v_{r,i,4} \end{bmatrix}^T \quad (23a)$$

$$v_{r,i,1} = \exp\{jk(dx \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \cos\phi_{r,i} + dy \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \sin\phi_{r,i})\} \quad (23b)$$

$$v_{r,i,2} = \exp\{jk(dx \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \cos\phi_{r,i} + (dy-d) \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \sin\phi_{r,i})\} \quad (23c)$$

$$v_{r,i,3} = \exp\{jk(dx \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \cos\phi_{r,i} + (dy-2d) \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \sin\phi_{r,i})\} \quad (23d)$$

$$v_{r,i,4} = \exp\{jk(dx \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \cos\phi_{r,i} + (dy-3d) \cdot \sin\theta_{r,i} \cdot \sin\phi_{r,i})\} \quad (23e)$$

式 (22) と (23) を式 (19) に用いることにより、 A_i が求められる。なお、式 (19) 中の a_i は基準点の送受信アレーのレイトレーシング計算から得られる。

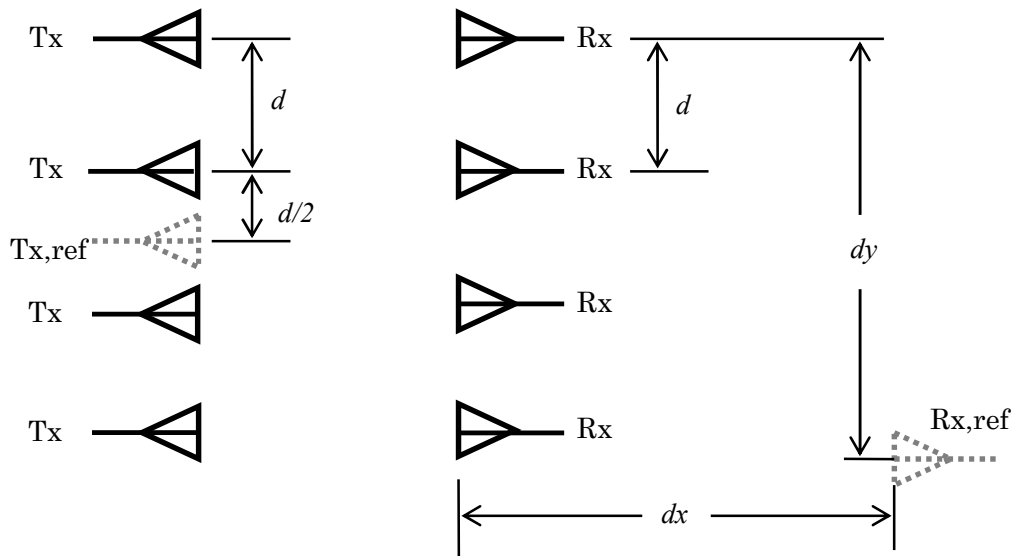


図 3-1 4×4 MIMO の送受信アンテナの配置

3. 1. 2 空間移動法による簡易推定の精度評価

空間移動法の精度を評価するために、モデルルームを作成して検証を実施した。

ここで、レイトレーシング法に対する空間移動法の誤差要因を考えると、以下の 2 点に大別される。

(1) 対象となるアンテナ素子のポイントと基準点との間の距離

送受信のおおのについて、対象となるアンテナ素子のポイントと基準点との間の距離が長くなると、AOD や AOA が一定とみなせるという仮定が成立しなくなり、空間移動法の誤差は大きくなる。

(2) パス情報の変動

角度や電界強度、位相といった幅広いパス情報に関して、レイトレーシング法と空間移動法との間の相違が顕著である場合、空間移動法の誤差は大きくなる。このようなパス情報とその相違要因については、具体的には次の 2 つが考えられる。

《Ⅰ》 壁面の電氣的性能の相違

解析対象となる部屋の天井、床、壁の各面の中のある一つの面に着目して、その面が A と B の 2 種類の材料で構成されている場合を考える。レイトレーシング法において、受信側の基準点に到達するあるパスの m 回目の反射の反射面がこの面であつ材料 A の部分に当たるものとする。一方、統計的性質が一定と見なせるエリア内のあるアンテナ素子ポイントに関してこのパスに該当するパスを考えると、 m 回目の反射において材料 B の方に当たるケースも有り得る。しかしながら、空間移動法においては材料 A に当たるものとして計算される。したがって、A と B の間の電氣的性能の差異が大きい場合、誤差が生じることが考えられる。

《Ⅱ》 パスの経路の相違

解析対象となる部屋が「空」である場合、統計的性質が一定と見なせるエリア内において、受信側の基準点に到達するあるパスの経路 L_{ref} を考える。このエリア内のあるポイントに関して L_{ref} に該当するパス経路 L_1 として、 L_{ref} と L_1 を比較すると、3.1 で述べた仮定から、両者の AOD や AOA は変わらないと近似できる。しかし、部屋に什器等が配置されてパスの経路が複雑化した環境では、 L_{ref} と L_1 とで経路のコース自体が異なるケースが起こり得る（とくに、受信あるいは送信側の近傍に什器等が配置された場合）。これに対して、空間移動法は原理上このような「著しいパス経路の相違」に対応する機能を具備しない。そのため、誤差が顕著に表れる可能性がある。

このうち、後者の（2）については、主に部屋の構成条件に因るところが大きい。そこ

で最初に、統計的性質が一定と見なせる範囲すなわち空間移動法の適用範囲を把握するため、前者の（１）に着目した検証を実施した。具体的には、単一材料で構成された「空」のモデルルームを対象とする。

〔１〕単一材料構成・「空」の部屋について

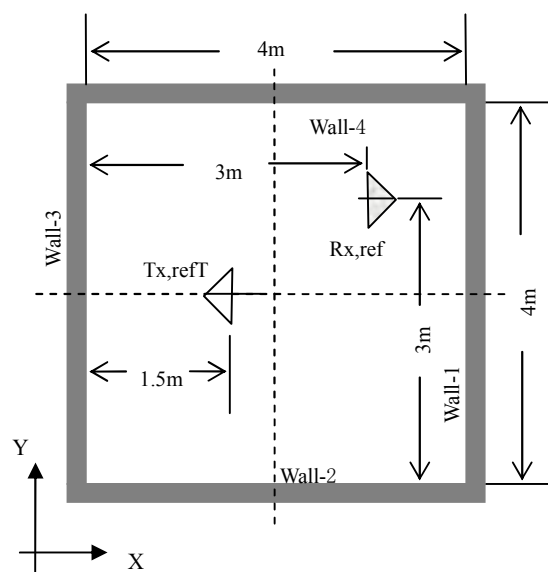
表 3-1 および図 3-2 に示した、サイズの異なる 3 種類の「空」のモデルルームを作成した。いずれのモデルルームについても、天井面、床面、壁 4 面の全てが厚さ 100mm のコンクリート（比誘電率 6.76, 垂直入射波の電圧次元の反射係数 0.44 [反射損失 7dB]）で構成されている。また、原点座標は Wall-2・Wall-3・Floor の 3 面の接点にとる。

モデルルーム 1-1 は非常に狭い部屋を、同 1-3 はやや広いオフィスを、そして同 1-2 はそれらの中間の中規模のオフィスを想定している。また、本研究では屋内無線 LAN 通信を想定しているため、モデルルーム 1-3 より広い部屋の場合はアクセスポイント（送信アンテナ）が複数台設置されるケースが多いと考えられる。よって、本研究では送信側は 1 箇所の場合についてのみ検討するため、モデルルーム 1-3 のサイズを上限とした。なお、いずれのモデルルームの高さも 3m である。

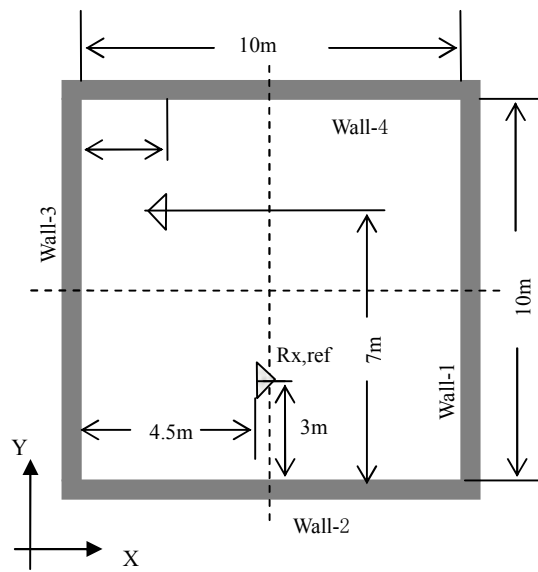
周波数は 2.45GHz（ISM バンド）とし、送受信のアレーアンテナ素子は垂直偏波の半波長ダイポールアンテナで送信アンテナ 1 本の出力を 1W とした。そして、送信側基準点を $T_{x,ref}$ 、受信側基準点を $R_{x,ref}$ とした。各モデルルームにおける $T_{x,ref}$ および $R_{x,ref}$ の XYZ 座標を表 3-1 に示す。

表 3-1. 「空」のモデルルームにおける送受信のアレーアンテナ素子の配置

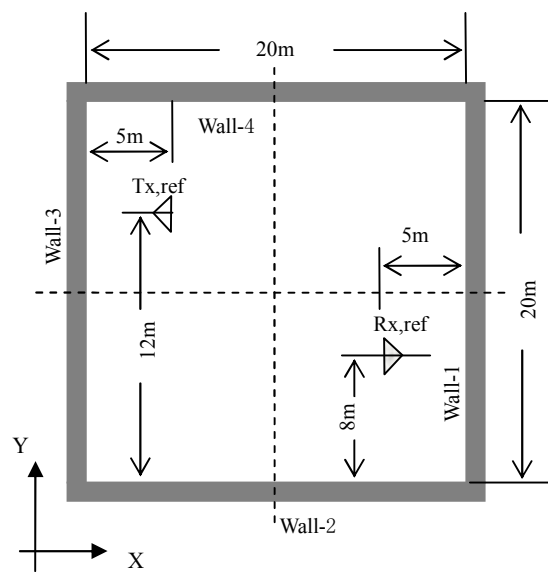
No.	Room size	$T_{x,ref}$			$R_{x,ref}$		
		X (m)	Y (m)	Z (m)	X (m)	Y (m)	Z (m)
1-1	H3m×4m×4m	1.5	2.0	2.0	3.0	3.0	1.0
1-2	H3m×10m×10m	2.0	7.0	2.0	4.5	3.0	1.0
1-3	H3m×20m×20m	5.0	12.0	2.0	15.0	8.0	1.0



(a) Model room 1-1 [empty-small]



(b) Model room 1-2 [empty-middle]



(c) Model room 1-3 [empty-large]

図 3-2 精度検証用モデルルーム 1

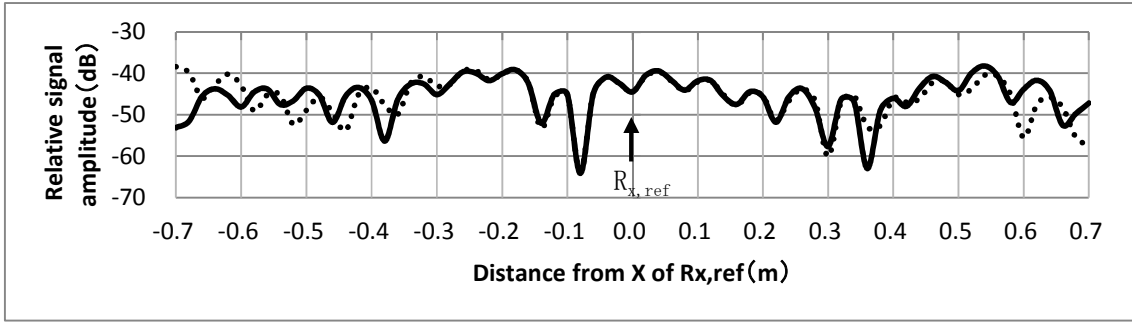
(A) 受信強度の検証

最初に、 $T_{x,ref}$ と $R_{x,ref}$ の間でレイトレーシング解析を実施し、得られた基準点のパス情報に基づいて、基準点から離れた地点での受信強度がどの程度に正確に推定できるかの確認を行った。具体的には、送信点を $T_{x,ref}$ に固定し、受信点を $R_{x,ref}$ から X 軸および Y 軸の正負方向にそれぞれ 20mm ピッチで最大 700 mm まで移動させる。そして、それぞれの地点で、空間移動法による受信強度計算値とレイトレーシング法で得た数値とを比較する。なお、壁面での反射の回数は 3 回以内としている（コンクリートのような低反射係数の材料で構成されている環境においては、最大反射回数の条件は 3 回でパスの総電界強度は十分収束した値が得られる）。

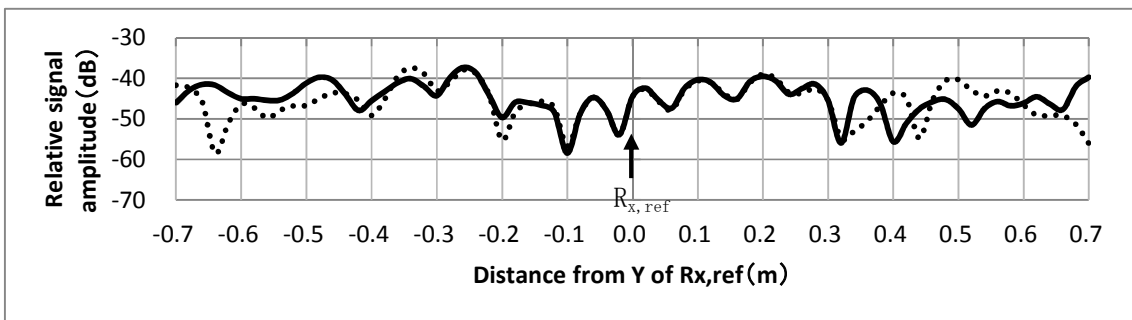
解析結果を図 3-3 に示す。基準点から 500mm（4～5 波長）の範囲までは、大半の地点でレイトレーシング計算値と推定値との差は 3dB 以下であり、レイトレーシング法と空間移動法とはよく一致していることが分かる。また、図 3-3 から、レイトレーシング法に対する空間移動法の誤差は、部屋のサイズが小さいほど大きい傾向が見られる。これは、平面波近似の仮定等空間移動法の原理から考慮して、送受信アンテナ間距離やアンテナと壁との距離は短い方が空間移動法にとっては不利であるためと考えられる。一方、ここでは屋内環境を対象としているが、屋外環境の場合はモデルサイズが大きくなるため、アンテナ－壁面間距離は総じて屋内環境に比べて長くなる。したがって、上記の範囲が広がることが予想される。この点に関する具体的な検証は、後述のクロネッカー法の項で改めて実施する。

【周波数と空間移動法の適用範囲に関する検証】

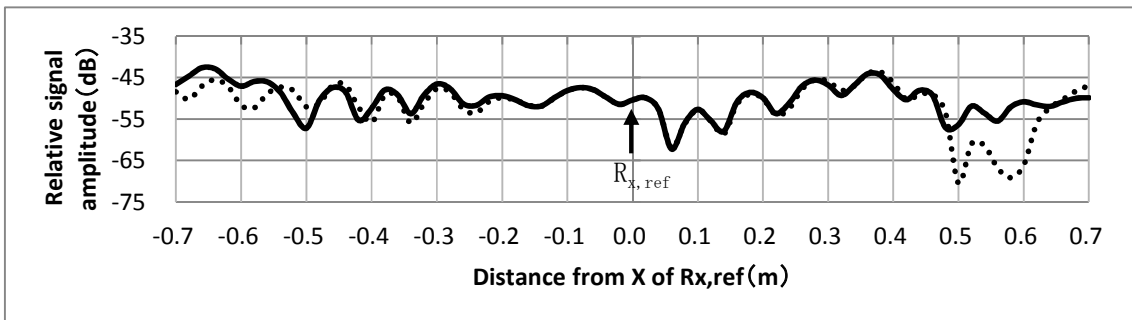
次に、空間移動法がレイトレーシング法と一致する範囲と周波数との関係を検証する。モデルルーム 1-2 を対象として、同一のアンテナ条件（表 3-1）の下で周波数を 1GHz および 5.2GHz として同様の解析を実施した。その振幅の解析結果を図 3-4 に示す。さらに、2.45GHz のデータと比較するため、個々の受信点における空間移動法とレイトレーシング法との受信強度の差（dB）の絶対値を算出し、基準点からの距離を対象周波数で規格化した数値（無次元）に対してプロットした。その結果を図 3-5 に示す。ただし、図 3-5 において、周波数 1GHz に関しては基準点からの最大距離を 1.5m（周波数で規格化した数値：5.0）としている。これらの結果を見ると、周波数 1GHz について X 軸負方向 600mm の極小値の付近の箇所では誤差が目立ち、また周波数 5.2GHz の場合が他の 2 つの周波数に比べて誤差が少ない。これは、同一の部屋の場合は、高周波数の方が「波長に対して部屋のサイズがより大きくなるので有利」であるためと考えられる。しかしながら、基準点から 4～5 波長の範囲内では、空間移動法は全般的にレイトレーシング計算値とよく一致していることが分かる。



(a) Model room 1-1 [empty-small];X-axis



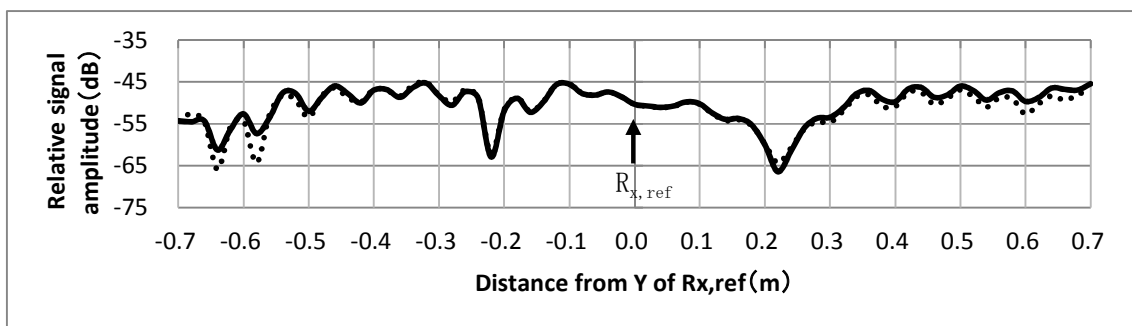
(b) Model room 1-1 [empty-small];Y-axis



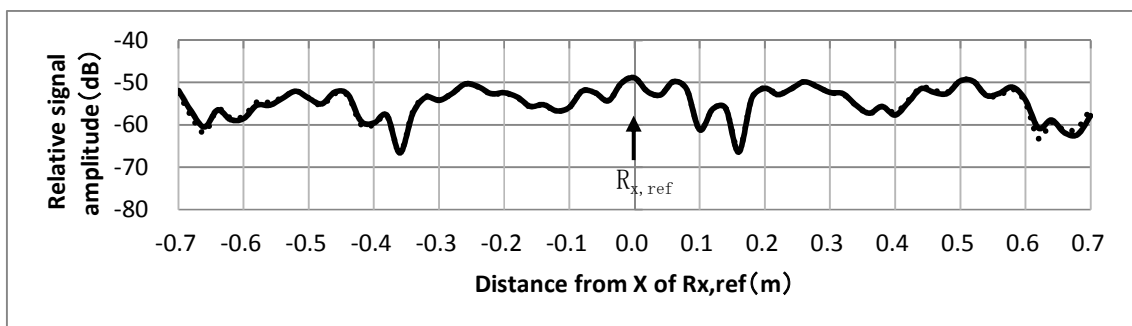
(c) Model room 1-2 [empty-middle] ;X-axis

— Ray tracing Proposed method(Space Movement)

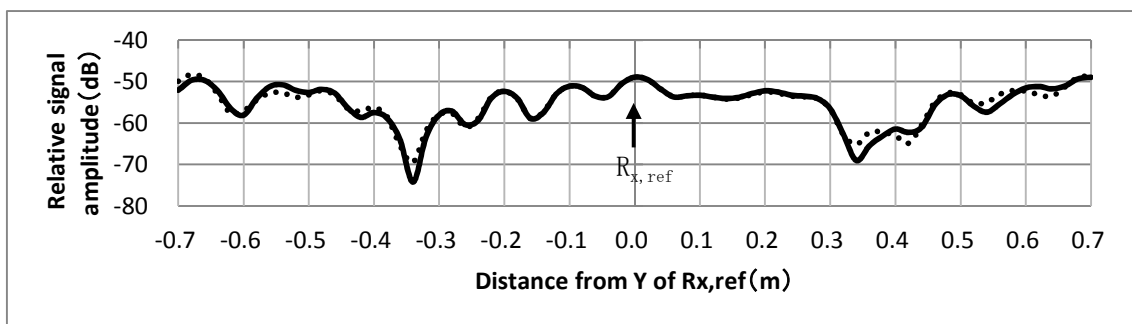
図 3-3 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 1-1, 1-2, 1-3)



(d) Model room 1-2 [empty-middle] ;Y-axis



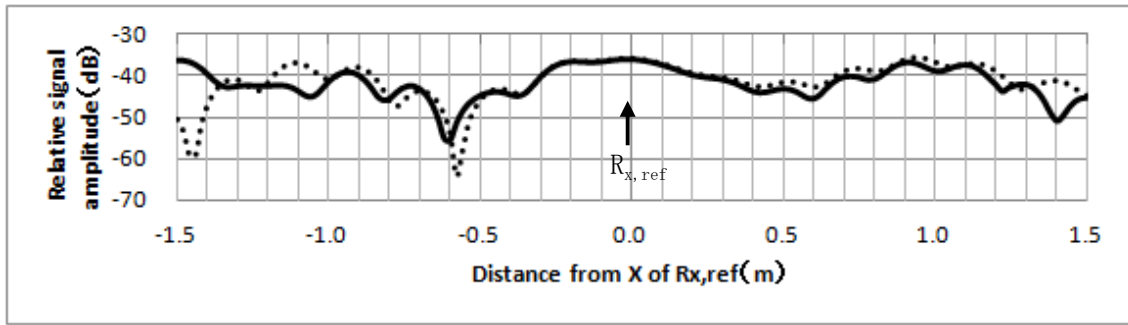
(e) Model room 1-3 [empty-large] ;X-axis



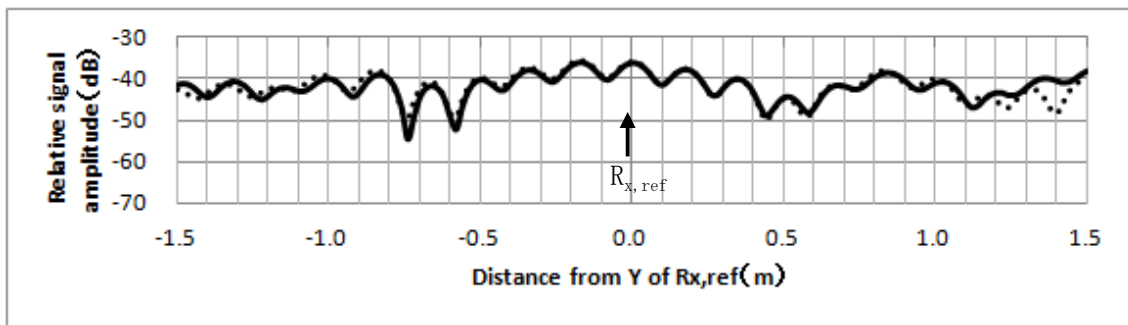
(f) Model room 1-3 [empty-large] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

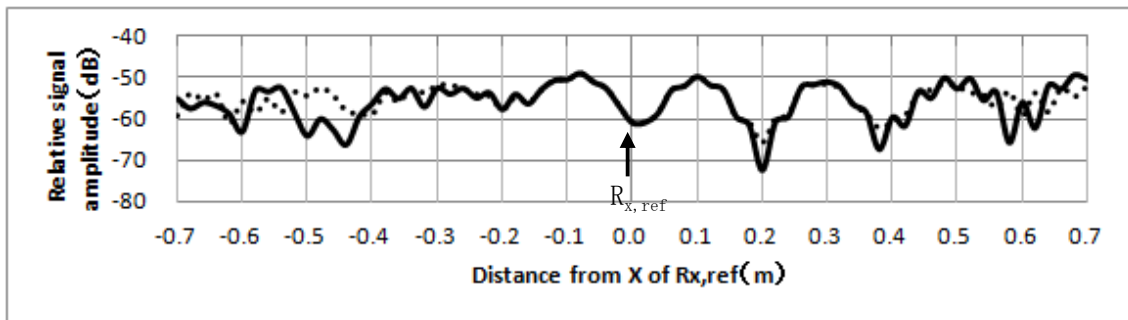
図 3-3 《続き》



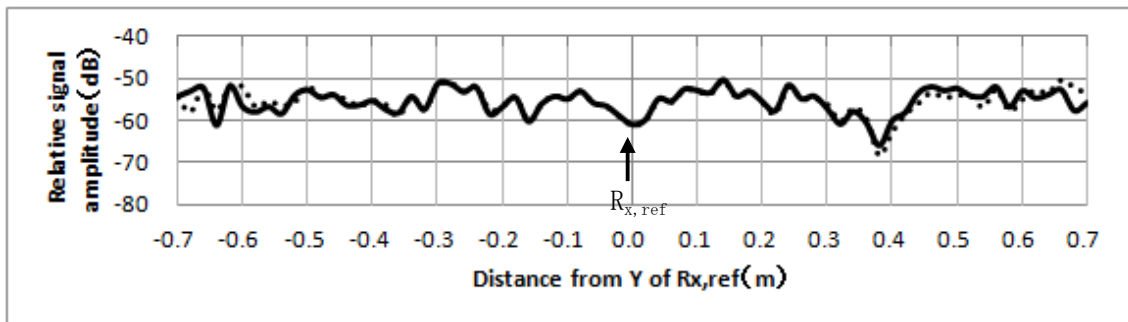
(a) Model room 1-2 [empty-middle] ;1GHz ; X-axis



(b) Model room 1-2 [empty-middle] ;1GHz ; Y-axis



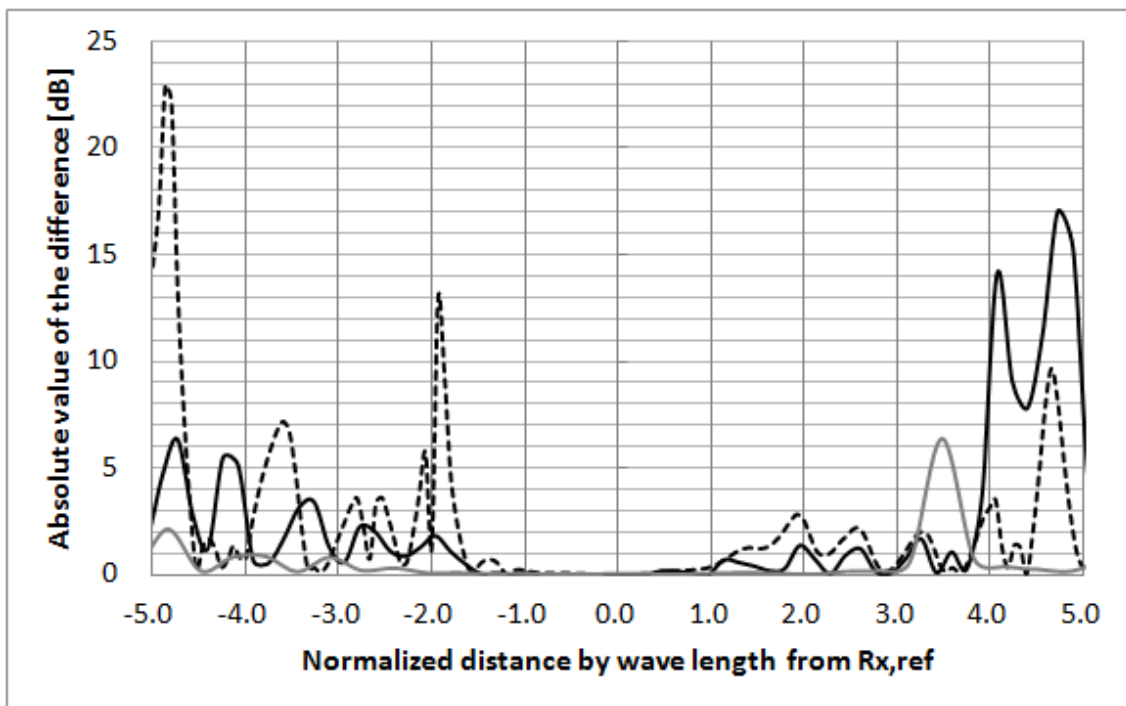
(c) Model room 1-2 [empty-middle] ;5.2GHz ; X-axis



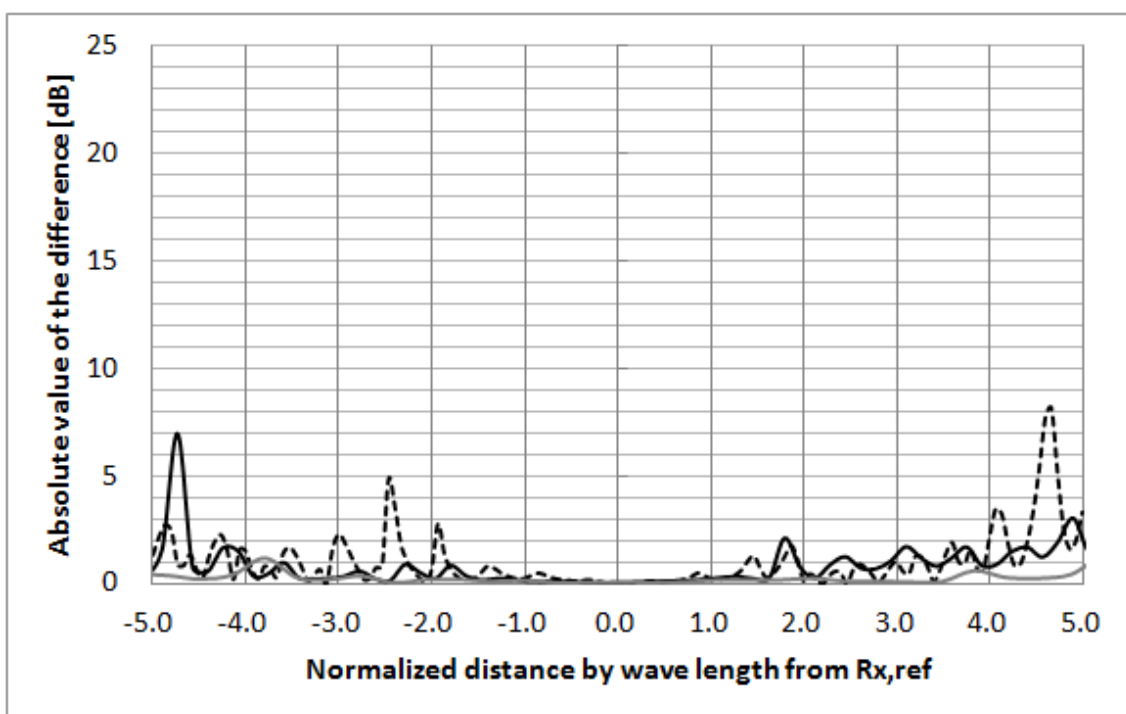
(d) Model room 1-2 [empty-middle] ;5.2GHz ; Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-4 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (周波数変更)



(a) Model room 1-2 [empty-middle] ;X-axis



(b) Model room 1-2 [empty-middle] ;Y-axis

--- 1GHz — 2.45GHz — 5.2GHz

図 3-5 周波数によるレイトレーシング法と空間移動法の振幅の差（絶対値）

(B) チャネル特性の固有値分布

次に、一連のモデルルームに関して、 4×4 MIMO 構成のアレーアンテナにより、チャネルの相関行列 $\mathbf{W}$ ($= \mathbf{T}(0) \mathbf{T}(0)^H$: 上付き文字 H は複素共役転置) の固有値分布の空間移動による統計値を、空間移動法及びレイトレーシング法について求め比較検討する。

送受信ともに 4 本のアンテナ素子は Y 方向直線状等間隔配置とし、素子間隔は 40mm ($\simeq 1/3\lambda$, λ : 波長) とした。送信側に関しては、アレーの中心点を $T_{x, \text{ref}}$ に置いた。また、受信側の 4 本のアンテナ素子については、XY 平面内において $R_{x, \text{ref}}$ を中心に置いた一辺の長さ L_a の正方形の範囲を 40mm ピッチで移動させる。この正方形の中で $R_{x, \text{ref}}$ から最も離れた地点は正方形の頂点であり、 $R_{x, \text{ref}}$ と頂点との距離を D_c とすると、 $D_c = L_a / \sqrt{2}$ である。前述の検証から、 $4\lambda < D_c < 5\lambda$ より、 $L_a = 720\text{mm}$ ($\approx 6\lambda$) とした。これ以降、この正方形を「受信エリア」と称し、その概略を図 3-6 に示した。図 3-6 は、図 3-2 における $R_{x, \text{ref}}$ 近傍の拡大図でもある。

4×4 MIMO チャネルの相関行列の 4 つの固有値 ($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$) の累積確率分布を図 3-7 に示す。計算点の総数は 304 個であり、その内訳は、(X 方向 19 個) $\times$ (Y 方向 16 個) である (受信エリアのサイズと受信アンテナの移動ピッチの関係から受信アンテナ単体のポイント数は X, Y 方向とも 19 個であるが、受信アンテナ 4 本の配列が Y 方向であるため、Y 方向で得られる行列数はこれより 3 個少なくなる)。ここでは送信電力 1W とした受信信号強度から計算した値で示しているので固有値の値自体には本質的な意味は無く、値の一致度に着目する。

図 3-7 の結果を見ると、「空」の部屋については、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致していることが分かる。

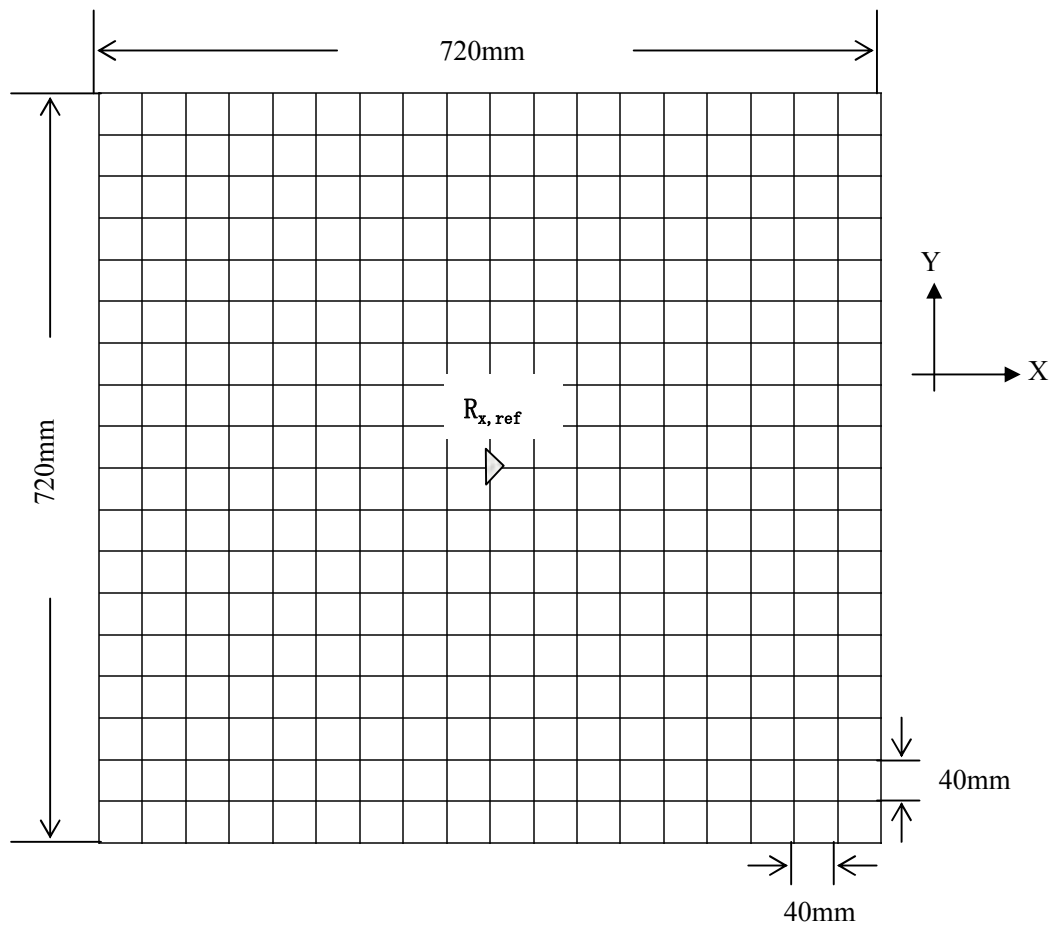
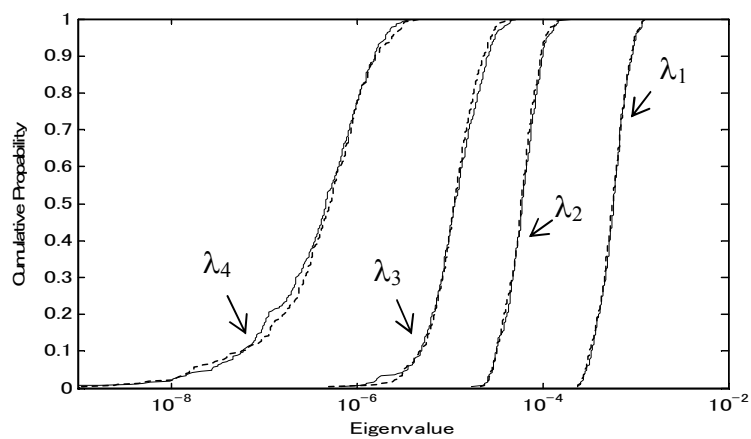
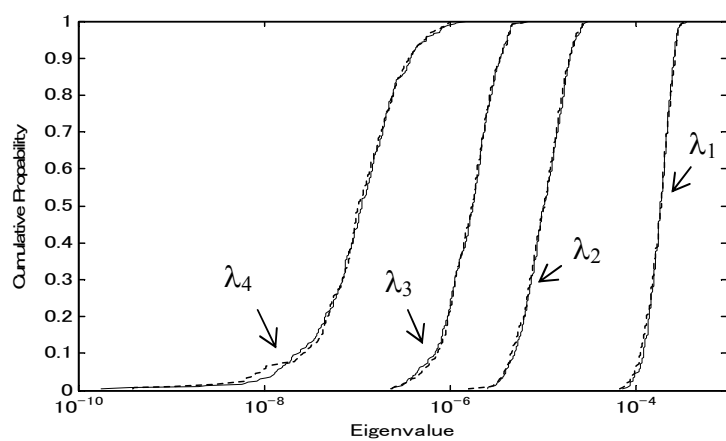


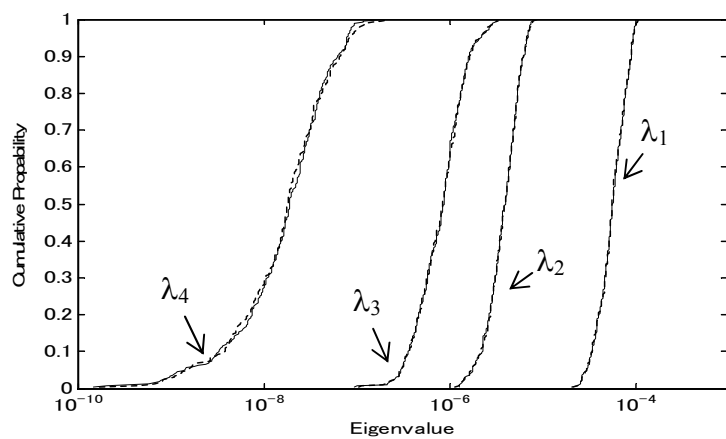
図 3-6 受信エリア (720mm×720mm)



(a) Model room 1-1 [empty-small]



(b) Model room 1-2 [empty-middle]



(c) Model room 1-3 [empty-large]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-7 固有値分布の比較 (モデルルーム 1-1, 1-2, 1-3)

【受信エリアサイズに関する検証】

ここで、受信エリアのサイズ $720\text{mm} \times 720\text{mm}$ が十分定常状態であることを、モデルルーム 1-1 を例に挙げて確認する。モデルルーム 1-1 において、受信エリアのサイズを $560\text{mm} \times 560\text{mm}$ および $880\text{mm} \times 880\text{mm}$ とした場合について、前述と同様に周波数 2.45GHz においてレイトレーシング法を用いて 4×4 MIMO チャンネルの相関行列を求めた。3 個のエリアサイズにおける相関行列の固有値分布を図 3-8 に示す(したがって、受信エリアサイズ $720\text{mm} \times 720\text{mm}$ のデータは、図 3-7 (a) のレイトレーシングの方のデータである)。なお、受信エリアのサイズを除いた送受信アンテナの諸条件は、サイズ $720\text{mm} \times 720\text{mm}$ の場合と同一である。相関行列の計算点の総数は、 $560\text{mm} \times 560\text{mm}$ の場合で 180 個 (=X 方向 15 個 $\times$ Y 方向 12 個)、 $880\text{mm} \times 880\text{mm}$ の場合で 460 個 (=X 方向 23 個 $\times$ Y 方向 20 個)である。

この図から、3 個のエリアサイズにおける相関行列の固有値分布はほぼ一致しており、したがって、その中間サイズである $720\text{mm} \times 720\text{mm}$ の受信エリアは十分定常状態にあることが分かる。

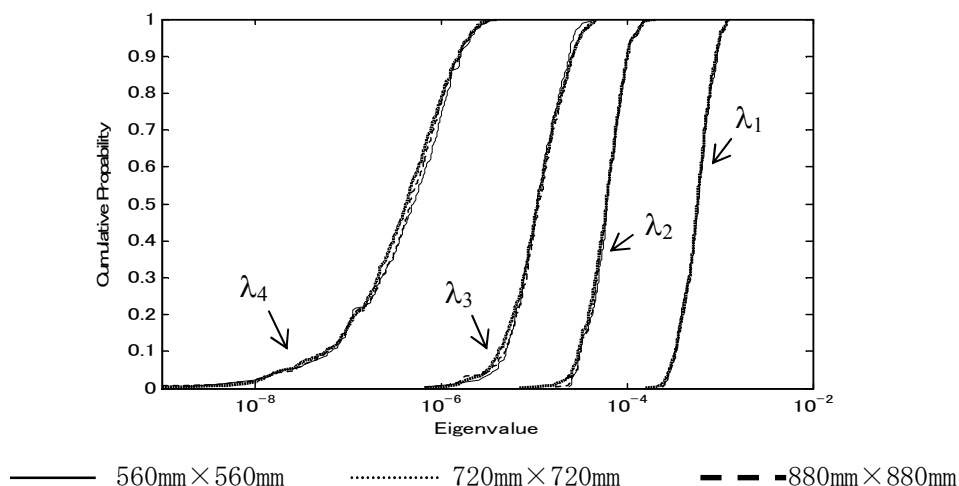
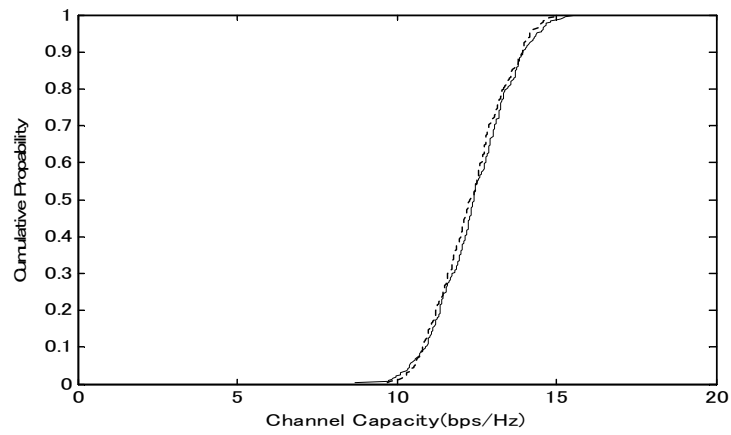


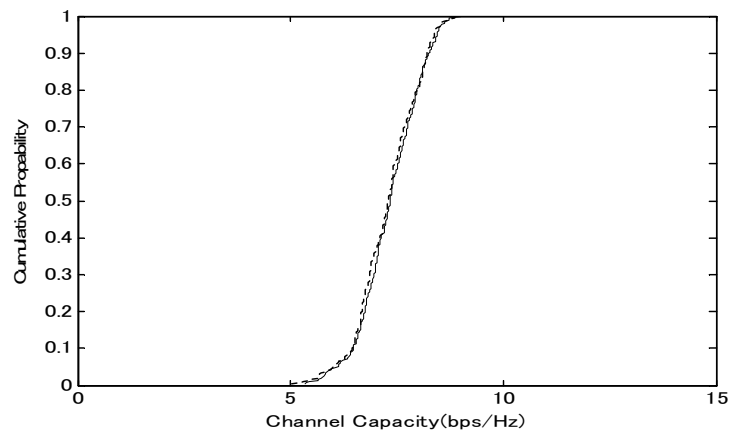
図 3-8 受信エリアサイズと固有値分布

(C) 通信路容量

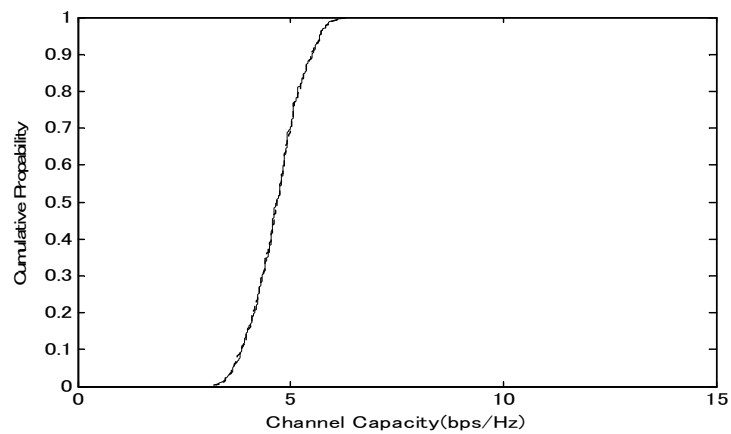
さらに、第 2 章の式 (14) を用いて、伝送特性評価のより直接的な性能指標である通信路容量 (C_{EP}) での比較を行う。ここでは $\gamma_0=10\text{dB}$ と仮定する。また、本研究においては、モデルルーム 1-1 を全体の基準に定めて、 η は、この環境条件におけるレイトレーシングのデータからの固有値を送受信アンテナ間の平均パス利得が 1 になるように正規化するための係数である。解析結果を図 3-9 に示す。通信路容量についても、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致していることが分かる。



(a) Model room 1-1 [empty-small]



(b) Model room 1-2 [empty-middle]



(c) Model room 1-3 [empty-large]

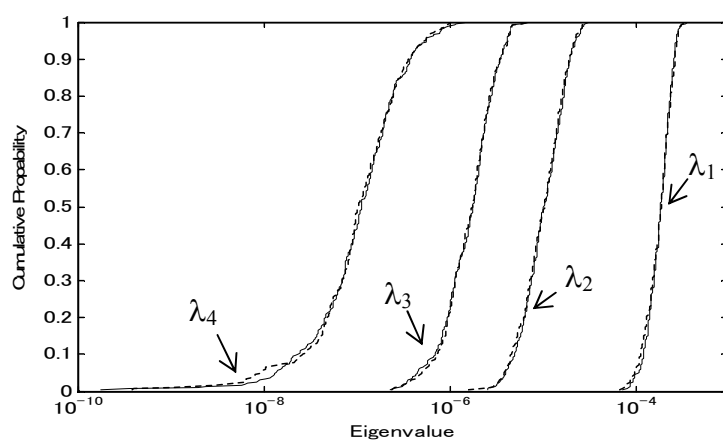
— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-9 通信路容量の比較 (モデルルーム 1-1, 1-2, 1-3)

【極小（大）点に関する検証】

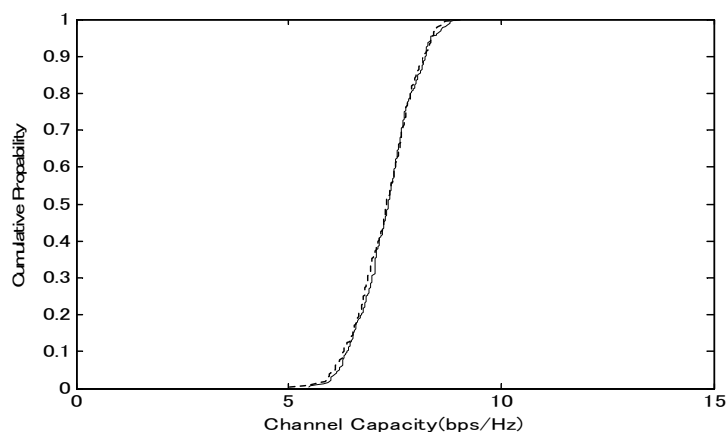
ここでは、空間移動法における基準点が電界強度の振幅の極大もしくは極小値に該当する場合について、モデルルーム 1-2 を例に挙げて検討する。

図 3-3 (c) を見ると、受信側基準点 $R_{x, \text{ref}}$ から X 軸正方向に 60mm 離れた地点 ($X=4.56\text{m}$) で振幅が極小となっている。そこで、この点を改めて受信側基準点として、前述の「チャネル特性の固有値分布」および「通信路容量」の解析を実施した。その結果を図 3-10 および図 3-11 に示す。これらの図から、基準点が電界強度の振幅の極大もしくは極小値に該当する場合であっても空間移動法はレイトレーシング法とよく一致することが分かる。



— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-10 固有値分布の比較（モデルルーム 1-2、受信側基準点極小）



— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-11 通信路容量の比較（モデルルーム 1-2、受信側基準点極小）

〔2〕複数材料構成・「空」の部屋について

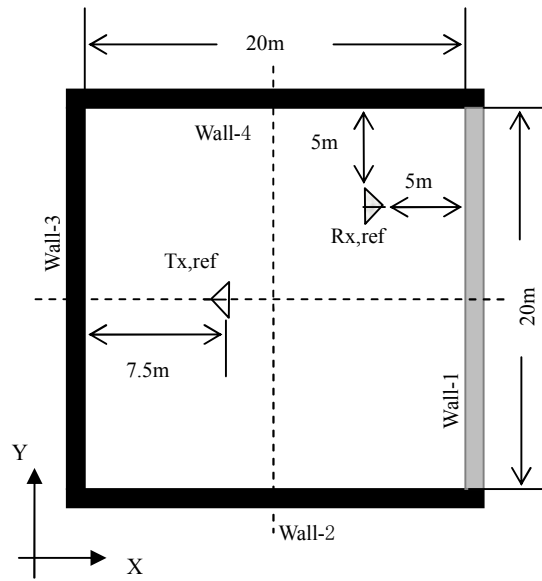
次に、複数の材料で構成された部屋について検証する。初めに、複数の異なる材料の壁面から成る「空」の部屋について考察する（実際のオフィスルームにおいては、例えば、壁面うち 1 面のみカーテンウォールが施工されていて、他の 3 面とは材質が異なるケースがある）。ここでは、複数の材料の電気的特性に顕著な差があるように設定するものの、個々の壁面は単一種類の材料とする。このような例として、表 3-2 および図 3-12 に示した、2 種類の「空」のモデルルーム（サイズはともに H3m×20m×20m）を作成した。表中の「metal」は厚さ 100mm の金属反射物（比誘電率 1.0、垂直入射波の電圧次元の反射係数 0.998）であり、「absorber」は厚さ 15mm の電波吸収体（複素比誘電率・実部：6.3、虚部：2.7：垂直入射波の電圧次元の反射係数 0.1）である。この電波吸収体の性能の詳細については、付録に記載した。モデルルーム 2-1 は、壁面の 1 つが電波吸収体で他の 5 面が金属反射物より構成されている。そして、モデルルーム 2-2 は、対向する 2 面の材料が異なるように金属反射物と電磁波吸収体を配置した。

そして、 $T_{x,ref}$ の XYZ 座標を (7.5, 10, 2) [単位：m]、 $R_{x,ref}$ の XYZ 座標を (15, 15, 1) [単位：m] として、前節と同様の解析を実施した。なお、レイトレーシング解析における最大反射回数は 5 回とした。受信強度の結果を図 3-13 に、固有値分布の比較を図 3-14 に、通信路容量の比較を図 3-15 に示す。一連の結果から、部屋の壁面を構成する材料が複数の種類でかつ個々の壁面は単一種類の材料で構成されている場合には、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致することが分かる。

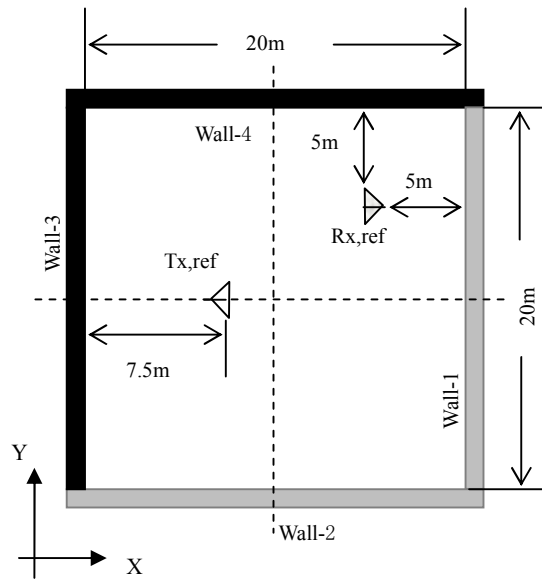
また、レイトレーシング解析の最大反射回数の設定条件は、空間移動法の精度に影響を及ぼさないことが確認された。

表 3-2. 複数材料壁面「空」の部屋のモデルルームの条件

No.	Wall-1	Wall-2	Wall-3	Wall-4	ceiling	floor
2-1	absorber	metal	metal	metal	metal	metal
2-2	absorber	absorber	metal	metal	absorber	metal

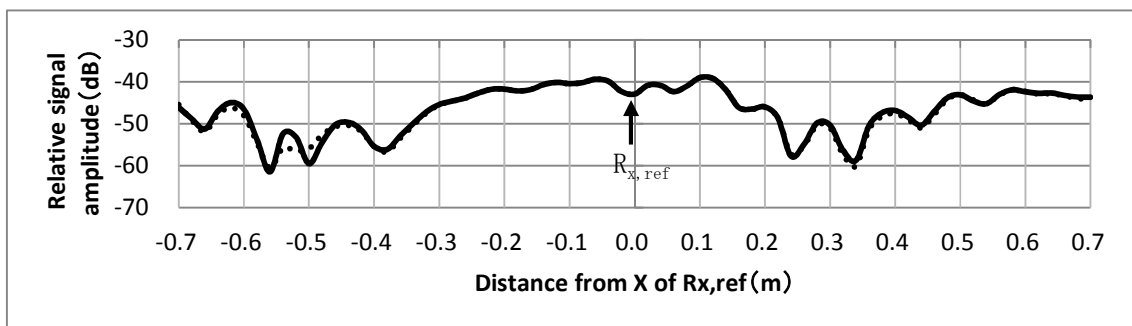


(a) Model room 2-1 [empty ; 5 metal walls and 1 absorber wall]

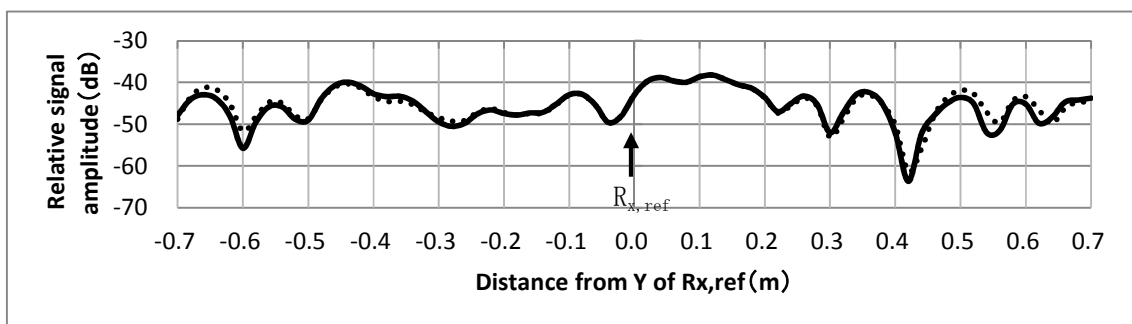


(b) Model room 2-2 [empty ; 3 metal walls and 3 absorber walls]

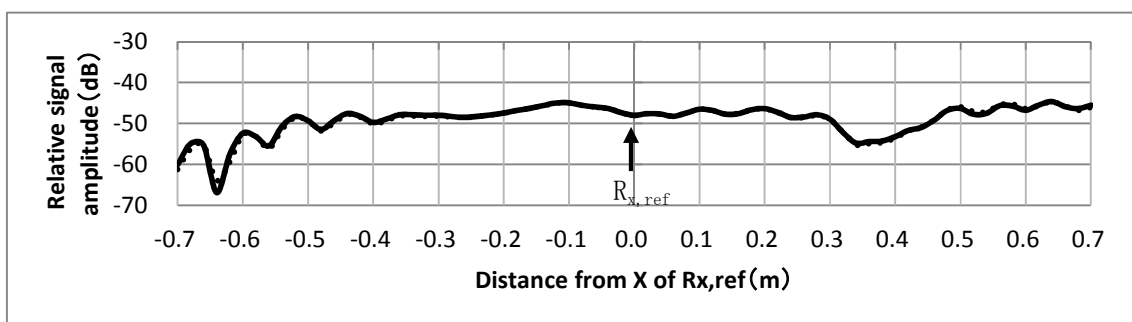
図 3-12 精度検証用モデルルーム 2-1、2-2



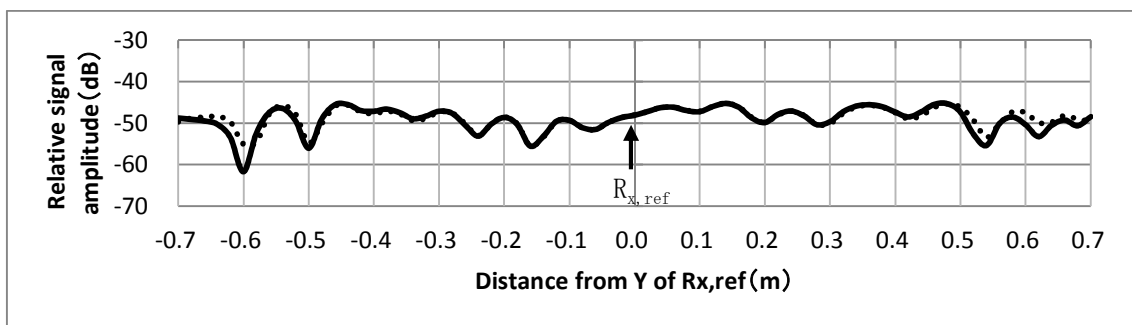
(a) Model room 2-1 [empty ;5 metal walls and 1 absorber wall];X-axis



(b) Model room 2-1 [empty ;5 metal walls and 1 absorber wall];Y-axis



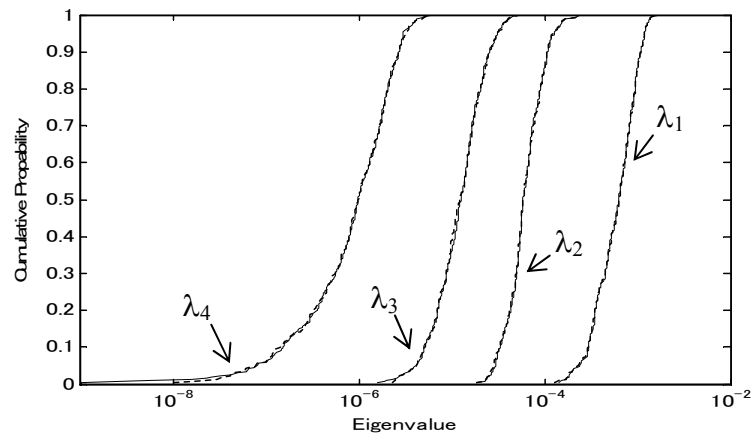
(c) Model room 2-2 [empty ;3 metal walls and 3 absorber walls];X-axis



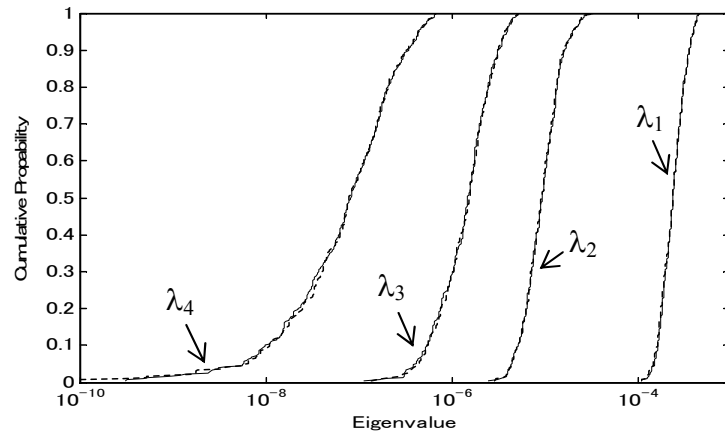
(d) Model room 2-2 [empty ;3 metal walls and 3 absorber walls];Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-13 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 2-1, 2-2)



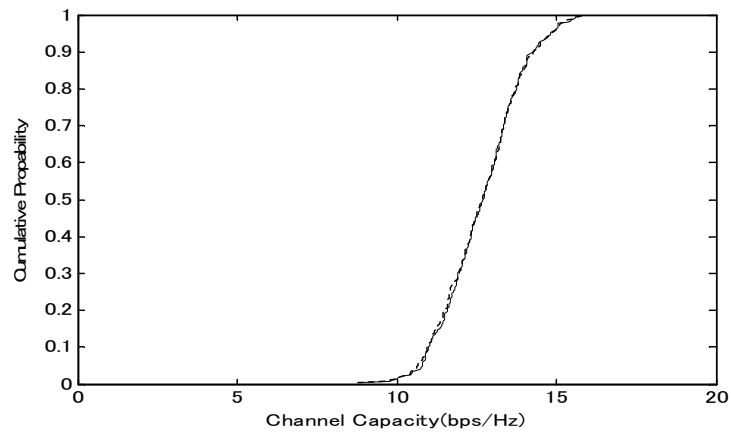
(a) Model room 2-1 [empty ;5 metal walls and 1 absorber wall]



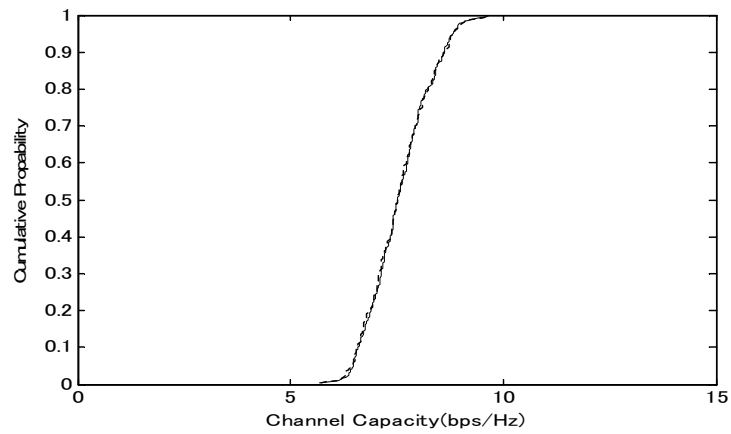
(b) Model room 2-2 [empty ;3 metal walls and 3 absorber walls]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-14 固有値分布の比較 (モデルルーム 2-1, 2-2)



(a) Model room 2-1 [empty ;5 metal walls and 1 absorber wall]



(b) Model room 2-2 [empty ;3 metal walls and 3 absorber walls]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-15 通信路容量の比較 (モデルルーム 2-1, 2-2)

さらに、本章の冒頭で述べた「壁面の電氣的性能の相違」(相違要因 I) に関して検証するため、1つの壁面が複数の材料で構成されているケースを考える。

実際の部屋において、壁面が複数の材料 A と B で構成されているかつ両者の面積に著しい差が無い最も一般的なケースは、壁に窓ガラスが設置されている場合であると考えられる。なお、天井面についても、実際の部屋には照明や火災報知機等が設置されていて複数の材料で構成されているが、一般的にこれらの器具が天井面に占める面積の割合は小さい。したがって、本研究で問題としている「基準点のパスとそれとは別の位置にあるアンテナ素子ポイントのパスとを比較した場合に n 回目の反射で面に当たる材料が異なるケース」が起こる可能性は低い。

そこで、本研究では、前述のモデルルーム 1-2 (H3m×10m×10m) を基にして、このモデルルームの Wall-1 と Wall-2 の2つの壁面に各々3枚の窓ガラスを設置した「モデルルーム 2-3」を作成した(実際の建物においては、窓ガラスのある壁面は最大でも2面であると想定され、これは主に建物の角の部屋と考えられる)。図 3-16 に窓ガラス設置面の断面の概略を示す。なお、俯瞰図については図 3-2 (b) と同一であるので省略する。ここで、窓ガラスは、厚さ 20mm、比誘電率 5.00、垂直入射波の電圧次元の反射係数 0.38 [反射損失 8.4dB] である。なお、窓ガラスとコンクリートの厚さが異なるので窓ガラスを設置した壁面には必然的に凹凸が生じることになるが、この凹凸は部屋の外側にあり、室内側の壁面は平滑であるようにモデルを作成した。

さらに、壁の材料と窓ガラスの材料の電氣的性能の差違をより顕著にした場合についても検証した。具体的には、モデルルーム 2-3 対し、天井面・床面・壁4面の全てを厚さ 100mm のコンクリートから同じ厚さの前述の金属反射物に置換した「モデルルーム 2-4」を作成した。モデルルーム 2-4 の概略図は、図 3-2 (b) や図 3-16 と同一であるので省略する。

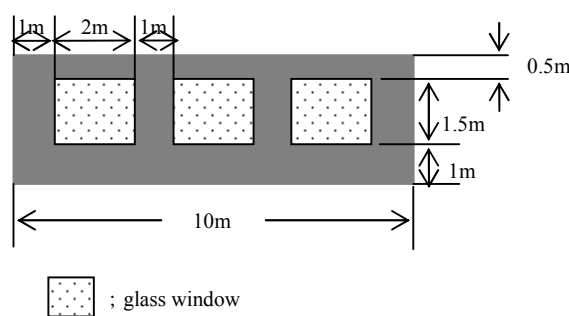
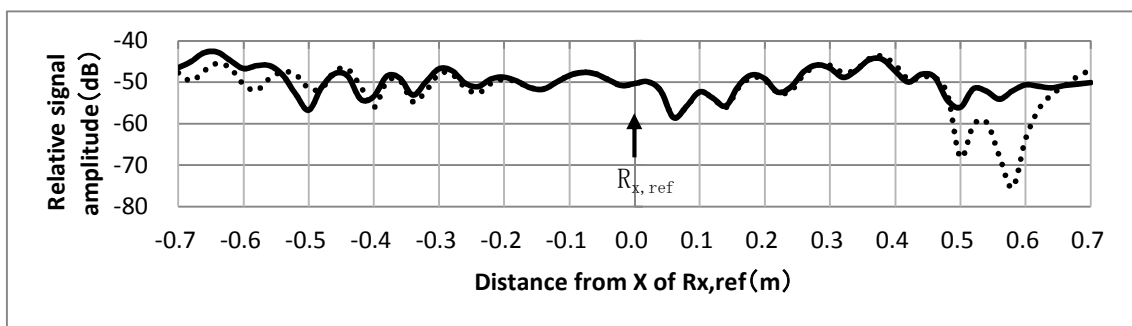
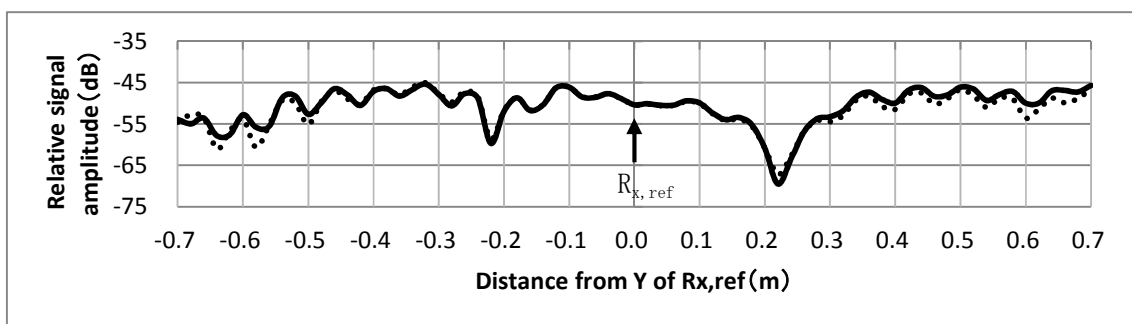


図 3-16 モデルルーム 2-3 の窓ガラスを有する壁面

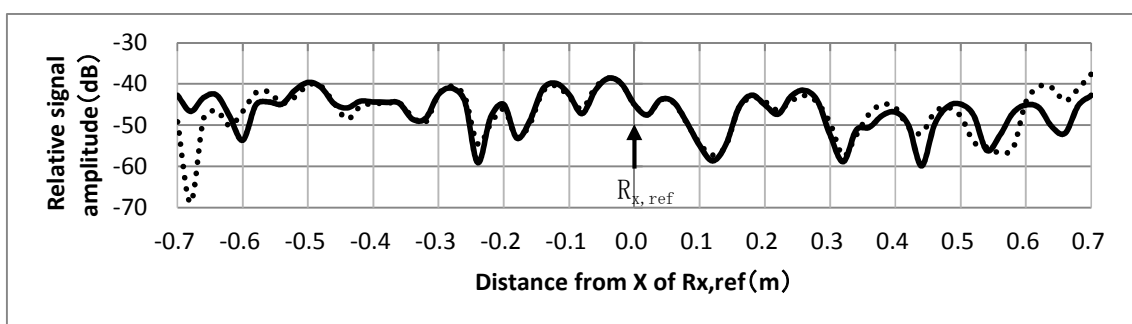
モデルルーム 2-3 と 2-4 について、前述と同様の検証を実施した。なお、送受信アンテナに関する条件はモデルルーム 1-2 の場合と同一である。また、レイトレーシング法の計算における最大反射回数も同様に3回である。受信強度の結果を図 3-17 に、固有値分布の比較を図 3-18 に、通信路容量の比較を図 3-19 に示す。



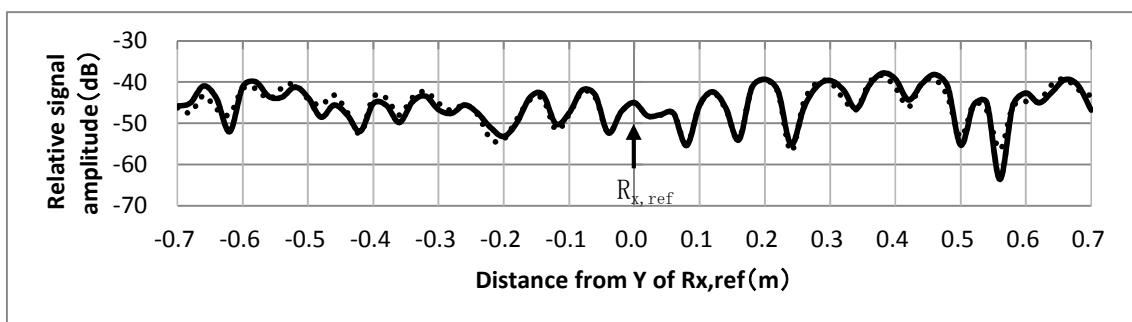
(a) Model room 2-3 [concrete walls with glass windows] ;X-axis



(b) Model room 2-3 [concrete walls with glass windows] ;Y-axis



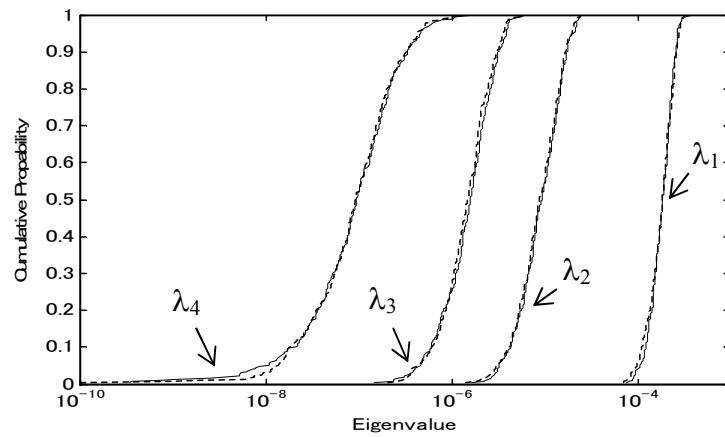
(c) Model room 2-4 [metal walls with glass windows] ;X-axis



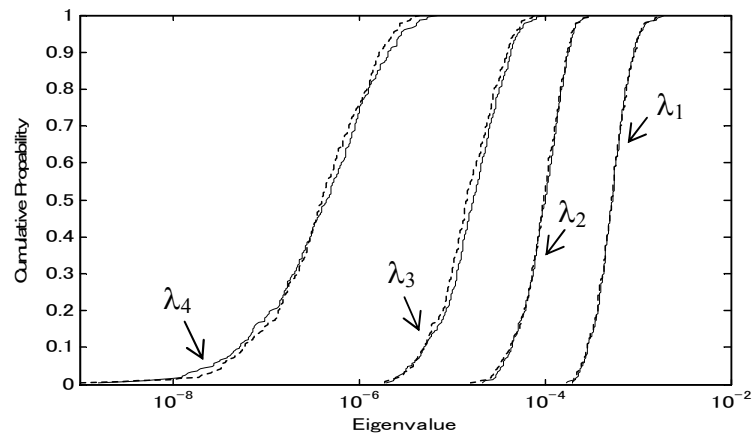
(d) Model room 2-4 [metal walls with glass windows] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-17 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 2-3, 2-4)



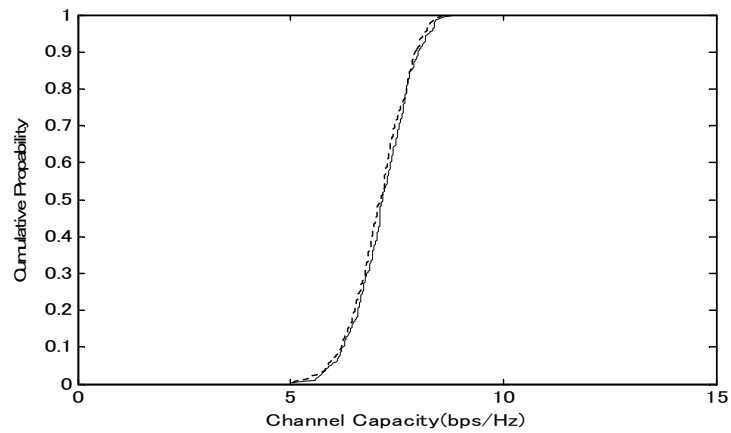
(a) Model room 2-3 [concrete walls with glass windows]



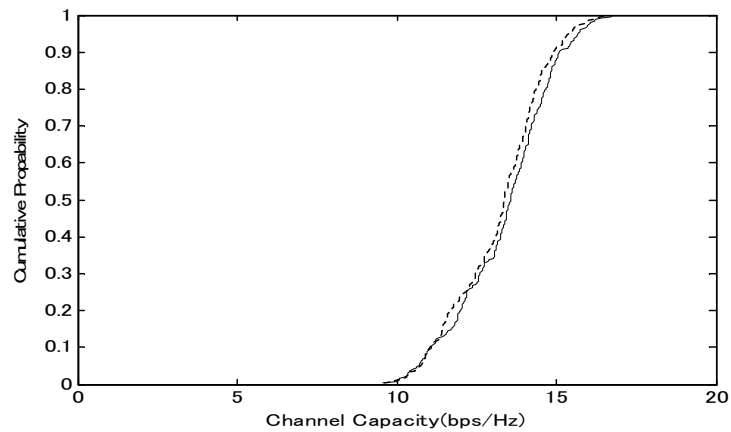
(b) Model room 2-4 [metal walls with glass windows]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-18 固有値分布の比較 (モデルルーム 2-3, 2-4)



(a) Model room 2-3 [concrete walls with glass windows]



(b) Model room 2-4 [metal walls with glass windows]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-19 通信路容量の比較 (モデルルーム 2-3, 2-4)

一連の結果から、モデルルーム 2-3 においては、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致することが分かる。一方、モデルルーム 2-4 では 2-3 に比べるとやや誤差が目立つ。これは、ガラスーコンクリート間の電氣的性能の差よりもガラスー金属反射物間の電氣的性能の差の方が大きいことに起因していると考えられる。

〔3〕 什器配置の部屋について（単一材料構成及び複数材料構成）

次に、本章の冒頭で述べた「壁面の電氣的性能の相違」（相違要因Ⅰ）に加えて「パス経路の相違」（相違要因Ⅱ）がある条件に関して検証する。

ここでは、モデルルーム 1-2（H3m×10m×10m）を基にして、この室内に 2 個の机が配置された環境を検証した（図 3-20（a）参照）。机の寸法は、長さ 4m×幅 1m×高さ 0.7m であり、机の材質として、下記の 3 種類の場合について各々検討した。

② 述の金属反射物

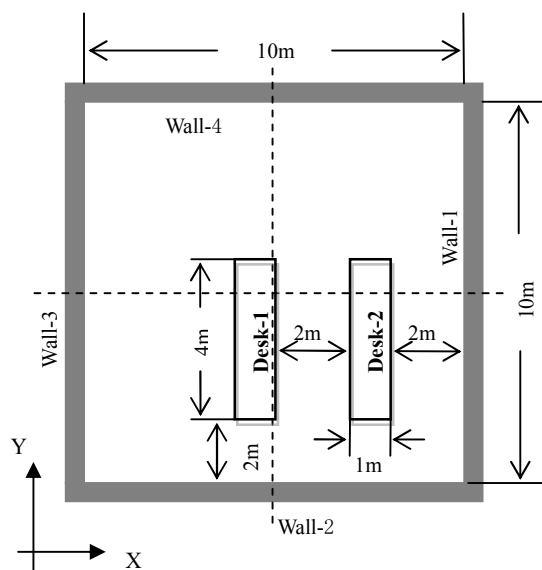
②木（比誘電率：4.00、垂直入射波の電圧次元の反射係数：0.33〔反射損失 9.5dB〕）

③コンクリート

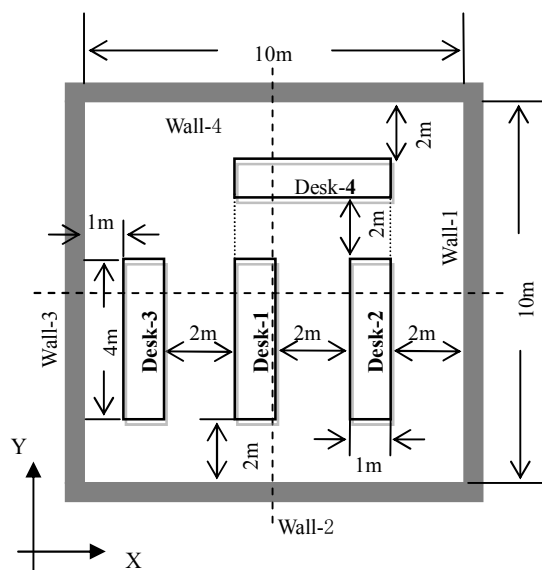
金属製机が配置された部屋をモデルルーム 3-1、木製机が配置された部屋をモデルルーム 3-2、コンクリート製机が配置された部屋をモデルルーム 3-3 とする。なお、実際の部屋の場合机の材質がコンクリートであるケースは希であるが、相違要因Ⅱのみのケースとして、比較のため条件に挙げた。

また、モデルルーム 3-1 に関しては、机の個数を 4 個に増やしたケースについても検証した。これをモデルルーム 3-4 とする（図 3-20（b）参照）。

これらのモデルルームについて、前述と同様の検証を実施した。ここで、送受信アンテナに関する条件はモデルルーム 1-2 の場合と同一とした。したがって、図 3-20 ではアンテナの記述は省略しているが、Desk-1 の真上に受信エリアが位置している。これは、無線 LAN を考えた場合に、受信アンテナは机上に存在するケースが多いことを想定しているためである。一方、レイトレーシング法における最大反射回数は同様に 3 回であるが、回折回数 1 回を計算条件に加えた。受信強度の結果を図 3-21 に、固有値分布の比較を図 3-22 に、通信路容量の比較を図 3-23 に示す。

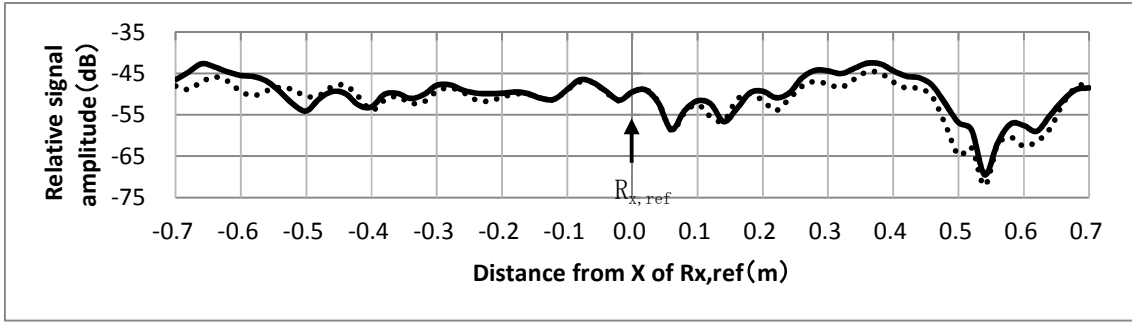


(a) Model room 3-1, 3-2, 3-3 [2 desks]

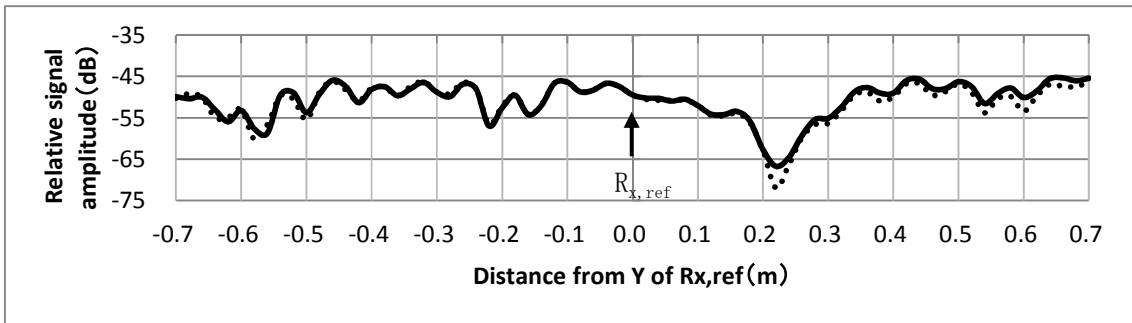


(b) Model room 3-4 [4 desks]

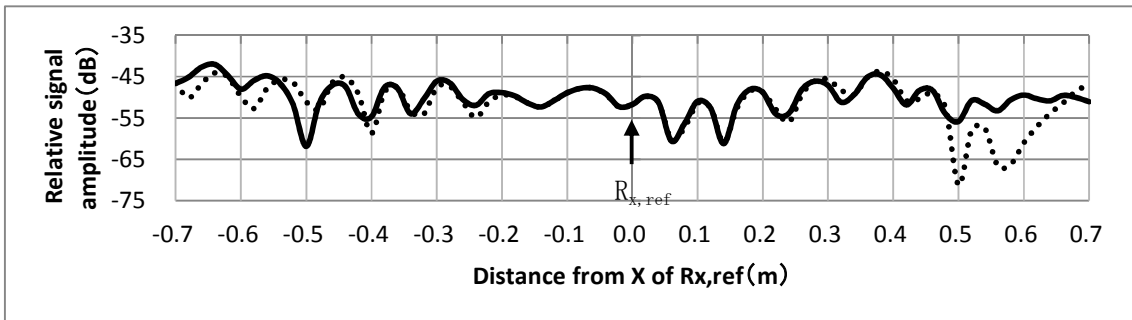
図 3-20 精度検証用モデルルーム 3 (机配置)



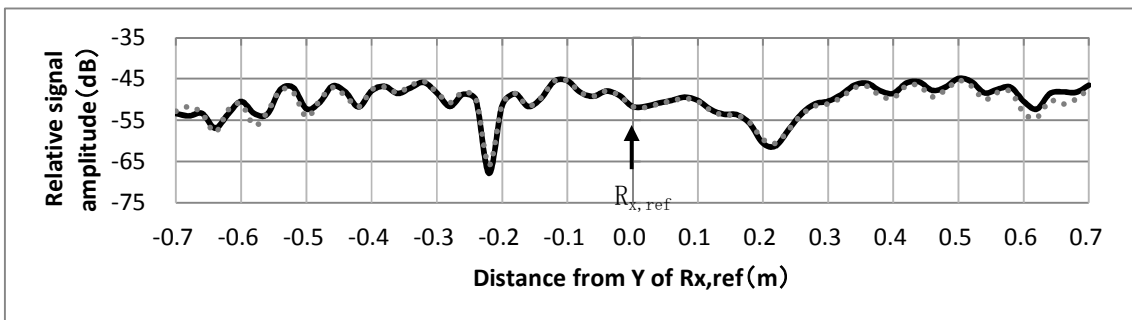
(a) Model room 3-1 [2 metal desks] ;X-axis



(b) Model room 3-1 [2 metal desks] ;Y-axis



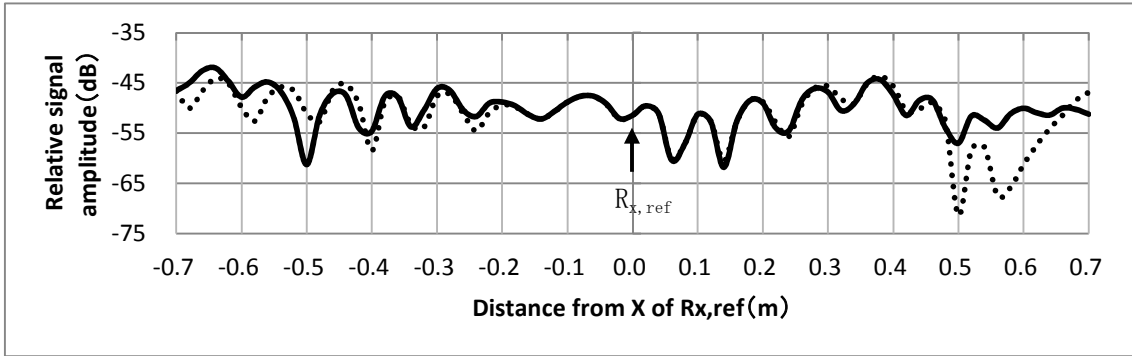
(c) Model room 3-2 [2 wood desks] ;X-axis



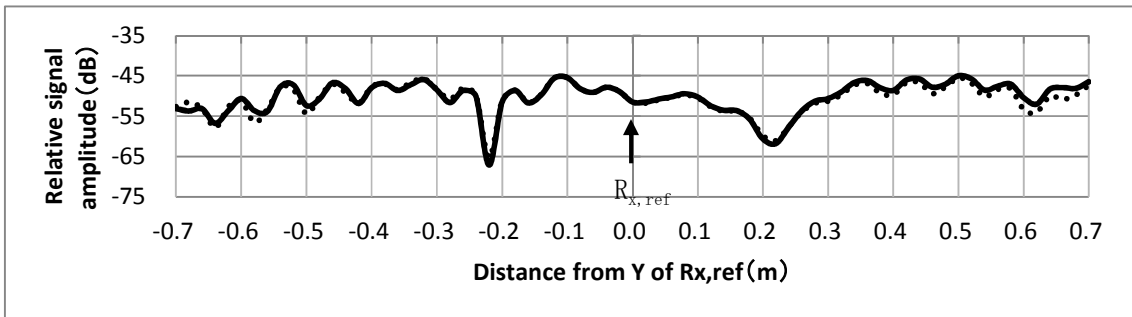
(d) Model room 3-2 [2 wood desks] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

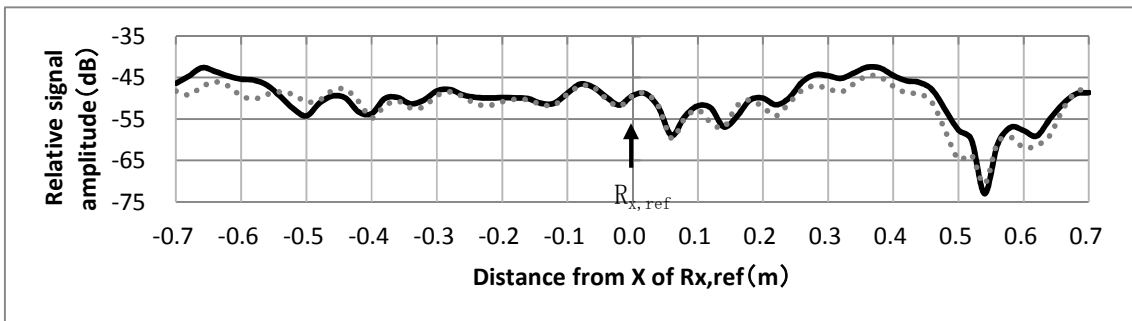
図 3-21 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 3-1～3-4)



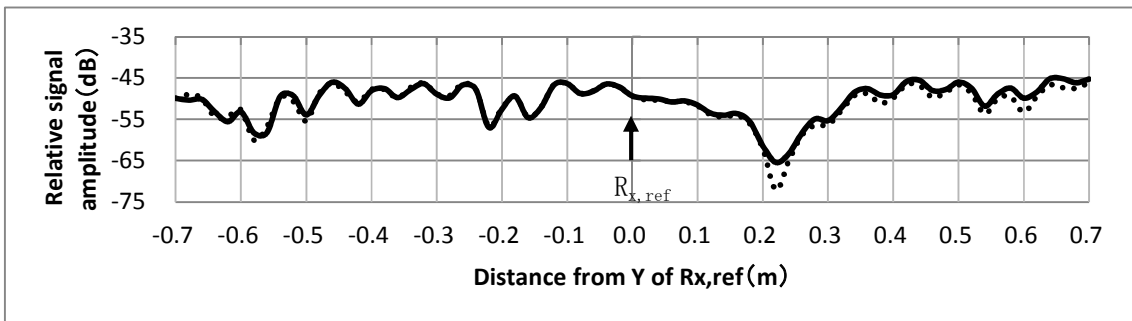
(e) Model room 3-3 [2 concrete desks] ;X-axis



(f) Model room 3-3 [2 concrete desks] ;Y-axis



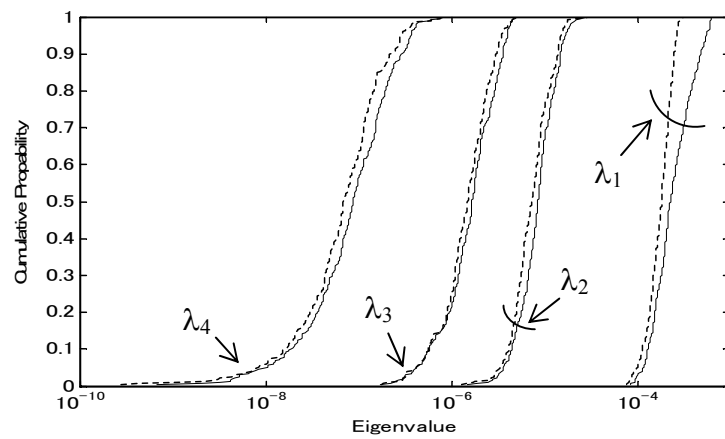
(g) Model room 3-4 [4 metal desks] ;X-axis



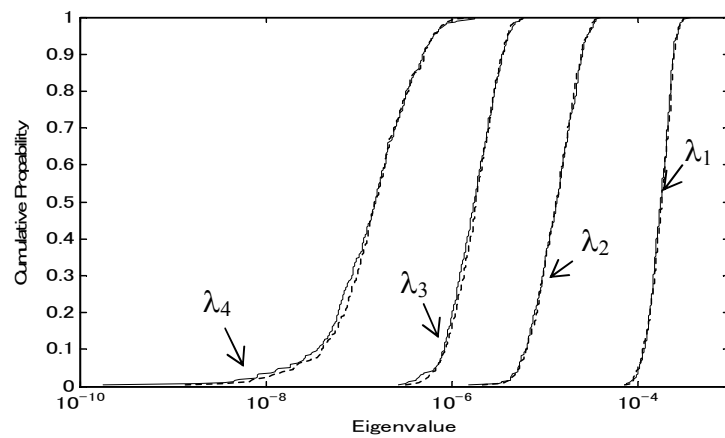
(h) Model room 3-4 [4 metal desks] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-21 《続き》



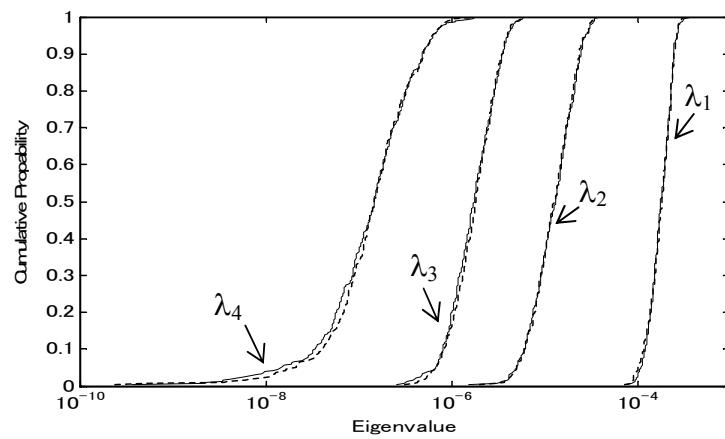
(a) Model room 3-1 [2 metal desks]



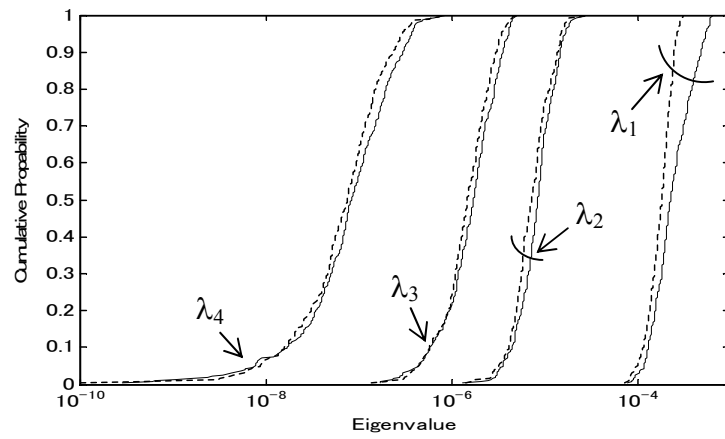
(b) Model room 3-2 [2 wood desks]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-22 固有値分布の比較 (モデルルーム 3-1～3-4)



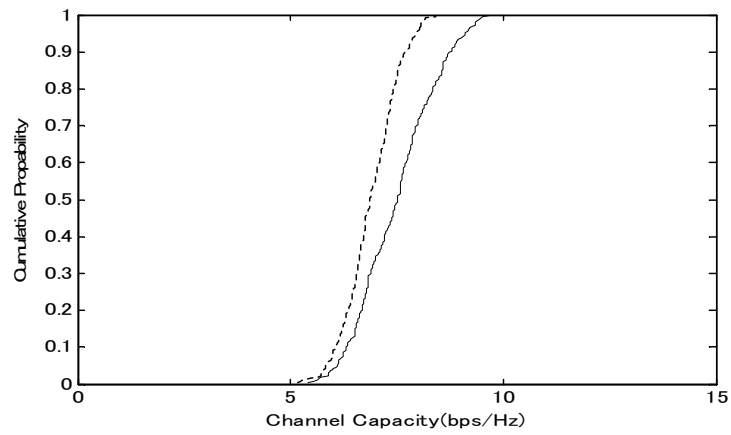
(c) Model room 3-3 [2 concrete desks]



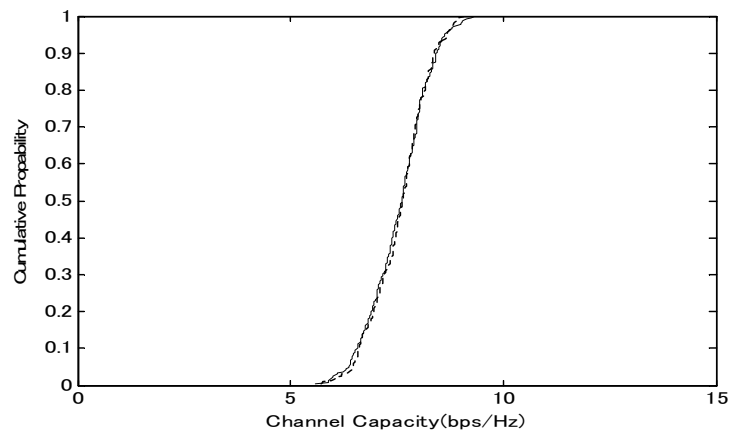
(d) Model room 3-4 [4 metal desks]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

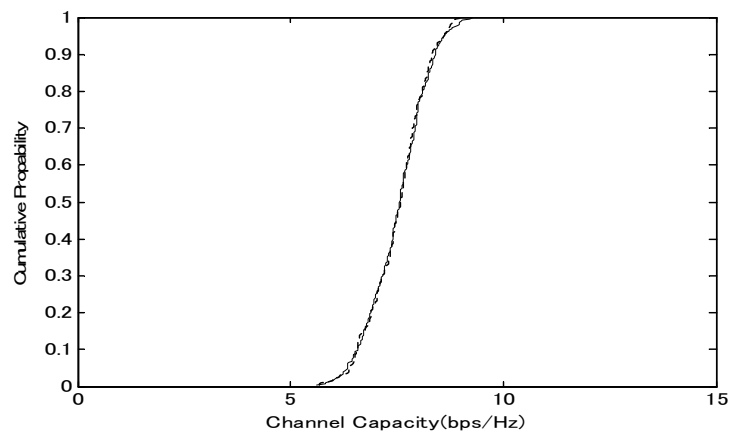
図 3-22 《続き》



(a) Model room 3-1 [2 metal desks]



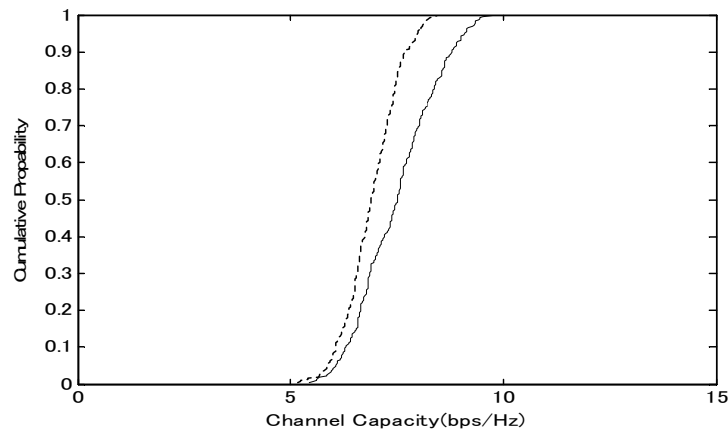
(b) Model room 3-2 [2 wood desks]



(c) Model room 3-3 [2 concrete desks]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-23 通信路容量の比較 (モデルルーム 3-1～3-4)



(d) Model room 3-4 [4 metal desks]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-23 《続き》

これらの結果を見ると、机の材質が部屋の構成材料と同一（コンクリート）もしくは、電気的性能が比較的近い材料（木）の場合は、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致していることが分かる。すなわち、相違要因Ⅱのみ、あるいは相違要因Ⅰ＋ⅡであるもののⅠの方は無視できる環境においては、空間移動法は適用できるといえる。

一方、机の材料の電気的性能が大きく異なる場合（モデルルーム 3-1）は空間移動法の誤差は顕著である。図 3-21 (a) を見ると、 $R_{x, \text{ref}}$ からの距離が 200mm を越えた地点から空間移動法の振幅の誤差が目立ってきている。なお、受信点を X 軸方向に移動させた場合の方が Y 軸方向に移動させた場合（図 3-21 (b)）よりも誤差が大きい理由としては、机の形状（Y 軸方向に長い）が考えられる。そして、モデルルーム 3-1 ではパスの履歴がより複雑化しているため、レイトレーシング法の固有値分布を見ると、モデルルーム 1-2、3-2 および 3-3 と比べて第 1 固有値の範囲が広がっている（図 3-7 (b)、図 3-22 (a) ～ (c)）。しかし、空間移動法ではこれに対応できていないことが分かる。

また、モデルルーム 3-1 と 3-4 の結果にほとんど差が見られないことから、受信エリアに最も近い什器（この場合は Desk-1）がパス経路に大きく影響を及ぼしているものの、受信エリアから遠い什器の影響力は非常に小さいといえる。

〔４〕 単一材料構成・間仕切り配置の部屋について

ここまでは通信環境として見通し通信を対象としてきたが、室内環境においても特に広い部屋では間仕切り（パーティション）等が設置されて一部区域が見通し外通信になる場合がある。そこで、ここではモデルルーム 1-3 の室内中央に厚さ 100mm×長さ 10m×高さ 3m のコンクリート製パーティションを配置したモデルルーム 4-1 を作成して検証を行った。そして、送信側基準点 $T_{x,ref}$ の条件はモデルルーム 1-3 と同一とし、受信側基準点 $R_{x,ref}$ については、表 3-3 に示した 3 点について各々解析した。モデルルーム 4-1 の概略を図 3-24 に示す。これらの条件において、前記と同様の解析を行った。なお、レイトレーシング法における最大反射回数は 3 回で回折回数は 1 回である。受信強度の結果を図 3-25 に、固有値分布の比較を図 3-26 に、通信路容量の比較を図 3-27 に示す。

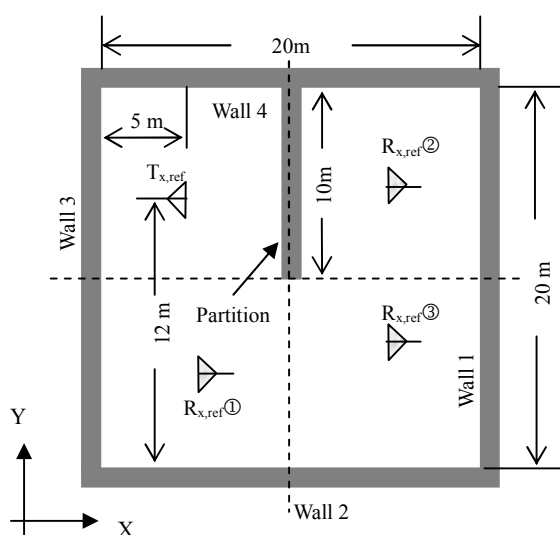
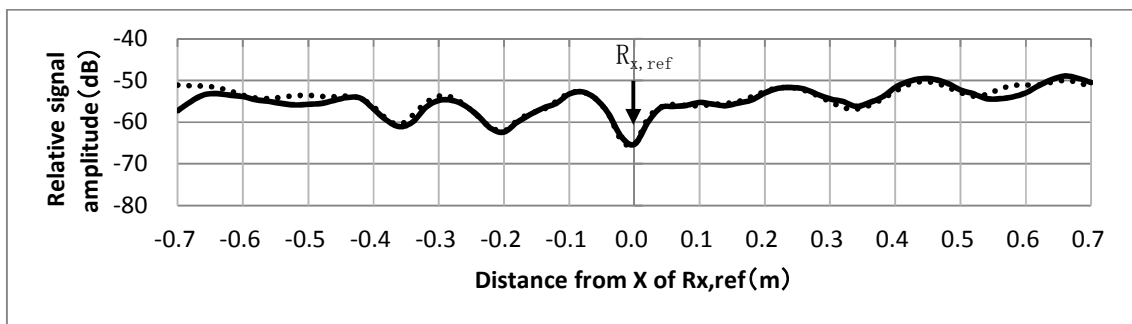


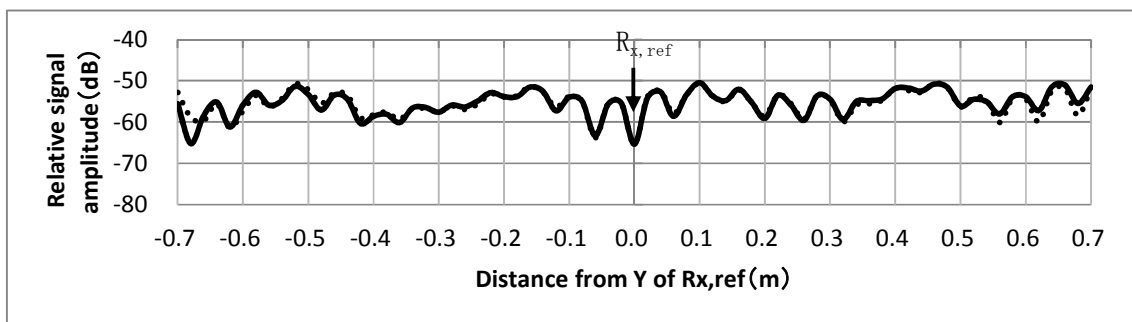
図 3-24 精度検証用モデルルーム 4-1

表 3-3. モデルルーム 4-1 のアンテナの条件

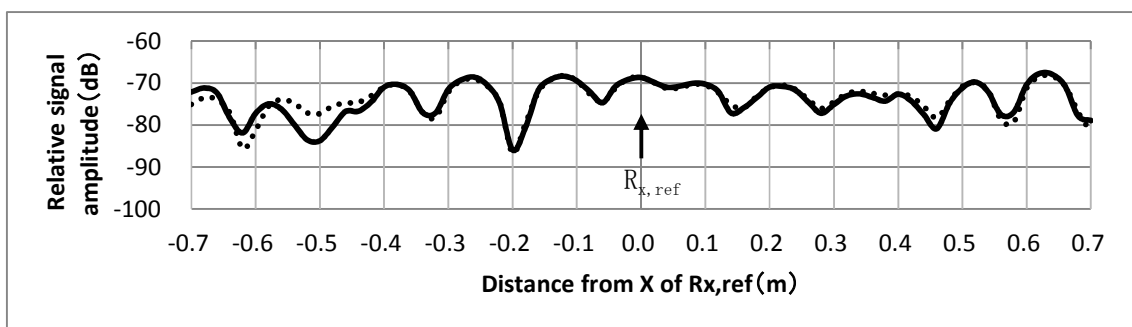
Antenna		X (m)	Y (m)	Z (m)
$T_{x,ref}$		12	5	2
$R_{x,ref}①$	LOS	6	4	1
$R_{x,ref}②$	NLOS	15	14	1
$R_{x,ref}③$	Border	15	8	1



(a) Model room 4-1 [$R_{x,ref}①$:LOS] ;X-axis



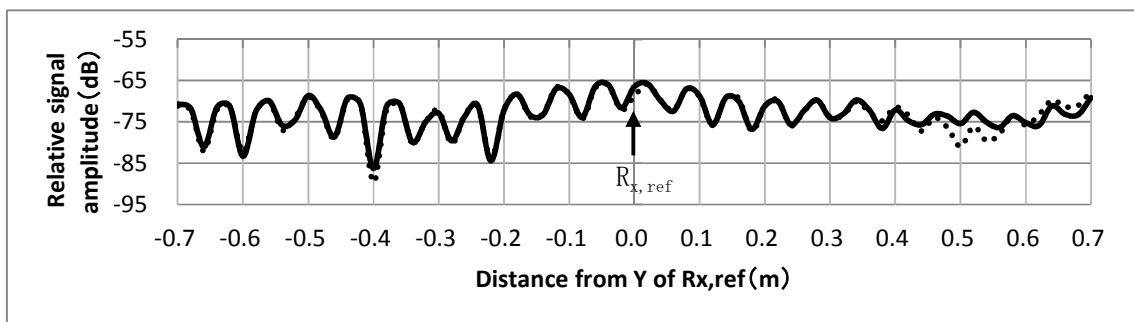
(b) Model room 4-1 [$R_{x,ref}①$:LOS] ;Y-axis



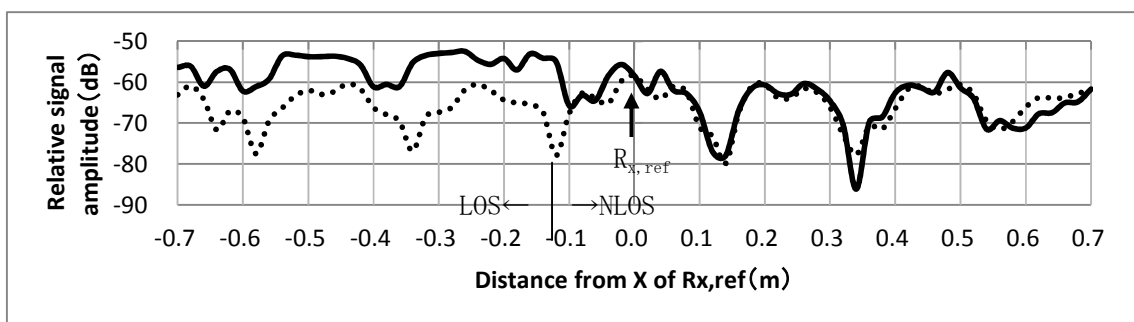
(c) Model room 4-1 [$R_{x,ref}②$:NLOS] ;X-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

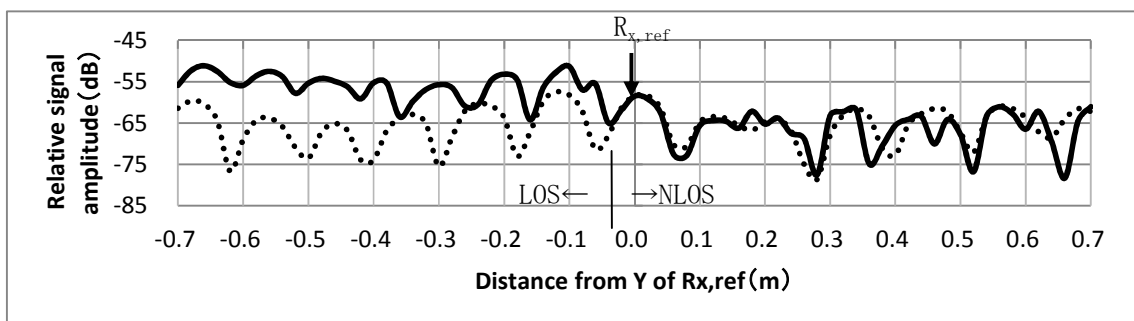
図 3-25 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 4-1)



(d) Model room 4-1 [$R_{x,ref}②$:NLOS] ;Y-axis



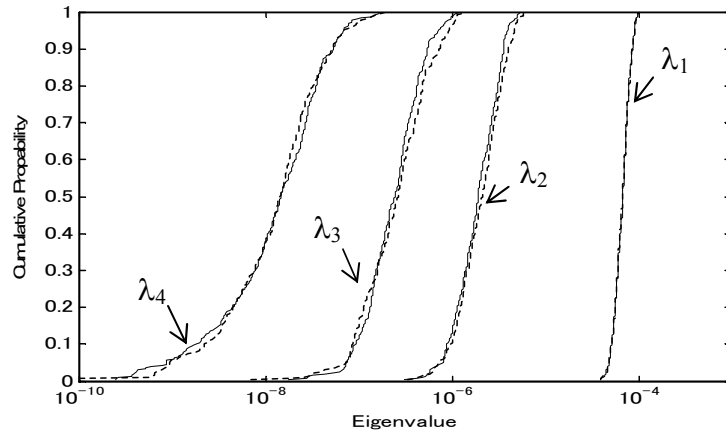
(e) Model room 4-1 [$R_{x,ref}③$:Border] ;X-axis



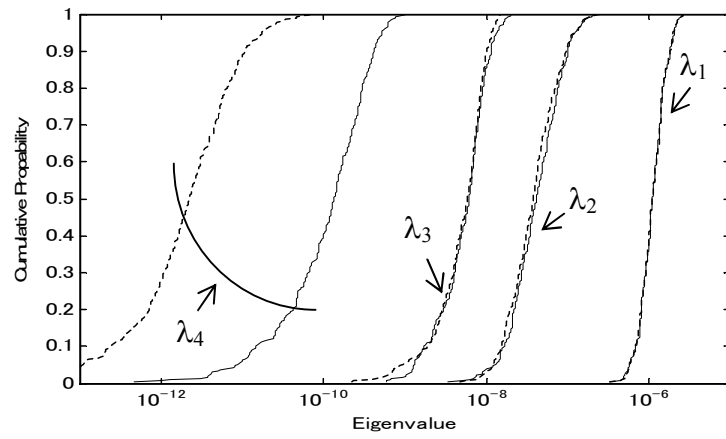
(f) Model room 4-1 [$R_{x,ref}③$:Border] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

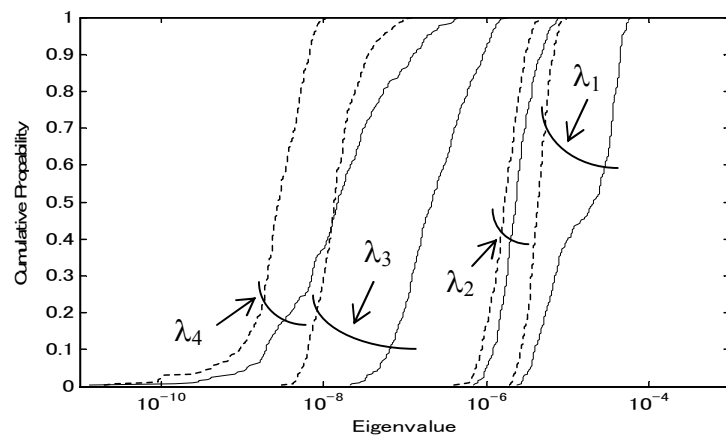
図 3-25 《続き》



(a) Model room 4-1 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{1}$:LOS]



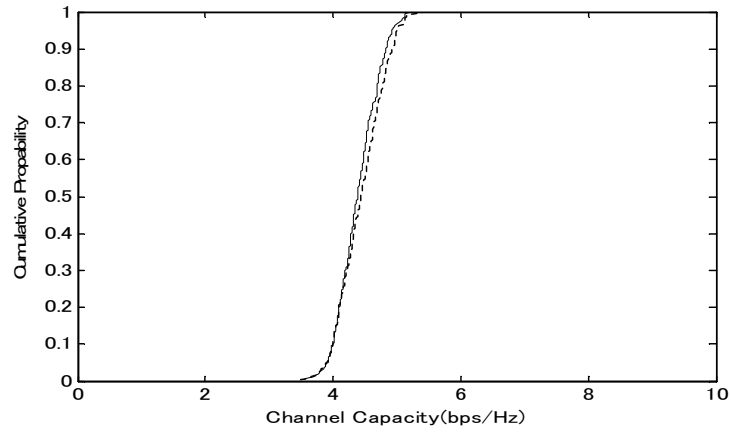
(b) Model room 4-1 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{2}$:NLOS]



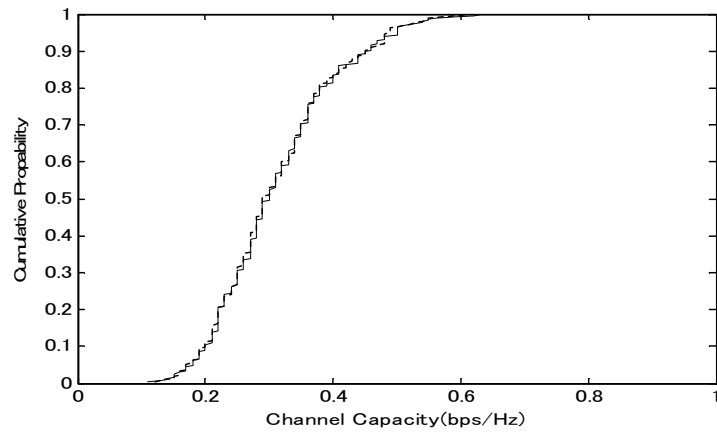
(c) Model room 4-1 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{3}$:Border]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

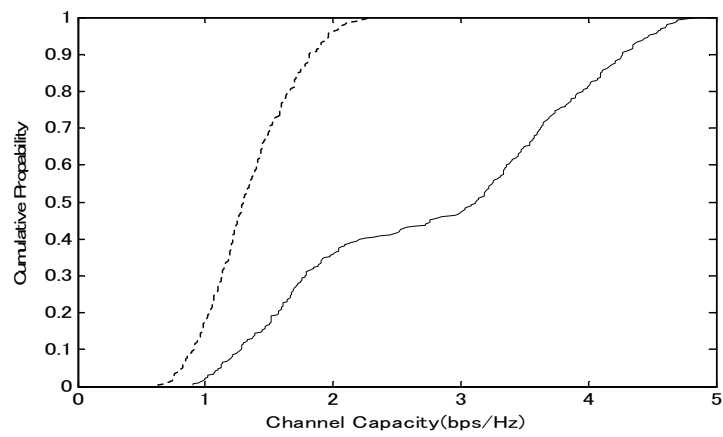
図 3-26 固有値分布の比較 (モデルルーム 4-1)



(a) Model room 4-1 [$R_{x,ref}$ ①:LOS]



(b) Model room 4-1 [$R_{x,ref}$ ②:NLOS]



(c) Model room 4-1 [$R_{x,ref}$ ③:Border]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-27 通信路容量の比較 (モデルルーム 4-1)

さらに、モデルルーム 4-1 のパーティションを含む全ての構成材料をコンクリート（厚さ 100mm）から金属反射物（同）に置換したモデルルーム 4-2 を作成して、同様の解析を行った。モデルルーム 4-2 の形状は 4-1 と同一であるので図は省略する。なお、送受信アンテナおよびレイトレーシング法（最大反射回数 3 回・回折回数 1 回）に関する条件についてはモデルルーム 4-1 と同一である。

モデルルーム 4-2 における受信強度の結果を図 3-28 に、固有値分布の比較を図 3-29 に、通信路容量の比較を図 3-30 に示す。

一連の結果から、受信エリアが見通し（LOS）と見通し外（NLOS）の境界に設定された場合（ $R_{x,ref}$ ③）、空間移動法の精度が著しく低下していることが分かる。この原因としては、直接波の有無が考えられる。図 3-25（e）、（f）および図 3-28（e）、（f）から、 $R_{x,ref}$ ③自体は見通し外（NLOS）の領域に位置しているため、同図を見ると、見通し（LOS）領域内でのレイトレーシング法に対する空間移動法の乖離が大きい。すなわち、屋内通信においては直接波の寄与が大きいため、直接波を含まない基準点でもって直接波を含む見通し領域をカバーすることは困難である（誤差が大きくなる）といえる。ただし、モデルルーム 4-1 と 4-2 を比較すると、後者の方が提案法の乖離はやや少ない。これは、モデルルーム 4-2 の構成が 6 面反射であるため、6 面コンクリート構成であるモデルルーム 4-1 と比べると直接波の寄与が小さいためと考えられる。また、図 3-26（c）および図 3-29（c）の固有値分布を見ると、第 1 固有値の曲線に変曲点が現れており、これは $R_{x,ref}$ ③を中心とする受信エリアは、「直接波を含む箇所」と「直接波を含まない箇所」の 2 つのグループが存在していることを示唆している。

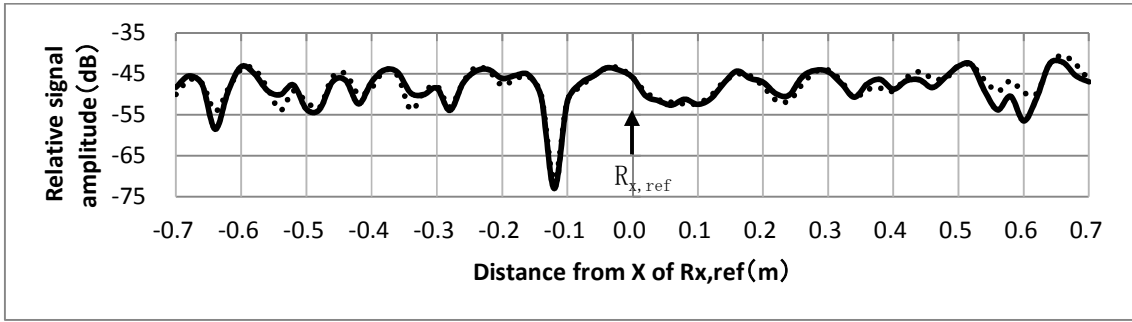
一方、 $R_{x,ref}$ ②を中心とする受信エリアについては、図 3-27（b）および図 3-30（b）の通信路容量については、空間移動法はレイトレーシング法とよく一致している。ただし、図 3-26（b）および図 3-29（b）の固有値分布を見ると、ともに第 4 固有値に誤差が見られる。この点を検証するため、モデルルーム 4-1 の $R_{x,ref}$ ②を中心とする受信エリアについて、レイトレーシング法を最大反射回数 3 回・回折回数 0 回の条件で同様の解析を実施した。このときの固有値分布の比較を図 3-31（a）に示す。この図から、回折波が無い条件では第 4 固有値の誤差が小さくなっていることが分かる。すなわち、壁面の反射波に比べると回折波に関しては空間移動法の精度が若干低下することを示唆している。

この点について、図 3-32 を用いて以下に説明する（同図では以下の説明に必要なパスのみを記している）。同図において、 $T_{x,ref}$ は送信側基準点、 $R_{x,ref}$ は受信側基準点、 R_{x-1} は $R_{x,ref}$ から X 軸方向に dX 離れた受信点である。 L_1 - P_1 - L_2 は、レイトレーシング法における $T_{x,ref}$ - $R_{x,ref}$ 間の壁面に関する 1 回反射波のパス経路である（ P_1 は反射点）。同様に、 L_3 - P_2 - L_4 は $T_{x,ref}$ - R_{x-1} 間の壁面に関する 1 回反射波のパス経路である（ P_2 は反射点）。そして、 L_5 は L_4 に該当する空間移動法のパスであり、 L_2 と平行である。ここまでの検証で明らかのように、到来角の数値について L_4 と L_5 の誤差は非常に小さい。一方、 L_6 - P_3 - L_7 は、レイトレーシング法における $T_{x,ref}$ - $R_{x,ref}$ 間のパーティションに関する 1 回回折波のパス経路である（ P_3 は回折

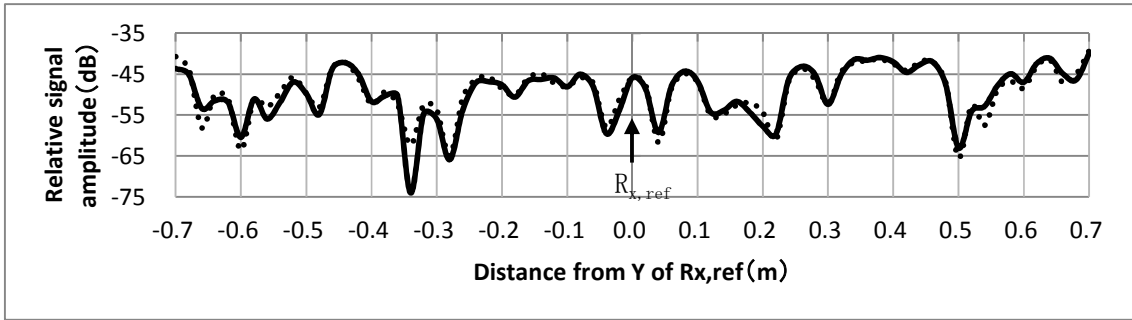
点)。同様に、 L_6 - P_3 - L_8 は $T_{x,ref} - R_{x_1}$ 間のパーティションに関する1回回折波のパス経路である。そして、 L_9 は L_8 に該当する空間移動法のパスであり、 L_7 と平行である。本論文のモデルルームの場合、レイトレーシング法においては、受信点が $R_{x,ref}$ から R_{x_1} に移動しても回折点 P_3 はX軸およびY軸方向に関しては不動である。しかしながら、空間移動法においては壁面の反射点の場合と同様にこの回折点が移動してしまうことになる($P_3 \rightarrow P_3'$)。その結果、図で示したように、 L_8 と L_9 の到来角の数値の誤差は壁面の反射波と比べて大きくなる。

一方で、前節3.2.3の室内に机を配置した部屋の解析においても回折回数を1回としているが、木製やコンクリート製机の場合は固有値分布における第4固有値の誤差は小さい(図3-22(b)、(c))。この理由としては、机を配置した部屋の解析においては受信エリアと机の位置関係上、「回折回数1回+(壁面での)反射回数0回」のパスが存在しないためと考えられる。すなわち、什器のエッジ等で回折を経たパスであっても、回折後受信点に到達する過程で壁面の反射を繰り返すパスについては、上記理由による誤差が緩和されてしまうことを示唆している。

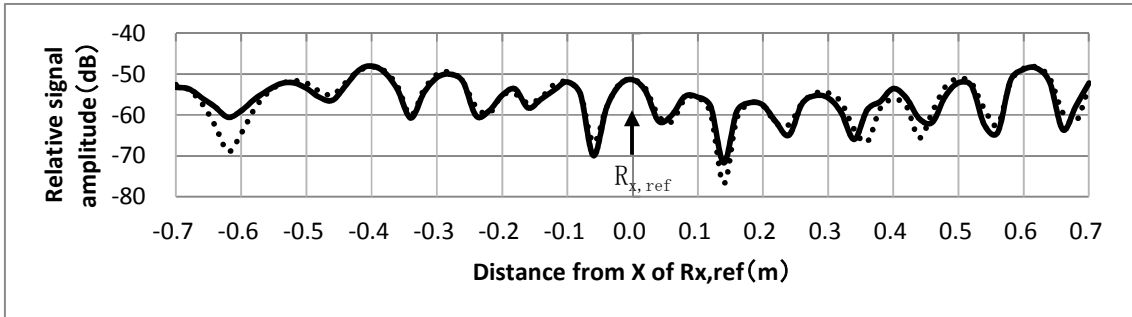
なお、図3-31(b)には、 $R_{x,ref}$ ③を中心とする受信エリアについて、最大反射回数3回・回折回数0回の条件の解析結果を併せて示した。図3-26(c)と比べると、上記の理由により、回折波が無い方が若干空間移動法の精度は向上している様子が伺えるが、このエリアはやはり直接波の有無の影響度が大きいことが分かる。



(a) Model room 4-2 [$R_{x,ref}①$:LOS] ;X-axis



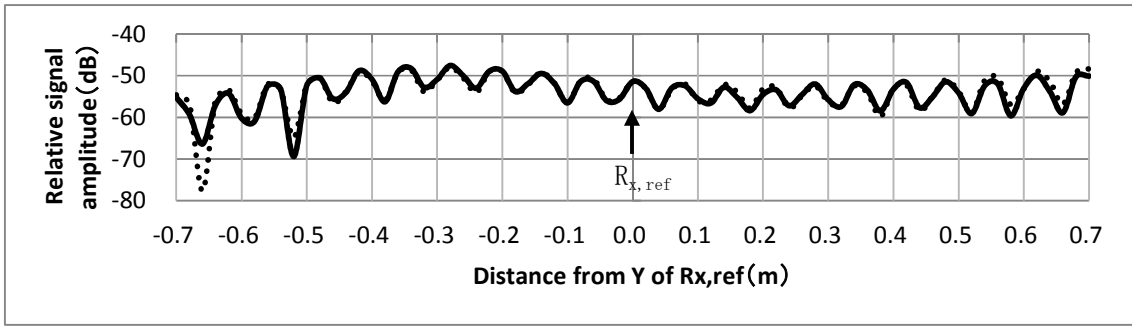
(b) Model room 4-2 [$R_{x,ref}①$:LOS] ;Y-axis



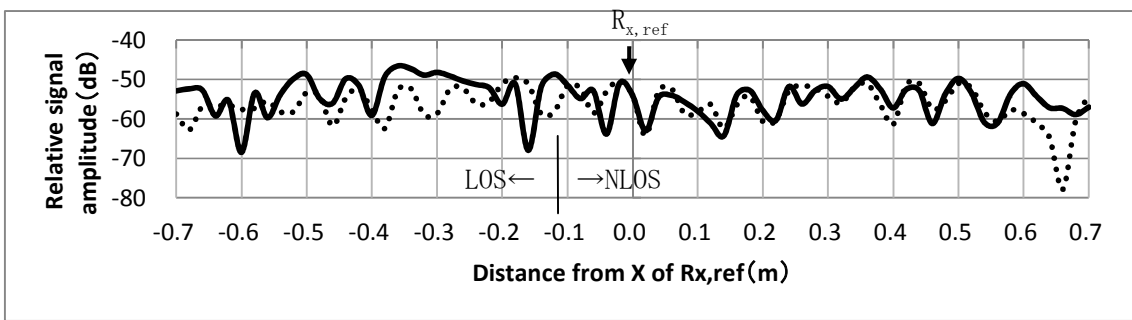
(c) Model room 4-2 [$R_{x,ref}②$:NLOS] ;X-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

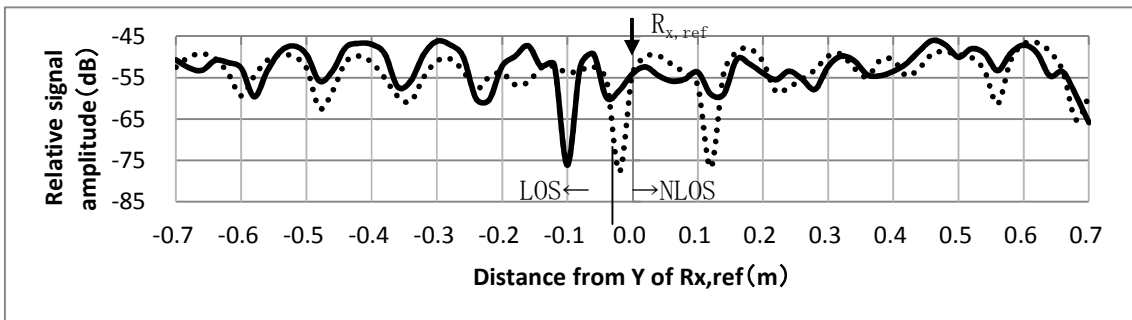
図 3-28 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (モデルルーム 4-2)



(d) Model room 4-2 [$R_{x,ref}②:NLOS$] ;Y-axis



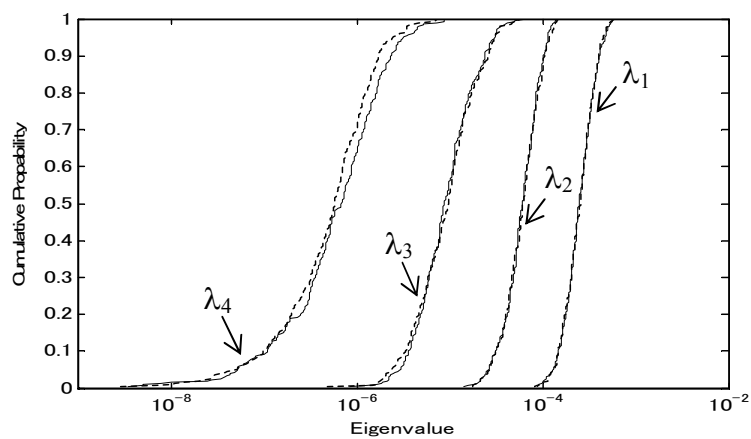
(e) Model room 4-2 [$R_{x,ref}③:Border$] ;X-axis



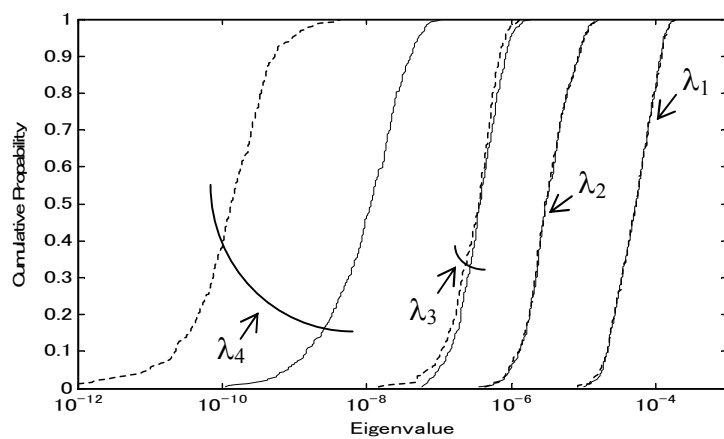
(f) Model room 4-2 [$R_{x,ref}③:Border$] ;Y-axis

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

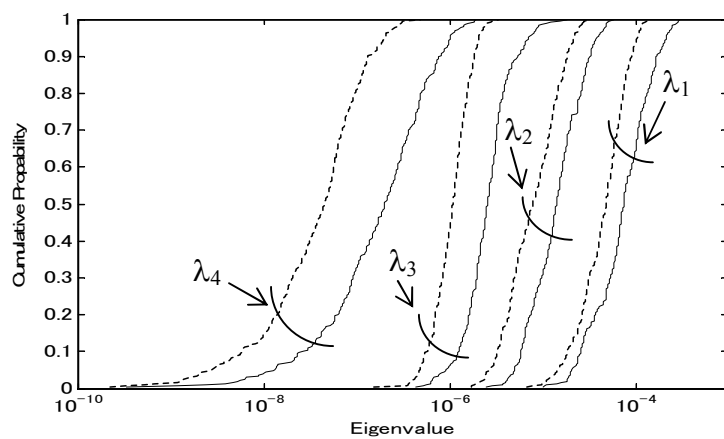
図 3-28 《続き》



(a) Model room 4-2 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{1}$:LOS]



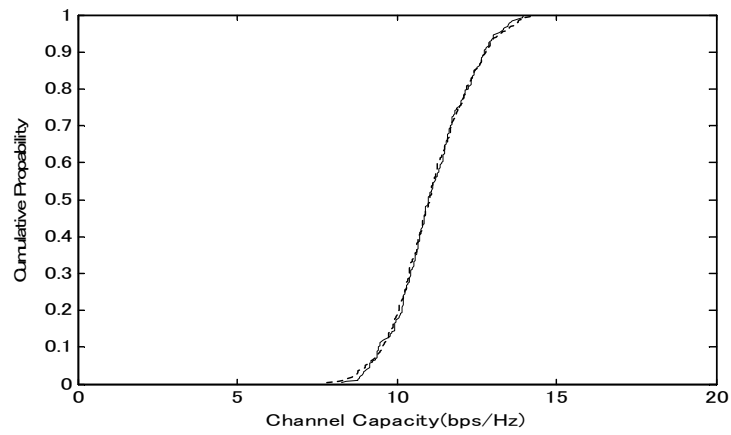
(b) Model room 4-2 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{2}$:NLOS]



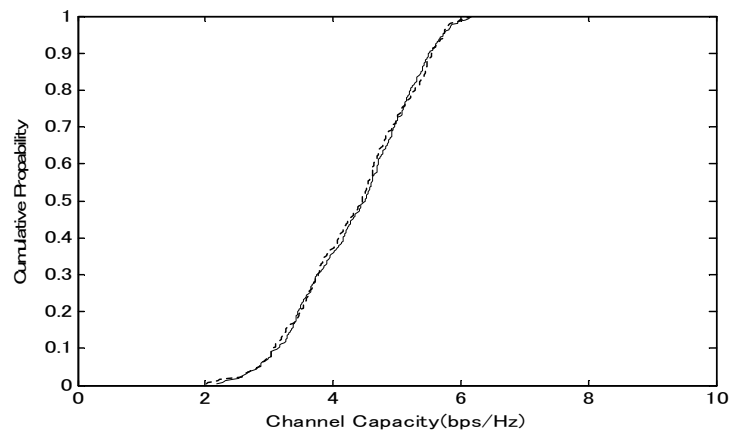
(c) Model room 4-2 [$R_{x, \text{ref}} \textcircled{3}$:Border]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

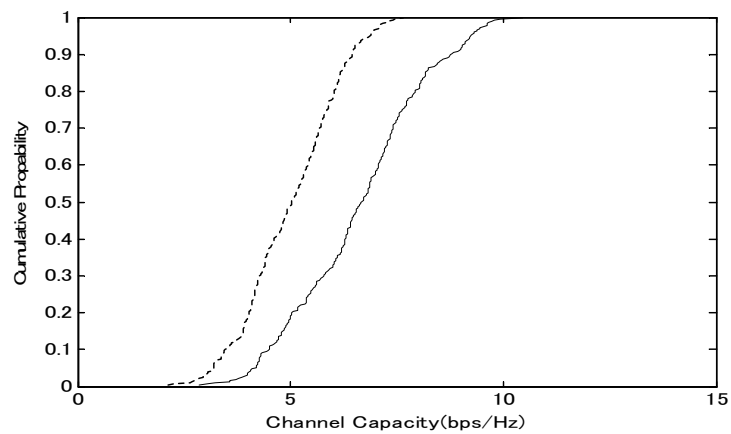
図 3-29 固有値分布の比較 (モデルルーム 4-2)



(a) Model room 4-2 [$R_{x,ref}$ ①:LOS]



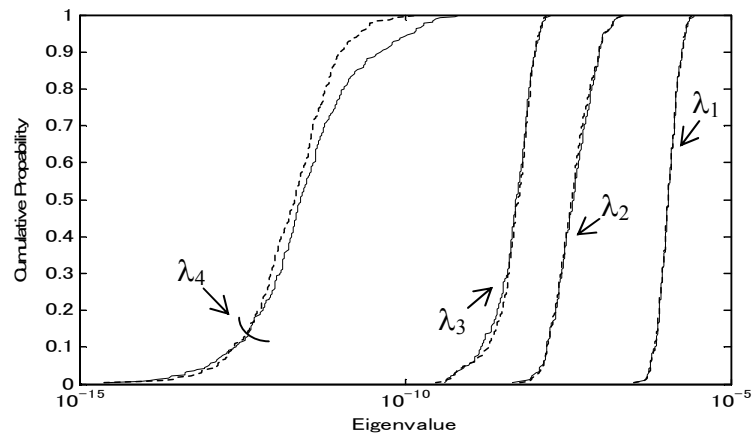
(b) Model room 4-2 [$R_{x,ref}$ ②:NLOS]



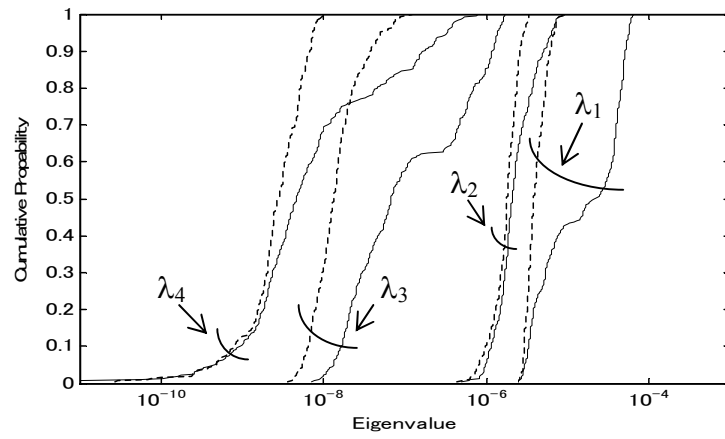
(c) Model room 4-2 [$R_{x,ref}$ ③:Border]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-30 通信路容量の比較 (モデルルーム 4-2)



(a) Model room 4-1 [$R_{x, \text{ref}} \text{②:NLOS}$]



(b) Model room 4-1 [$R_{x, \text{ref}} \text{③:Border}$]

— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-31 固有値分布の比較 (モデルルーム 4-1、回折波無し)

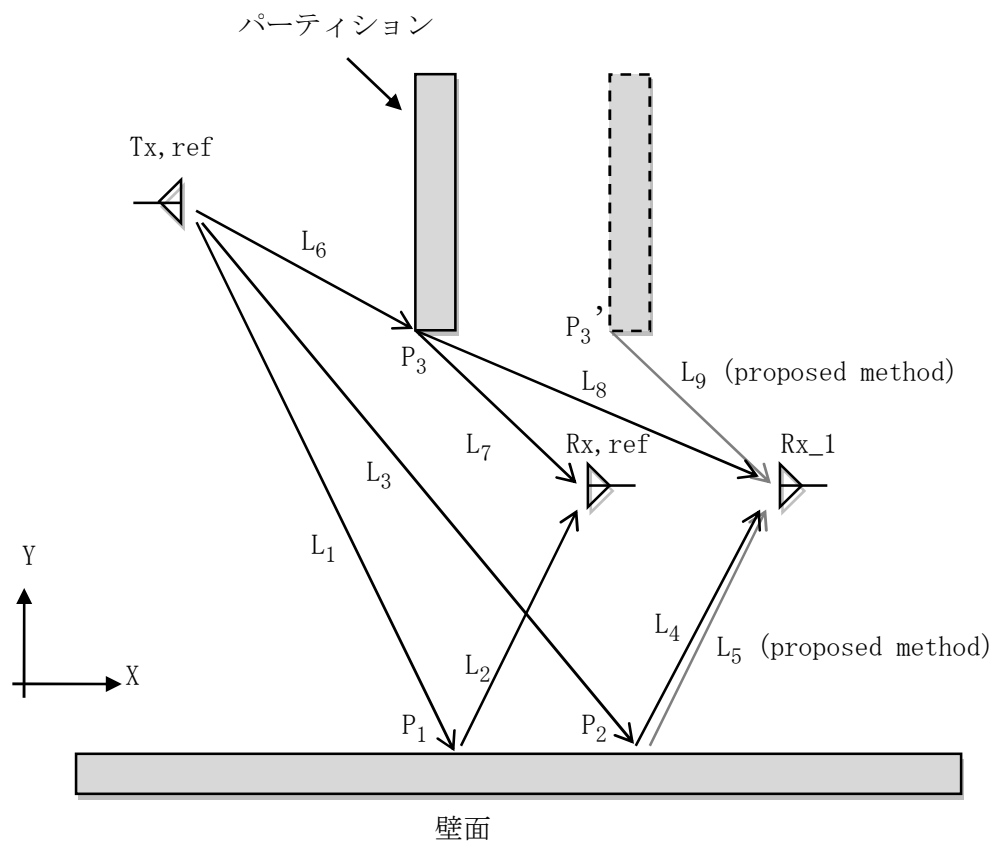


図 3-32 レイトレーシングと空間移動法における壁面反射波と回折波の経路の違い

3. 1. 3 空間移動法による計算時間短縮の評価

ここでは、一連のモデルルームに関して、各受信エリアにおける4×4MIMOチャネルの相関行列の固有値分布を算出するために要した計算時間について、レイトレーシング法と空間移動法とを比較検討する。表3-4に計算に使用したコンピュータ（2台）の性能を、表3-5に各々の計算時間の一覧を示す。

第2章でも述べたように、レイトレーシング法の計算時間は、最大反射回数や回折回数が増えると増大する。さらに、室内に什器等が設置されて「面の総数」が増加することによっても計算時間は長くなる。表3-5の結果から分かる通り、レイトレーシング法では計算時間が1日以上かかるケースでも、空間移動法を用いれば1時間未満で済む。

さらに、次章で述べるように、複数の受信エリアを解析しようとする場合は空間移動法による計算時間の短縮効果はさらに顕著になる。

表3-4. コンピュータ（2台）の性能

	コンピュータ①	コンピュータ②
OS	Windows XP 64bit	Windows 7 64bit
CPU	Intel(R) Xeon(R) @3.16GHz	Intel(R) Core(TM) i5 @3.33GHz
メモリ	3.25GB	4.00GB

表3-5. 各モデルルームにおける計算時間

No.	部屋の構成	最大反射回数 (回)	回折回数 (回)	計算時間 (時間)	
				レイトレーシング ^a	空間移動法
1-1, 1-2, 1-3	空	3	0	12	0.2
2-1, 2-2	空	5	0	48	0.6
2-3, 2-4	空、窓ガラス2面	3	0	12	0.2
3-1, 3-2, 3-3	机2個	3	1	24	0.4
3-4	机4個	3	1	42	0.5
4-1, 4-2	パーティション	3	1	18	0.3

3. 1. 4 空間移動法の屋内環境評価への応用

この節では、空間移動法の応用例を検討する。ここでは、天井・床・壁 4 面が前述の金属反射物（厚さ 100mm）で構成された $H3m \times 20m \times 20m$ のモデルルーム 5-1 を作成し、空間移動法を用いて同部屋の通信路容量の分布を求める。次に、このモデルルームの一部の壁面を金属反射物から電波吸収体に置き換えた場合（前述のモデルルーム 2-1）の通信路容量の分布の変化を算出した。

モデルルーム 5-1 において、空間移動法を用いた 4×4 MIMO 通信の屋内環境評価を行った。受信アンテナの受信エリア（ $720mm \times 720mm$ の正方形、 $Z=1m$ 、正方形の中心が受信側アレーの中心点： $R_{x,ref}$ ）を室内の計 25 か所に設定して、それぞれの地点において空間移動法に基づく解析を実施して各受信エリアの平均通信路容量を算出した。なお、送信側基準点 $T_{x,ref}$ の XYZ 座標は、(8, 12, 2) [単位：m] とした。モデルルーム 5-1 の概略と受信エリアおよび $T_{x,ref}$ の配置を図 3-33 に示す。

そして、モデルルーム 5-1 の平均通信路容量の分布を図 3-34 に示す。なお、 $T_{x,ref}$ と $R_{x,ref}$ の間でのレイトレーシング解析の条件は最大反射回数 5 回とした。また、通信路容量を求める (14) 式における η は、前節と同じ値を基準として用いた。すなわち、 η については受信エリア毎にその値を変えず一定とし、受信強度の変化が通信路容量に反映するようにした。

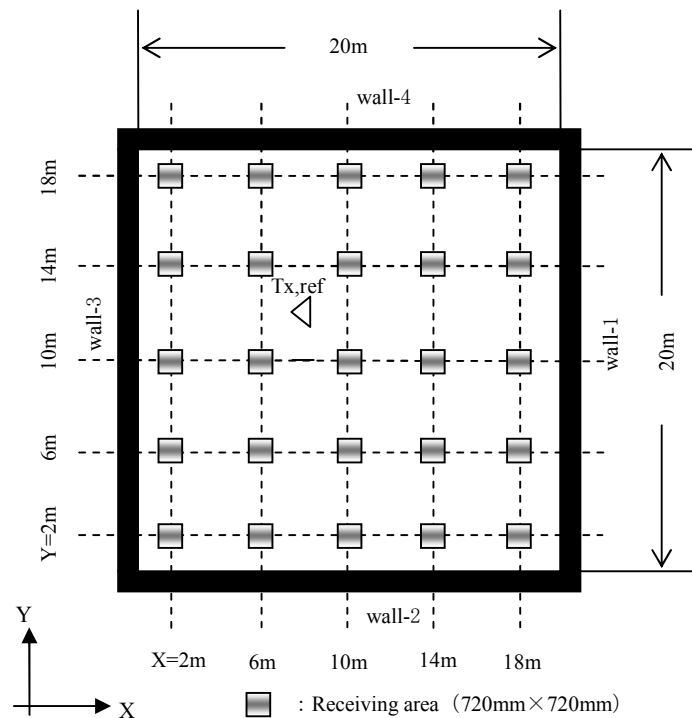


図 3-33 モデルルーム 5-1 (6 面反射) における受信エリアの位置 (25 エリア)

次に、モデルルーム 2-1 と、モデルルーム 2-1 において天井面と Wall-2 を金属反射物から電波吸収体に置き換えた 3 面反射・3 面吸収の部屋（前章のモデルルーム 2-2）について、同様の解析を行った。さらに、前述のモデルルーム 1-3（6 面コンクリート）についても解析を実施した。これら 3 個のモデルルームの各受信エリアの平均通信路容量の分布を図 3-35 に示した。

なお、本節の環境評価に関しては、1 個のモデルルームに要する計算時間は数時間であるが、同等の解析をレイトレーシング法のみで実行しようとするならば 1 カ月以上かかることになる。

図 3-34 と 3-35 より、屋内環境における MIMO 伝送の通信路容量の空間分布状態は、壁面の構成材料に大きく依存することが分かる。室内の遅延の視点から見るとモデルルーム 1-3（遅延スプレッドの平均値：25nsec）とモデルルーム 2-2（同：31nsec）は近い環境にあるが、双方の壁面の材料の性能と配置が異なるため、通信路容量の分布状態は異なる。また、遅延スプレッドの高い環境すなわち高反射環境の部屋の方が通信路容量の数値は全体的に高い。これは、通信路容量を決定する因子の一つとして電界強度が上げられるためであり、かつ遅延スプレッドが大きくなると、その電界強度が上がるためである。この点について、図 3-36 で示す。同図は、モデルルーム 2-1 について Y=6m ラインに関してさらに詳細に解析した結果である。ここでは、720mm×720mm サイズの受信アンテナの移動エリアを Y=6m ライン上において 1m ピッチで移動させている。図中の 2 乗平均電界強度は、4 本の送信アンテナ（位置固定）と各エリア内の受信アンテナ単体のポイント総数 381 個（=19²）における各々 1 対の送受信アンテナ間のパス情報から求まる。通信路容量と 2 乗平均電界強度の場所による変動の様子を見ると、両者はよく一致していることが分かる。

なお、本節は、空間移動法によって計算時間の短縮化が可能になったことのデモンストレーションとして、このような大規模な評価ができることを示す意味で解析結果を呈示した。屋内伝搬環境の定量的評価については、今後環境設定を含めてより詳細な検討が必要である。

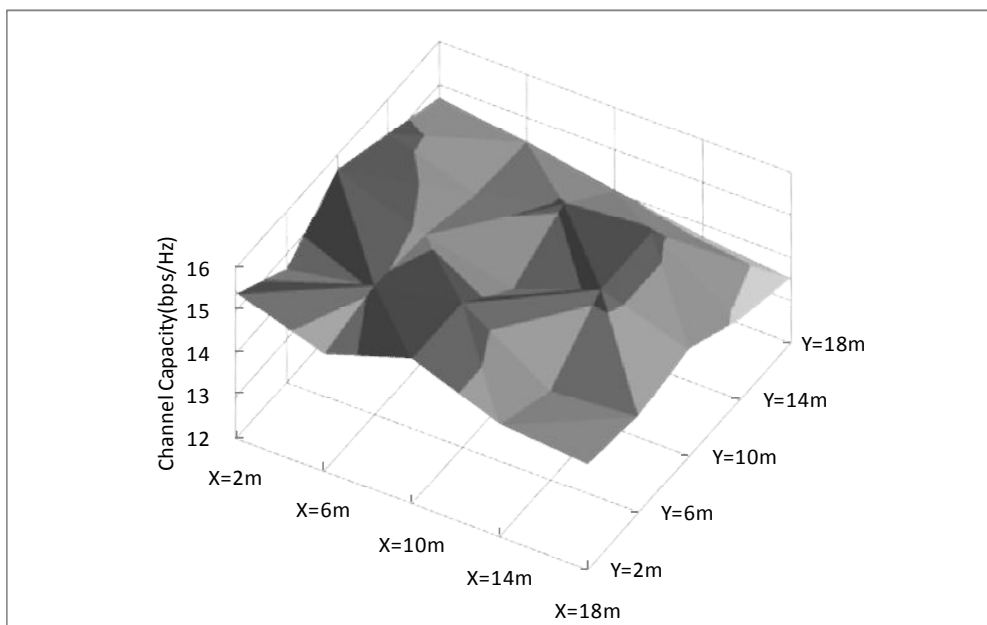
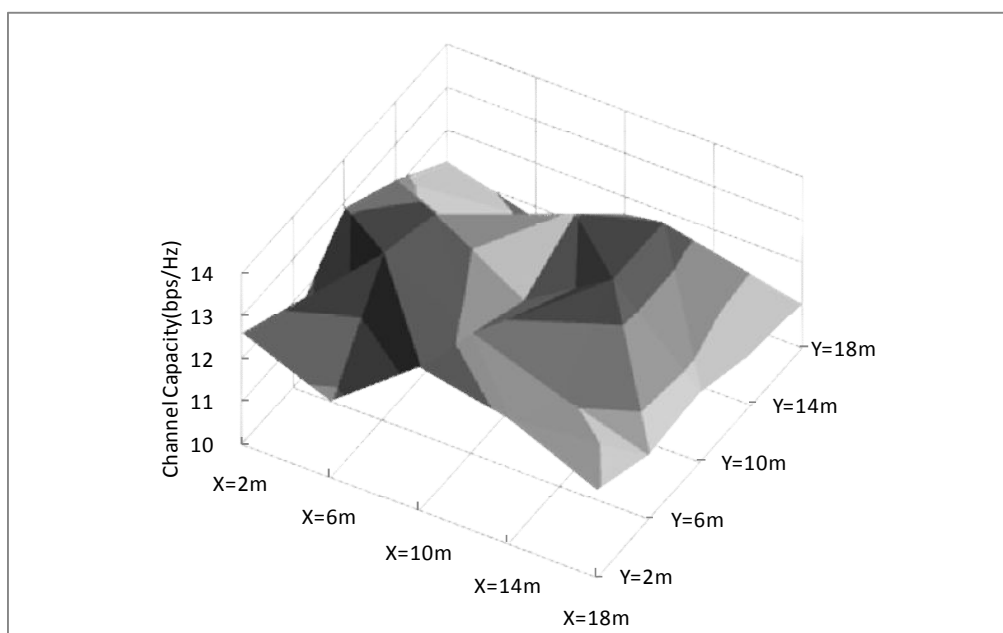
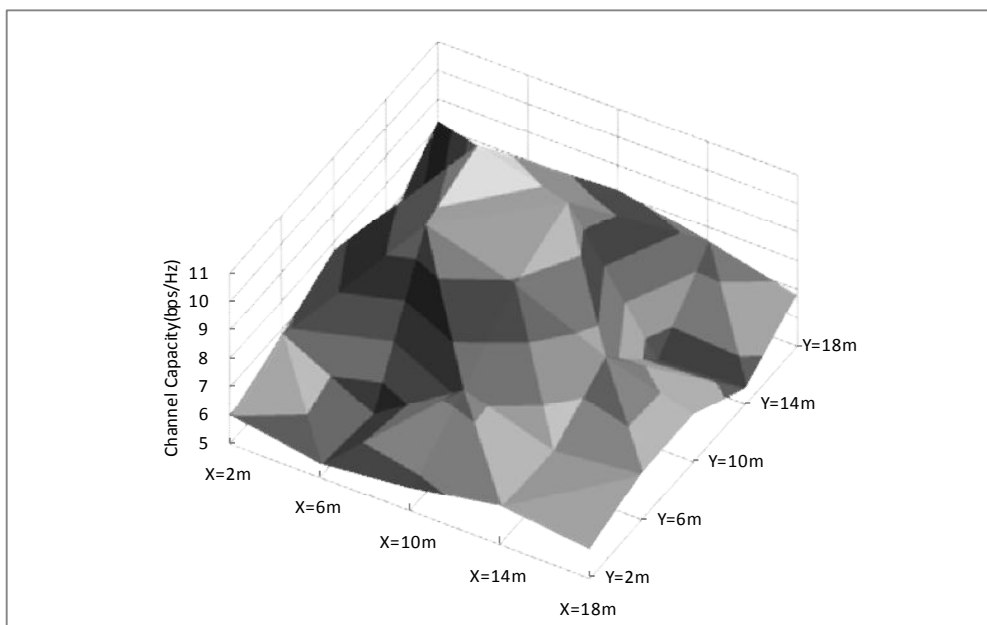


図 3-34 モデルルーム 5-1 (6 面反射) における各受信エリアの平均通信路容量の分布

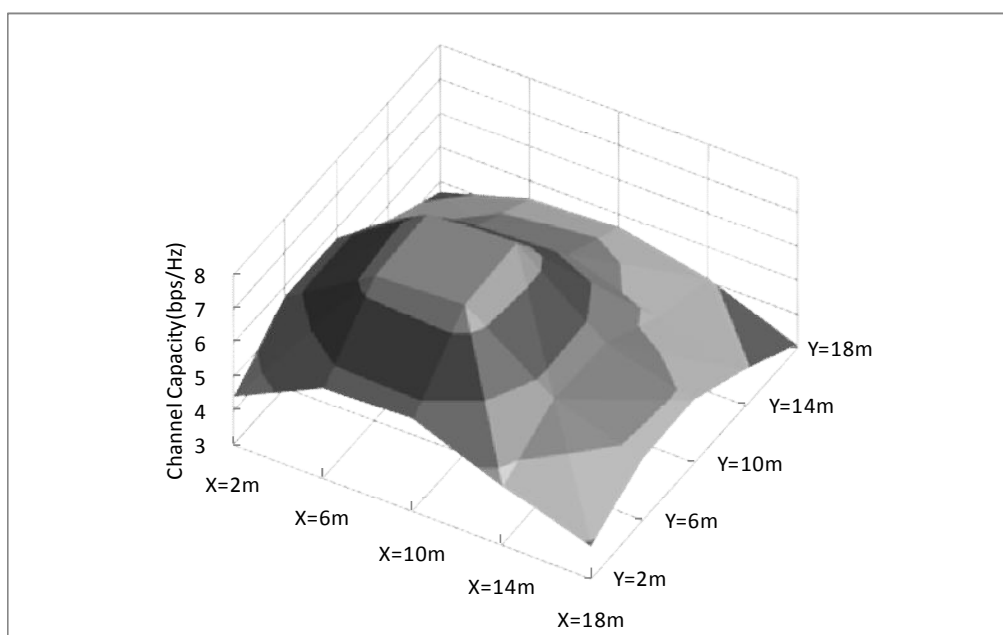


(a) Model room 2-1 [empty ;5 metal walls and 1 absorber wall]

図 3-35 モデルルーム 2-1、2-2、1-3 における各受信エリアの平均通信路容量の分布



(b) Model room 2-2 [empty ;3 metal walls and 3 absorber walls]



(c) Model room 1-3 [empty ;6 concretes]

図 3-35 《続き》

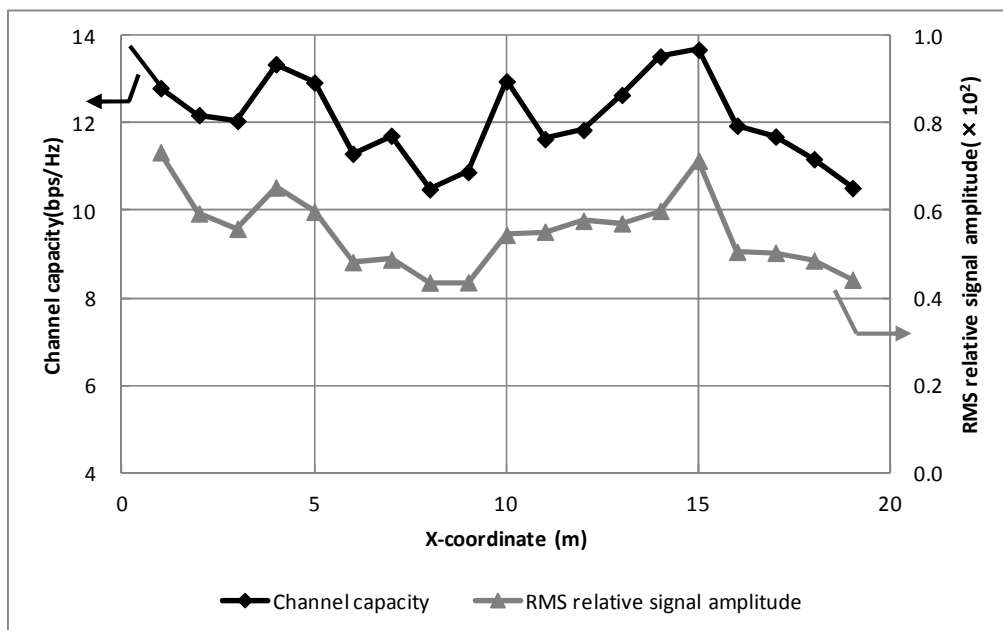


図 3-36 モデルルーム 2-1 における平均通信路容量とエリアの 2 乗平均電界強度

3. 2 周波数移動による簡易推定手法

3. 2. 1 周波数移動法について

無線 LAN の帯域幅やさらに幅広い帯域を使用するコグニティブ無線を考えると、空間領域だけではなく周波数領域における伝搬チャネル特性を把握することも必要となる[25]、[26]。そこで本節では、前節の空間移動法をベースとしてこれを周波数領域に拡張した MIMO 伝搬チャネルの簡易計算手法を提案し、その精度評価を行う。なお、この提案手法を周波数移動法 (Frequency Movement) と称することとする。

ここで、ある送受信点での周波数特性を考える。2. 3 の式 (18) から、基準周波数 f_0 に対する周波数 f での周波数伝達関数 T は次式で表される。

$$\tilde{T}(f) = F\{H^{(f_0)}(t)\} = \sum_{i=1}^L A_i^{(f_0)} e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_i} \quad (24)$$

式 (24) を「周波数移動法・第一段階 (first-stage)」とする。

しかしながら、この式においては、周波数が $f=f_0$ から $f=f_0+\Delta f$ に変化した場合のチャネル特性として、以下の 3 点が考慮されていない。

- i) 送受信アンテナの利得が評価周波数範囲で一定とする仮定における伝搬損の周波数依存性 (Friis の伝達公式における $1/f$ ファクタ)
- ii) 行列 A_i の要素の空間距離に対する位相差の周波数特性
- iii) 反射係数や回折係数の周波数特性

本研究では、広帯域チャネル評価の目標として $|\Delta f|/f \leq 0.1$ 程度を想定する。その場合、iii) の影響は i)、ii) に対して小さいので、次の段階として、まず i) を考慮して以下の式を提案式とする。

$$T(f) = \frac{f_0}{f} \sum_{i=1}^L A_i^{(f_0)} e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_i} \quad (25)$$

式 (25) を「周波数移動法・第二段階 (second-stage)」とする。ここで、 $f=f_0+\Delta f$ である。さらに、ii) も考慮に入れた次式を「周波数移動法・最終段階 (final-stage)」とする。

$$T(f) = \frac{f_0}{f} \sum_{i=1}^L A_i^{(f)} e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_i} \quad (26)$$

3. 2. 2 周波数移動法による簡易推定の精度評価

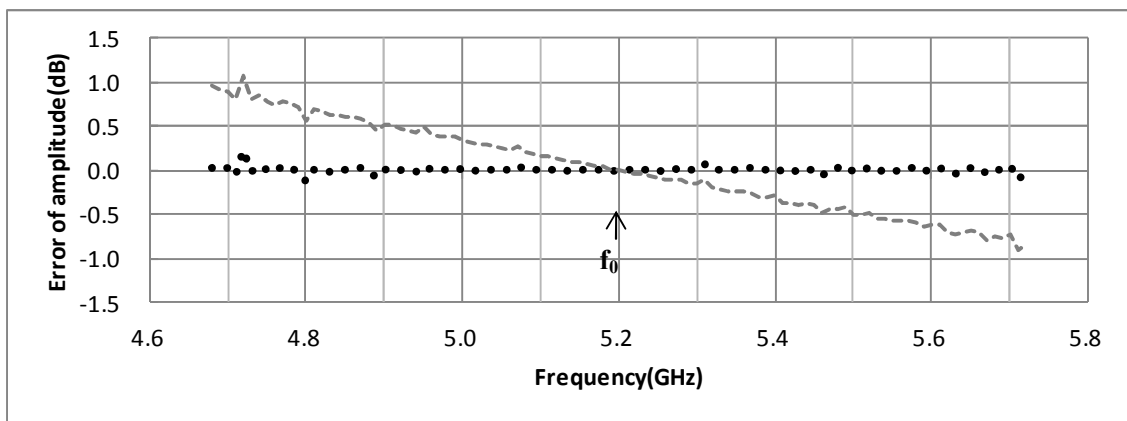
基準周波数におけるパス情報を用いて周波数変化の MIMO 特性を評価するために、以下の 3 個のモデルルームを用いた。内訳は、前節で用いたモデルルーム 1-3（コンクリート製の「空」の部屋：サイズ H3m×20m×20m）、モデルルーム 4-1（モデルルーム 1-3 の室内に高さ 3m のパーティションを設置）、およびモデルルーム 4-1 においてパーティションの高さを 1.7m とした部屋（これをモデルルーム 4-3 とする）である。

そして、送信側基準点 $T_{x,ref}$ の条件はモデルルーム 1-3 および 4-1 と同一とする。さらに、受信側基準点 $R_{x,ref}$ の条件については、モデルルーム 1-3 と 4-1 では表 3-3 および図 3-24 に示した $R_{x,ref}$ ②に、モデルルーム 4-3 では $R_{x,ref}$ ①および $R_{x,ref}$ ②に設置した場合について各々解析を行った。なお、モデルルーム 4-3 において $R_{x,ref}$ ①の場合は LOS、 $R_{x,ref}$ ②の場合は NLOS である。また、基準周波数は 5.2GHz とし、周波数の変動については下限を 4.68GHz、上限を 5.72GHz、刻み幅を 10MHz とした。アンテナは半波長ダイポールアンテナである。

(A) 受信強度の検証

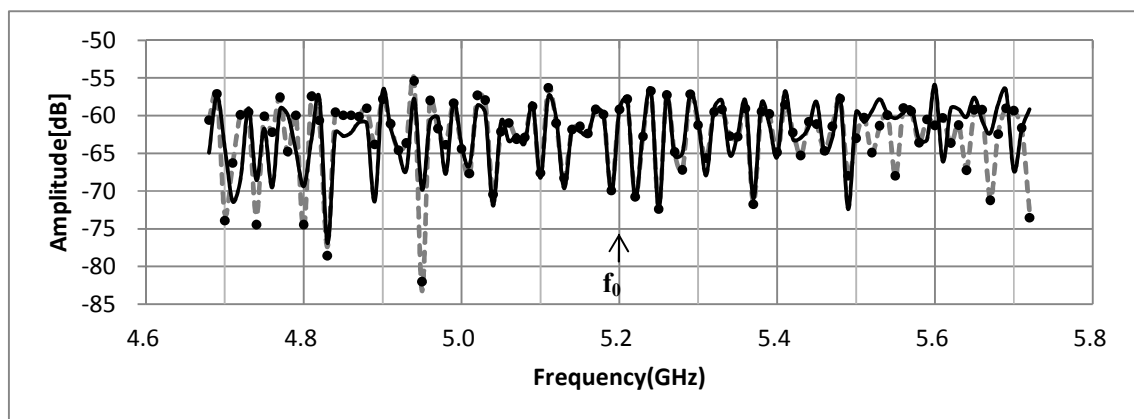
最初に、モデルルーム 1-3 を対象とし上記の周波数範囲において、 $T_{x,ref}$ と $R_{x,ref}$ の間でのレイトレーシング計算を実施する。なお、このアンテナの設置位置を Position-1 とする。レイトレーシングの条件は、最大反射回数 3 回・回折回数 1 回である。そして、得られたパス情報から、基準点において基準周波数から離れた周波数での受信強度がどの程度に正確に推定できるかの確認を行う。具体的には、レイトレーシング解析から得られた数値に対する「周波数移動法・第一段階 (first-stage)」もしくは「周波数移動法・第二段階 (second-stage)」から得られた数値を比較して、これらの誤差を算出する。解析結果を図 3-37 に示す。同図から、前述の i) を考慮することによって、周波数移動法の精度が向上することが分かる。

次に、 $T_{x,ref}$ から Y 軸正方向に 100mm 離れた点 $T_{x,100}$ と $R_{x,ref}$ から Y 軸正方向に 100mm 離れた点 $R_{x,100}$ とを対象として、同様のレイトレーシング計算を実施する（この位置を Position-2 とする）。そして、前述の Position-1 で得られたリファレンスデータを適用して周波数移動法の解析を実施する。その際、「周波数移動法・第二段階 (second-stage)」と「周波数移動法・最終段階 (final-stage)」の双方で行い、両者を比較する。なお、送受信側ともに「位相 100mm の変動」の部分の計算に関しては前節の空間移動法の式 (20)、(21) を適用する。各計算法による受信強度およびレイトレーシング法に対する周波数移動法の誤差を図 3-38 に示す。同図から、リファレンスポイントから離れた地点では、i) だけでは誤差が大きく、ii) も考慮する必要があることが分かる。よって、これ以降は「final stage」をもって周波数移動法とする。



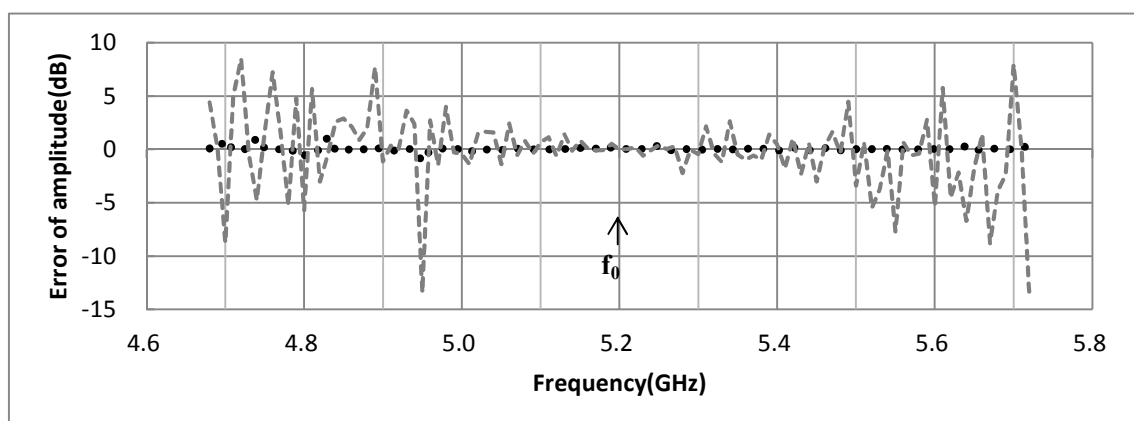
---- Frequency Movement-1st stage Frequency Movement-2nd stage

図 3-37 モデルルーム 1-3 ・Position-1 における周波数移動法の受信強度誤差



— Ray tracing ---- Frequency Movement-2nd stage Frequency Movement-final stage

(a) 受信強度



---- Frequency Movement-2nd stage Frequency Movement-final stage

(b) 受信強度の誤差

図 3-38 モデルルーム 1-3 ・Position-2 における周波数移動法の受信強度とその誤差

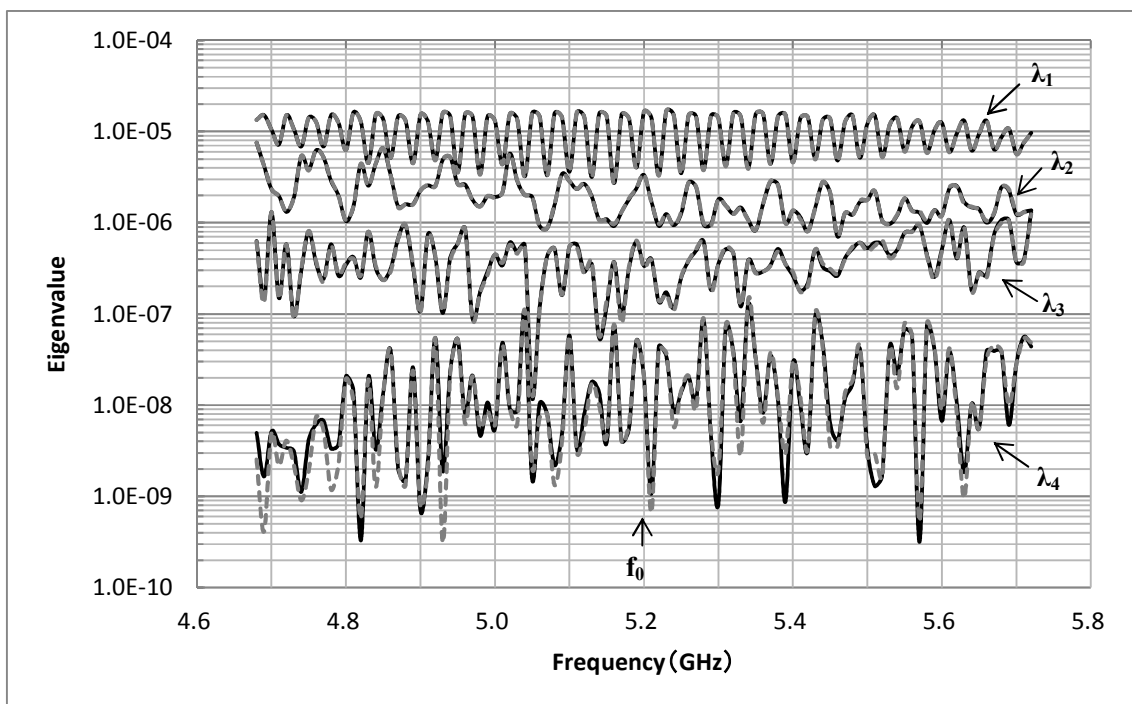
(B) チャネル特性の固有値分布

次に、一連のモデルルームに関して、前節と同様、 4×4 MIMO 構成のアレーアンテナにより、チャネルの相関行列 $\mathbf{H}$ ($= \mathbf{T}(0) \mathbf{T}(0)^H$: 上付文字 H は複素共役転置) の固有値分布の周波数移動による統計値を、周波数移動法およびレイトレーシング法について求め比較検討する。

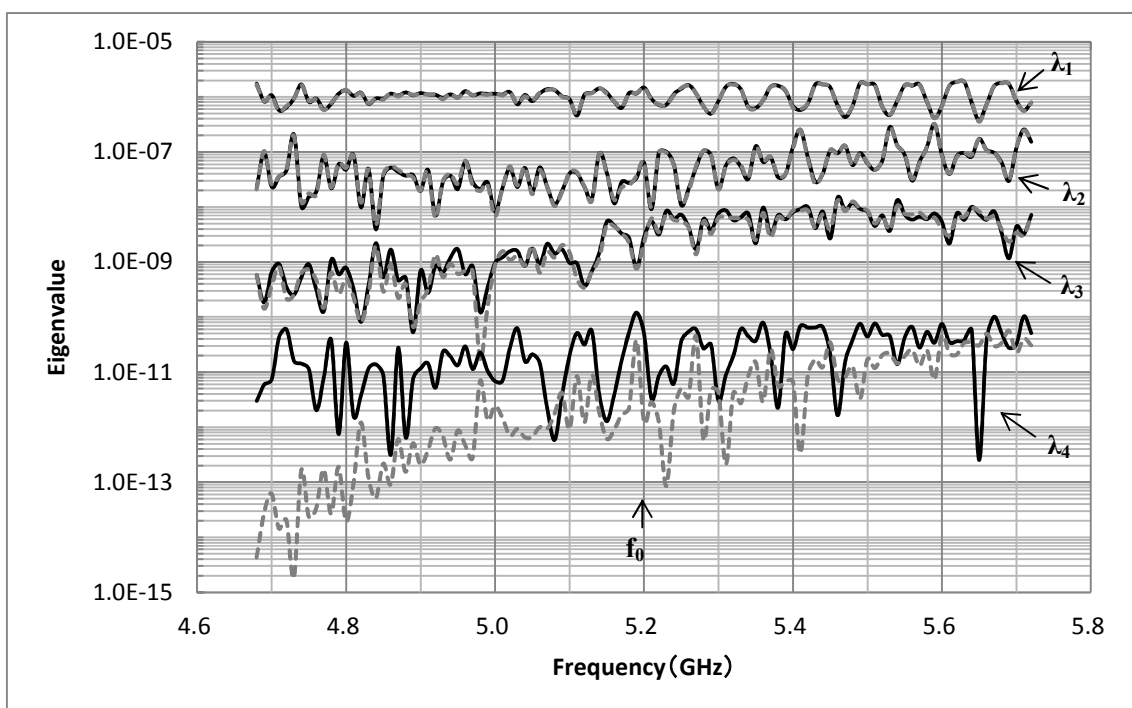
送受信ともに 4 本のアンテナ素子は Y 方向直線状等間隔配置とし、素子間隔は 40mm とした。また、送信側に関してアレーの中心点を $T_{x,ref}$ に置き、同様に受信側に関してアレーの中心点を $R_{x,ref}$ に置いた。なお、周波数移動法の計算に際して、 $T_{x,ref}$ と $R_{x,ref}$ のデータから 4×4 アレーアンテナのデータを算出する方法は、前述の空間移動法の計算式 (22) および (23) に準ずる。

各モデルルームに関する周波数毎のチャネル行列の各固有値の結果を図 3-39 に示す。なお、前節と同様ここでも送信電力 1W としている。同図から、モデルルーム 4-1 を除いて対象とする全周波数領域において、レイトレーシング法に対して周波数移動法は非常に良く一致していることが分かる。モデルルーム 4-3 においては多数の回折波が存在する。回折波の計算においては回折係数が必要となるが、UTD (Uniform Geometric Theory of Diffraction) の原理から、送受信アンテナの位置や周波数が変化すれば回折係数の値は変化する。これに対し、周波数移動法ではその機構上回折係数を定数 (基準点における基準周波数での数値) とせざるを得ない。したがって、回折係数はレイトレーシング法に対する周波数移動法の誤差の一要因であるといえる。しかしながら、図 3-39 の結果から、この要因から生じる誤差の程度は非常に小さいことが分かる。また、モデルルーム 4-1 に関しても第 4 固有値では誤差が見られるものの、第 1~3 固有値については誤差が小さい。

本節では、屋内通信を対象として、レイトレーシング法の結果を伝搬チャネルモデルに組み入れた周波数領域での MIMO 伝送特性の簡易手法 (周波数移動法) を提案して、その評価を行った。その結果、ある一定の周波数におけるチャネルのインパルス応答行列のフーリエ変換によって得られるチャネルの伝達関数のみに基づく手法では、その精度は不十分であり、前述の i) 及び ii) の項目を導入することによって精度が向上することが分かった。



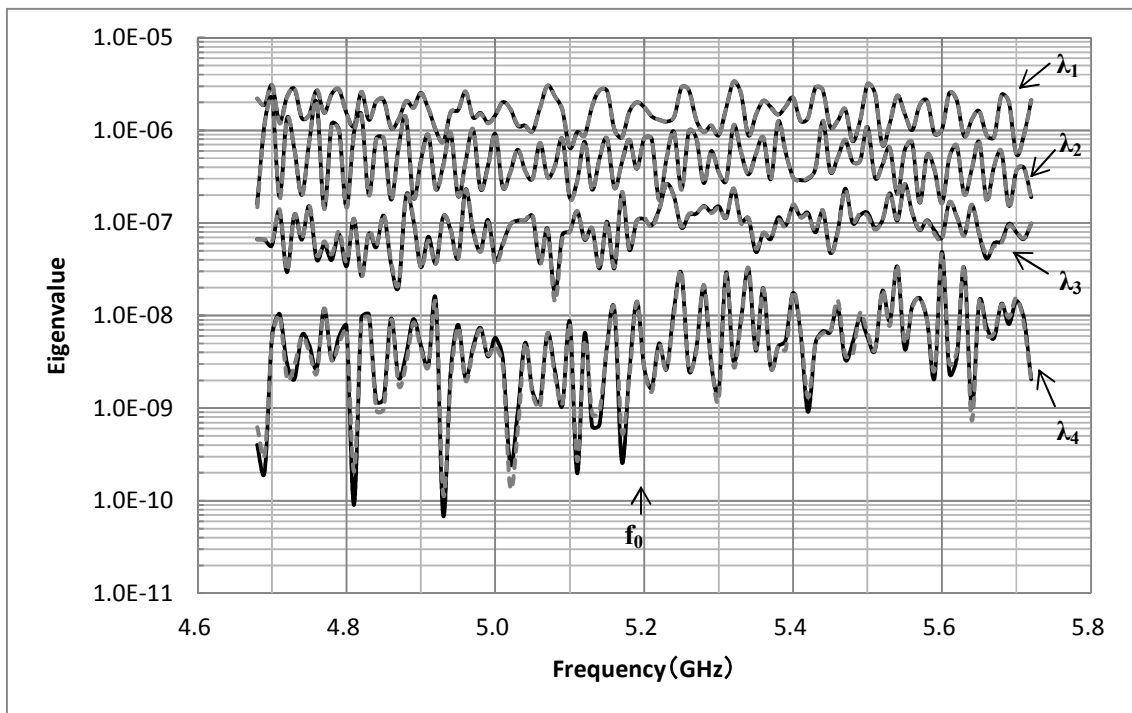
(a) Model room 1-3 [empty]; $R_{x,ref} \textcircled{2}$



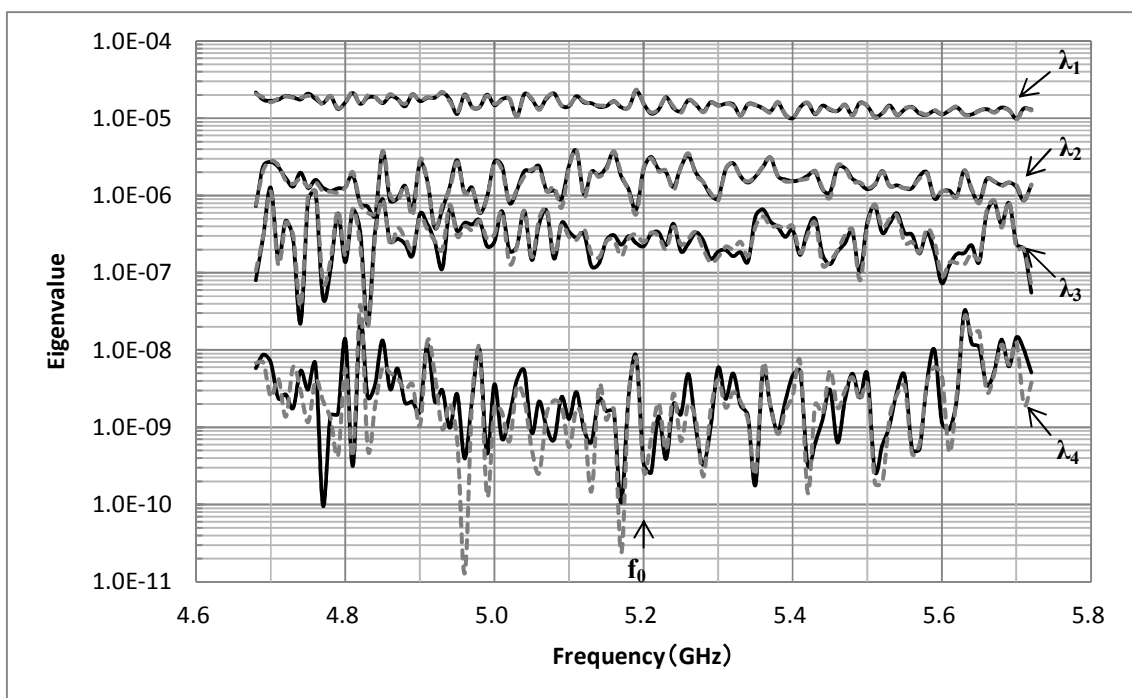
(b) Model room 4-1 [partition-H3.0m]; $R_{x,ref} \textcircled{2}$

— Ray tracing --- Frequency Movement-final stage

図 3-39 各モデルルームにおける周波数毎のチャンネル行列の固有値



(c) Model room 4-3 [partition-H1.7m]; $R_{x,ref}②$



(d) Model room 4-3 [partition-H1.7m]; $R_{x,ref}①$

— Ray tracing --- Frequency Movement-final stage

図 3-39 《続き》

3. 3 クロネッカーモデルによる簡易推定手法

3. 3. 1 クロネッカー法について

前節までは、無線通信の電波伝搬特性を簡易的に推定する手法として、平面波近似法に基づいた空間移動法を中心に述べてきた。ここでは、これとは別の視点に立った簡易推定手法として、レイトレーシング法にクロネッカーモデルを組み込んだ手法を提案する。以後、この提案手法を「クロネッカー法」と呼び、以下その詳細を述べる。

最初に、クロネッカーモデルについて述べる[27]。クロネッカーモデルとは、散乱波成分が i. i. d. (independent and identically distributed) と仮定されるマルチパス環境下における MIMO に関し、入力と出力双方のポート間の空間相関を組み入れてチャネルを生成するモデルである。送信ポート間の相関と受信ポート間の相関が互いに依存しない環境下での送信ポート数 N_t 、受信ポート数 N_r の MIMO チャネルの特性行列 $\mathbf{A}$ ($N_r \times N_t$) をクロネッカーモデルで表現すると、以下の式が得られる。

$$\mathbf{A} = \sqrt{\mathbf{\Pi}_r} \mathbf{G} \sqrt{\mathbf{\Pi}_t}^H \sqrt{P_s} \quad (27a)$$

ここで、上付き添え字 H は複素共役転置を表し、 $\mathbf{G}$ は各要素が独立な複素ガウス分布である $N_r \times N_t$ の行列、 P_s は受信電力である。また、 $\mathbf{\Pi}_r$ と $\mathbf{\Pi}_t$ は、それぞれ入力ポート間および出力ポート間の相関行列であり、送受信側が共にリニアアレーで双方のアンテナ間隔が d_t 、 d_r の場合は、以下の式で表される。

$$\mathbf{\Pi}_r = \frac{1}{N_r} \langle \mathbf{A} \mathbf{A}^H \rangle = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r(d_r) & \dots & \rho_r(\{N_r-1\}d_r) \\ \rho_r^*(d_r) & 1 & \dots & \rho_r(\{N_r-2\}d_r) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_r^*(\{N_r-1\}d_r) & \rho_r^*(\{N_r-2\}d_r) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (27b)$$

$$\mathbf{\Pi}_t = \frac{1}{N_t} \langle \mathbf{A}^H \mathbf{A} \rangle = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t(d_t) & \dots & \rho_t(\{N_t-1\}d_t) \\ \rho_t^*(d_t) & 1 & \dots & \rho_t(\{N_t-2\}d_t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_t^*(\{N_t-1\}d_t) & \rho_t^*(\{N_t-2\}d_t) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (27c)$$

ここで、 ρ_r 、 ρ_t はそれぞれ受信側空間相関係数と送信側空間相関係数であり、 $*$ は共役複素数を表す。

ここで直接波が存在する LOS 環境を考えた場合、 $\mathbf{A}$ は、直接波成分と定常波成分とに分離して以下の式で表すことができる[28]。

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{A}_d + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{A}_s \quad (28)$$

ここで、 $\mathbf{A}_D$ は直接波成分のチャネル行列であり、 $\mathbf{A}_S$ は、直接成分を除いたマルチパス成分のチャネル行列で、式(27a)の $\mathbf{A}$ の $\sqrt{P_S}$ を外した部分を読み替えたものである。また K はライスファクタで、直接波電力 P_D とマルチパス波の平均電力 P_S の比($=P_D/P_S$)である。なお、以降の検証においては、散乱波成分を i. i. d. と仮定しているの、送受信アンテナ間距離が送受信各々のアンテナ間隔に比べて十分に長くかつ送受信アンテナが正対している場合のみを考えても一般性は失われない。この条件においては、行列 $\mathbf{A}_D$ の各成分は1で与えられる。

本節のクロネッカー法においても、第一段階として、空間移動法の場合と同様に送受信基準点間のレイトレーシング法の計算を実施し、マルチパスを構成する素波毎の i) 複素振幅および ii) 送受信それぞれのパス方向を求める。

次に、レイリーフェージング環境における空間相関を考えると、移動距離の変位 $\Delta \mathbf{r}$ に対する空間相関係数 $\rho_a(\Delta \mathbf{r})$ は、次式で求められる。

$$\rho_a(\Delta \mathbf{r}) = \frac{1}{P_r} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \Omega(\theta, \phi) \exp(jk\Delta \mathbf{r} \cdot \boldsymbol{\alpha}) \sin \theta d\phi d\theta \quad (29)$$

$$\Delta \mathbf{r} = \Delta x \mathbf{i} + \Delta y \mathbf{j} + \Delta z \mathbf{k}$$

$$\boldsymbol{\alpha} = \cos \phi \sin \theta \mathbf{i} + \sin \phi \sin \theta \mathbf{j} + \cos \theta \mathbf{k}$$

ここで、 k は波数、 $\Omega(\theta, \phi)$ は到来波の平均電力プロファイルである。実際には、個々のパス i が単位方向ベクトル $\boldsymbol{\alpha}_i(\theta_i, \phi_i)$ よりなる離散的分布になるので、直接波成分($i=0$)を除いたマルチパス成分の空間相関は以下の式で計算できる。

$$\rho_a(\Delta \mathbf{r}) = \frac{\sum_{i=1}^L |a_i|^2 \exp(jk\Delta \mathbf{r} \cdot \boldsymbol{\alpha}_i)}{\sum_{i=1}^L |a_i|^2} \quad (30)$$

ここで、 L はパスの総数である。

レイトレーシングにより、送信側、受信側のパス方向データが得られるので、それを用いて、式(29)により、送信側と受信側の空間相関 ρ_r 、 ρ_t が計算により求められ、式(27b)と(27c)の相関行列が定まる。これに直接波成分行列を加えた式(28)に基づき、行列 $\mathbf{G}$ の部分に乱数を用いた多数回のシミュレーションを行って、統計値を求める。

3. 3. 2 クロネッカー法による簡易推定の精度評価

本節では、クロネッカー法の精度を評価するために、解析モデルを作成して検証を実施する。そのために、ITS 車車間通信を想定した 3 次元屋外モデルを構築した。このモデルと送受信アンテナの配置の概略を図 3-40 に示す。モデルは、厚さ 200mm のアスファルトの地面とビルディングを想定した高さ 20m のコンクリートブロック 4 個で構成されている。また、アンテナについては、LOS 環境にある同一車線上を同じ速度で走行中の 2 台の車両に搭載されたアンテナを模擬的に表現している。ITS 車車間通信の RC-005 を想定して周波数は 5.8GHz とし[35]、この周波数に対するアスファルトの比誘電率は 2.70（垂直入射波の電圧次元の反射係数 0.24[反射損失 12.3dB]）、コンクリートの比誘電率 6.76（同 0.44[7.0dB]）とする。

クロネッカー法との比較として、レイトレーシング法のみによる計算と空間移動法による計算を併せて実施する。ただし、本節では、BER 評価に繋がるような非常に多数の測定点数を取り扱うため、レイトレーシング計算と 2 つの簡易計算手法とでは測定点数は異なる。

レイトレーシング計算における送受信アンテナの配置の詳細を表 3-6(a) と (b) に示す。アンテナは 2×2 MIMO 構成を想定しており、送受信側各 2 本のアンテナは Y 方向に 40mm 間隔で配置する。送信アンテナの位置は固定されており、他方受信アンテナは X 方向の幅 10m・Y 方向の幅 2m の範囲のエリアを移動する。具体的には、図 3-40 および表 3-6 (b) に示したように、X 方向に平行に 500mm 間隔で 5 本のラインを設置し、各ライン上を X 方向に 200mm 間隔で移動させる。従って、レイトレーシング法のみによる計算における測定点数は 255 である。なお、アンテナの設置高さ (Z 方向) は全て 1.5m である。アンテナは、半波長ダイポールアンテナであり、送信アンテナ 1 本の出力を 280mW と設定した。この出力値は、RC-005 の規格（アップリンクもしくはダウンリンクのチャンネル数：7、1 チャンネルの帯域幅：4.096MHz、空中線電力：10mW/MHz 以下）を参照した。また、表 3-6 は 2×2 MIMO の構成を記載しているが、以降の検証においては、2×1 MISO および 1×2 SIMO についても対象とする。そして、2×1 MISO の場合はこのうちの Tx-1、Tx-2、Rx-2 を、1×2 SIMO の場合は Tx-2、Rx-1、Rx-2 を使用する。

次に、2 つの簡易計算手法について述べる。解析対象の受信エリアはレイトレーシング計算の場合と同一であり、そのエリアの中心を基準点とする（表 3-6 (c) 参照）。そして、測定点数を 201, 201 とする。これは、空間移動法の場合は、この受信エリアにおいて、受信アンテナを X 方向・Y 方向ともに 10mm 間隔で移動させることに相当する。クロネッカー法の場合は、式 (27a) 中の G において所定の測定点数だけ正規分布に則った乱数を発生させる。

レイトレーシング法の計算条件としては、最大反射回数 3 回および回折回数 1 回とした。

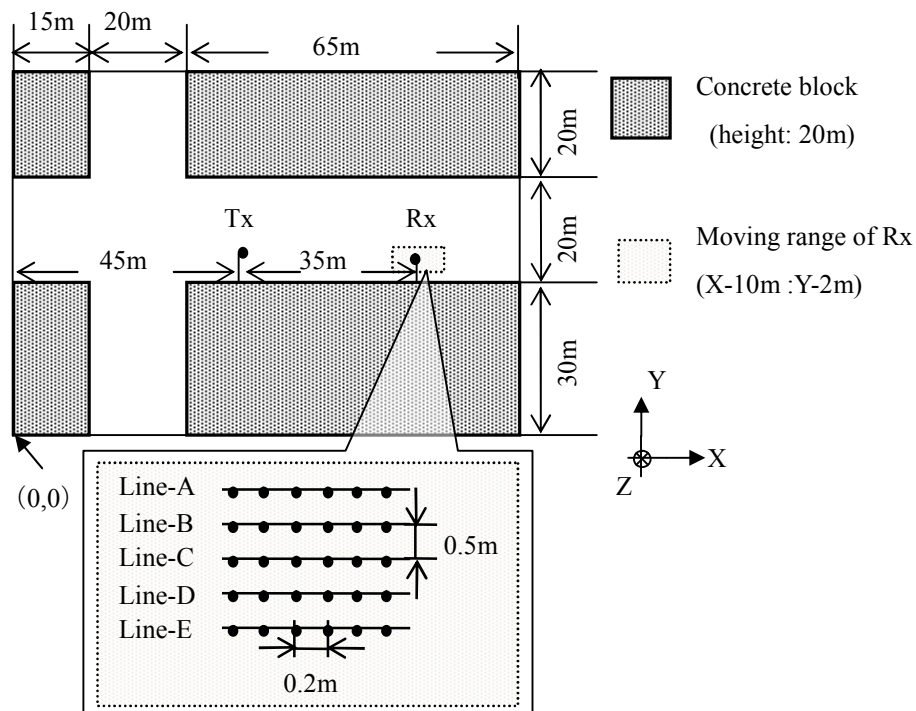


図 3-40 ITS 車車間通信を想定した提案手法の精度検証モデル

表 3-6. 送受信アンテナの配置

(a) レイトレーシング計算における送信アンテナ

	X[m]	Y[m]
Tx-1	45.00	36.98
Tx-2	45.00	36.94

(b) レイトレーシング計算における受信アンテナ

	X[m]	Y[m]				
		Line-A	Line-B	Line-C	Line-D	Line-E
Rx-1	75.00~85.00	37.54	37.04	36.54	36.04	35.54
Rx-2	75.00~85.00	37.50	37.00	36.50	36.00	35.50

(c) 2つの簡易計算法における送受信アンテナの基準点

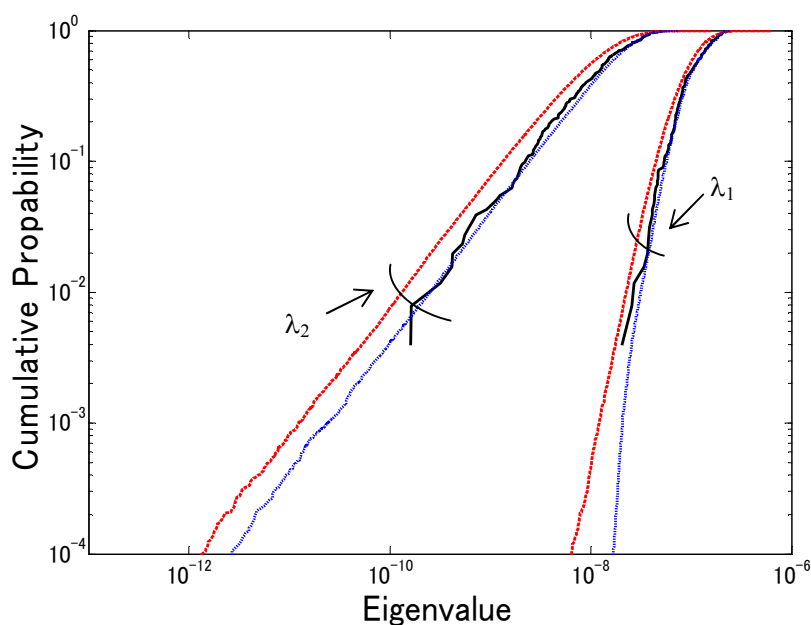
	X[m]	Y[m]
Tx-ref	45.00	36.94
Rx-ref	80.00	36.50

(A) チャネル特性の固有値分布と計算時間

最初に、 2×2 MIMO 構成におけるチャネルの相関行列の固有値分布の統計値を求める。図 3-41 は、レイトレーシング法、空間移動法、クロネッカー法での 2×2 MIMO 構成の 2 つの固有値 (λ_1, λ_2) の累積確率分布の比較結果である。同図より、レイトレーシングのデータを基準としてみると、2 つの簡易手法は比較的良い一致になっているものの、空間移動法の方がクロネッカー法よりも一致度は高い。これは、クロネッカー法では伝搬環境を送受信点の空間相関のみで決定しており、パスの強度差等の要因が含まれていないことが理由として挙げられる。

ここで、クロネッカー法において、この解析モデルの基準点でのライスファクタの値は $K=0.59$ であり、かなりレイリーフェージングに近い環境である。

しかしながら、両者の計算時間を比較すると、共通項目である「基準点における 1 回のレイトレーシング計算」を除いた部分では、空間移動法 40 分に対してクロネッカー法は 34 秒である。空間移動法では、アレーアンテナの原理により、基準点における全てのパスのデータを所定の測定点ごとにその位置座標に従って変更させる。一方、クロネッカー法でこれに相当する操作は単純な乱数発生である。すなわち、提案法の中の式の機構の差異の観点から、クロネッカー法の方が計算時間はより短くて済むことが分かる。なお、もし、この測定点数での解析をレイトレーシング法のみで実施しようとするれば、正味 1000 日を要すると想定される。



—— レイトレーシング 空間移動法 クロネッカー法

図 3-41 2×2 MIMO の固有値の累積確率分布

(B) 通信路容量

次に、通信路容量で比較する。ここでは、二つの方法での通信路容量を調べる。一つは、式 (14) から得られる通信路容量 C_{EP} であり、計算に際しては、前述の空間移動法の場合と同様平均 SNR (γ_0) を 10dB と仮定する。もう一つは、CSI に基づき第一固有値のパスのみを利用したシングルストリーム伝送、すなわち最大比合成伝送で、この時の通信路容量を C_{MRC} と呼ぶ。

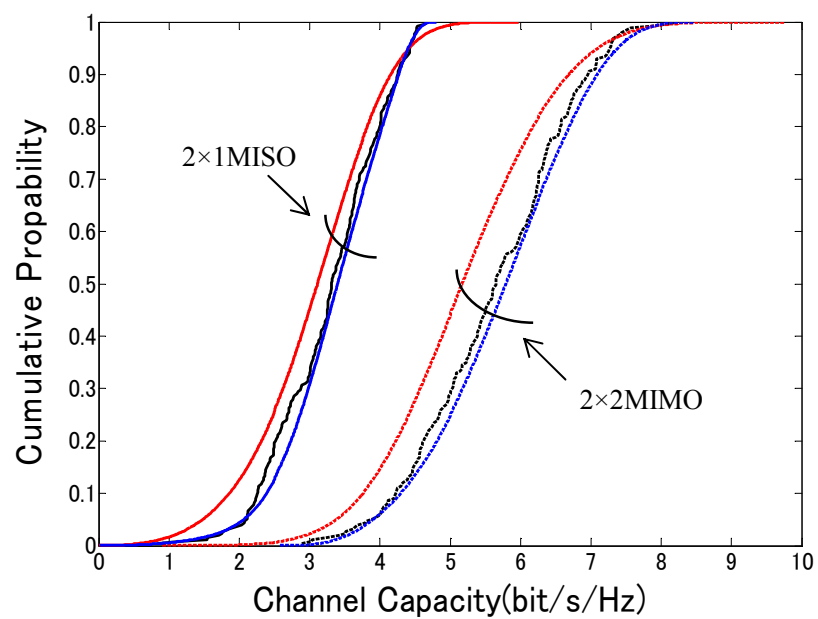
通信路容量の累積分布の比較を図 3-42 に示す。同図 (a) は C_{EP} 、(b) は C_{MRC} である。同図における 2×1 MISO はシングルストリーム伝送であり、ITS 車車間通信に適した等電力で送信ダイバーシチを行なう時空間ブロック符号化 (STBC) 伝送に相当する。また、 2×2 MIMO は 2 ストリーム伝送である。なお、 1×2 SIMO については、MISO とほぼ同様の結果であるため記載を割愛した。固有値の分布の場合と同様、通信路容量に関してもクロネッカー法はレイトレーシングの結果に比較的一致している。

(C) 考察・まとめ

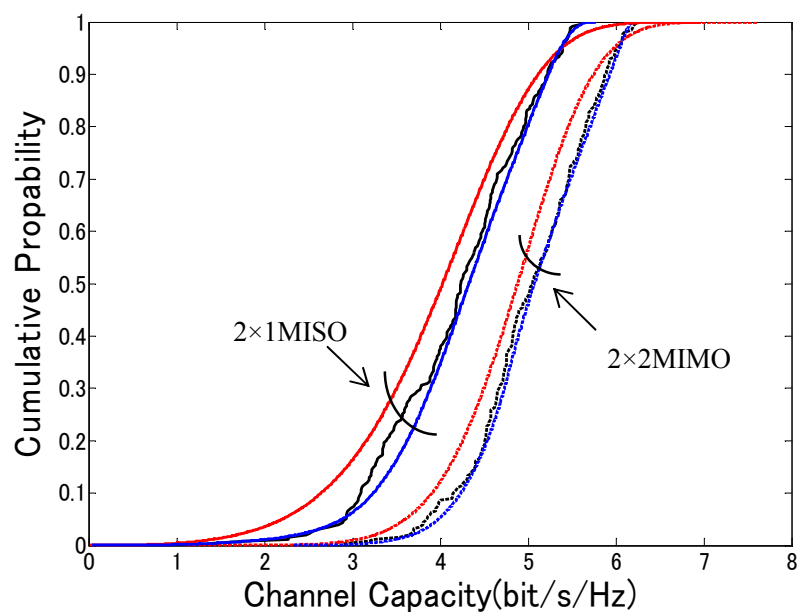
ITS の車車間通信を想定したモデルでクロネッカー法と空間移動法を比較検証した結果、以下のことが明らかになった。

- i) 特定点周囲の MIMO 伝送特性の統計的性質を把握する方法として、レイトレーシングとクロネッカーモデルとの組み合わせ手法は有望である
- ii) MIMO においては、特に、第一固有値のパスを用いるシングルモード伝送（最大比合成伝送、STBC 伝送）に高い精度の評価が可能である。
- iii) 計算の精度は、クロネッカー法よりも空間移動法の方が高い。しかしながら、提案法の式の機構の点から、計算時間はクロネッカー法の方が短い（空間移動法の約 1/10）。

今回の評価では ITS 車車間通信の一例をとりあつただけであるので、今後さらに多彩な場面でのより詳細な比較検討が必要である。しかしながら、一点でのレイトレーシング情報からその周囲の特性の統計的性質をクロネッカーモデルで求める方法は、BER の評価等非常に多数の測定データが必要である場合により短時間で計算が可能な手法として有望であるといえる。



(a) 通信路容量 : C_{EP}



(b) 通信路容量 : C_{MRC}

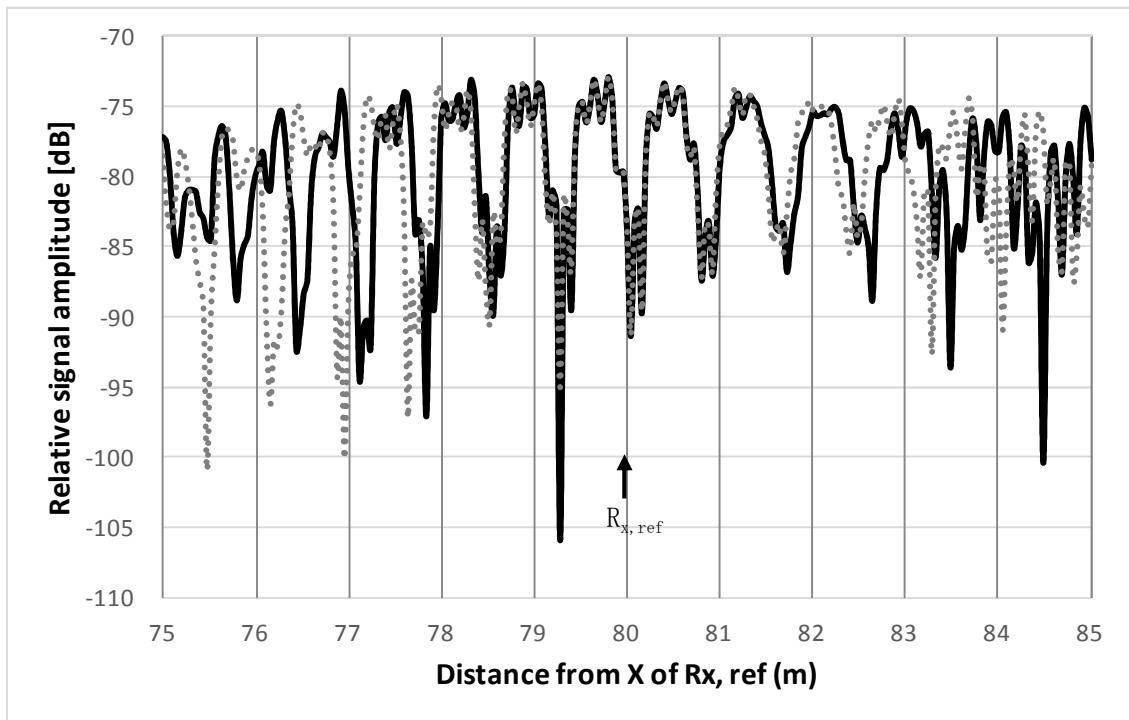
— レイトレーシング 空間移動法 クロネッカー法

図 3-42 通信路容量の累積分布

(D) 空間移動法の受信強度の追加検証（屋外環境）

前節「3. 1. 2」において、屋内環境における空間移動法の受信強度の検証を実施した。その結果、受信側基準点を中心として波長の約 5 倍の範囲を有効適用領域とした。

一方、本節では、屋外環境でこれより広大な範囲を対象としている。そこで、本節のモデルにおいても、表 3-6 (c) に示した送受信側基準点を用いて、X 軸方向に受信アンテナを±5m (X=75~85m) の範囲で移動させて前節と同様に空間移動法の受信強度の検証を行った。その解析結果を図 3-43 と 3-44 に示す。図 3-43 は空間移動法とレイトレーシング法の振幅値の比較であり、前節の図 3-3 および 3-4 に該当するデータである。そして、図 3-44 は両者の振幅の差の絶対値をプロットしたデータであり、前節の図 3-5 に対応する。なお、図 3-44 では図 3-5 と同様、基準点からの距離を対象周波数 5.8GHz で規格化した数値で表記している。図 3-43 と 3-44 から、本節の屋外環境・ITS 車車間通信モデルの場合、受信側基準点を中心として波長の約 10 倍の範囲ではレイトレーシング計算値に対する空間移動法による推定値の誤差が 1dB 以下であり、空間移動法の精度が高いことが分かる。すなわち、モデルのスケールが拡大してアンテナと壁面との距離が総体的に長くなれば、空間移動法の適用範囲が拡張されることを示唆している。ただし、本節はクロネッカー法の検証を主目的として 10^5 オーダの測定点数を確保する理由から、この「空間移動法が高精度で適用される範囲」を超えた領域で解析を実施している。



— Ray tracing Proposed method (Space Movement)

図 3-43 送信点を固定し受信点を動かした場合の振幅の比較 (ITS 車車間通信モデル)

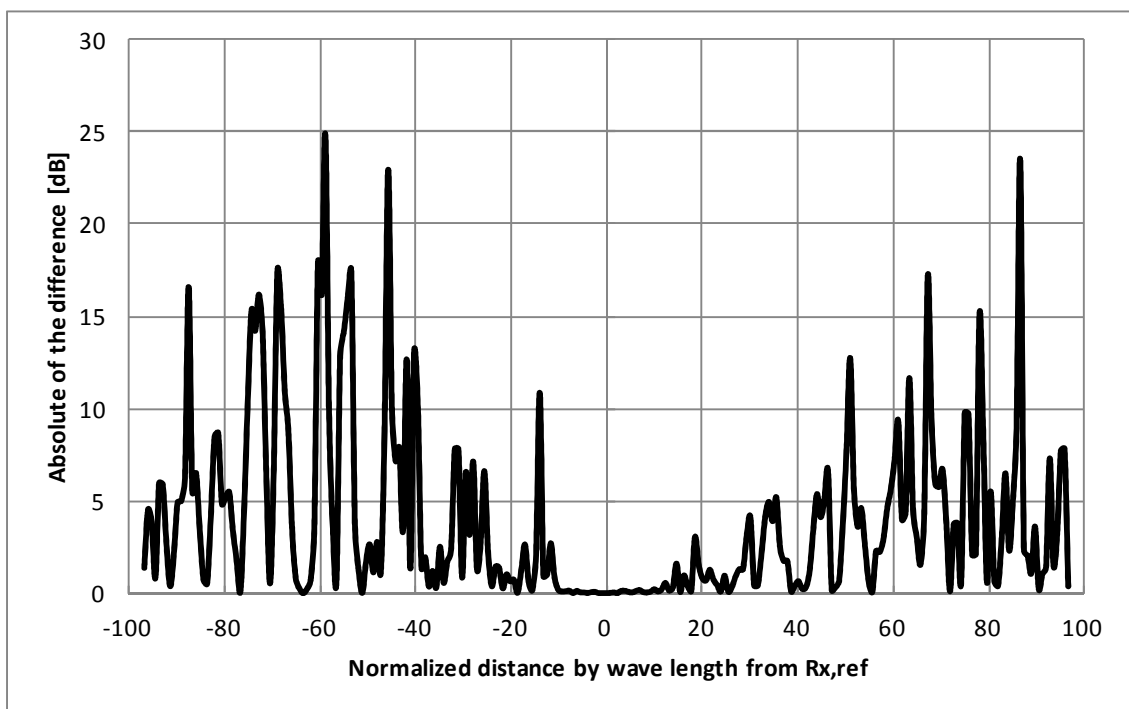


図 3-44 ITS 車車間通信モデルにおけるレイトレーシング法と空間移動法の
振幅の差 (絶対値)

第4章 無線 LAN 伝送特性の改善提案と評価

4. 1 研究の背景

本章では、実在の部屋を改造した実験室と無線 LAN の実機を用いて、電磁波吸収ロックウール天井板を施工することによる伝送特性の改善効果の評価を試みる。無線 LAN としては IEEE802. 11. a および IEEE802. 11. b を対象とし、OFDM 機能を備えた前者においても、ガードインターバル (GI) を超える遅延波が存在する環境ではデータレートが低下することを実証する。

無線 LAN の市場導入が開始された 1990 年代、オフィスビルをはじめとする建物の一般的な部屋は、多量のデータを有する無線が室内を飛び交う状況を想定してはいなかった。そして、近年のオフィスビルの室内環境を見ると、序論で述べたように高反射環境下にあるケースが多い。これに対して、既存の電波吸収体の設計思想に基づいた電磁波吸収性能を付与した建築材料を施工することにより、無線 LAN の伝送特性を改善した対策例が報告されている[20]-[24]。しかしながら、これらの従来の施工例には、①電波吸収体の材料コストが高い、②新規施工物件には対応できるが既設物件の改善には不向き、という 2 つの問題点があった。

これに対して、著者らは電磁波吸収ロックウール天井板を施工する対策法を提案する。そして、この提案により、劣悪な環境が改善されて伝送特性が向上されることを示す。ここで、この天井板は裏面に反射層を設置せずに施工する。従来技術の一層型電磁波吸収材の場合、裏面に反射層を設けて対象とする周波数の電磁波に関して 15dB 以上の吸収性能を付与させる。しかしながら、著者らは以下の理由からこの方式を採用していない。ひとつは、「15dB 以上の吸収性能」が実現される入射角度は限定されるので、多様な入射角度が存在するマルチパス環境下ではこのピーク値を重要視する必要性は低いためである。また、裏面に反射層を設置しないことにより材料コストが低減される。さらに、従来技術の設計思想は「反射波のエネルギーの完全抑制」であるが、これは本章で対象とする無線 LAN 機種以降に導入されている MIMO の考え方（マルチパスの活用）とは相容れないものであるといえる。以上より、設計指針は「吸収性能 15dB は過剰性能であり 5dB 程度」としている。

さらに、施工部位が天井であるため、既設物件の場合リニューアル施工が容易かつ安価で行えるという利点がある（とくに後述の実験で用いるような「落とし込みタイプ」のシステム天井の場合は、天井板を置換するだけでよい）。電磁波吸収ロックウール天井板の外観形状は従来の天井板と同一であるため、施工方法に変更点は無い。

なお、この電磁波吸収ロックウール天井板の電気的特性とその測定法の詳細については、付録に記載した。

4. 2 実験室と実験システムの構成

初めに、本研究で使用した、IEEE801. 11a に準拠した 5GHz 帯無線 LAN および IEEE801. 11b に準拠した 2. 4GHz 帯無線 LAN システムの基本パラメータを表 4-1 に示す。

表 4-1. 無線 LAN システムの基本パラメータ(本論文での評価に関連する項目のみ)

IEEE 標準	802. 11b	802. 11a
周波数帯	2. 4 GHz 帯	5GHz 帯
変調方式	BPSK:1Mbps QPSK:2Mbps CCK:5. 5Mbps CCK:11Mbps	OFDM BPSK:6Mbps QPSK:12 Mbps 16QAM:24Mbps 64QAM:54Mbps
シンボル周期	0. 73 μ s	4 μ s (GI: 0. 8 μ s を含む)
最大伝送速度	11Mbps(1. 37MByte/s)	54Mbps(6. 75MByte/s)

次に、実験室の構成について述べる。図 4-1 に示す長さ 5. 3m×幅 5m×高さ 2. 9m (天井高 2. 3m) の鉄筋コンクリート造にて建設された実験室を使用した。以後、天井面・床面・壁 4 面を各々 1 面と数える。壁面は、表 4-2 に示す任意の室内反射環境に従った反射面を構成するため、厚み 20 μ m のアルミ箔を貼ったクラフト紙 (ALK) を発泡スチレンに貼り付けたボードを設置した。このボードは壁面への取り付け (反射面: 表中の●) および取り外し (透過面: 表中の○) を自在に行うことができる。なお、実験室自体の壁面 (透過面) はコンクリート面であり、wall-1 のみ壁の一部が窓となっているが、ともに電磁波を透過する材質である (これらの面に入射した電磁波のエネルギーのうち少なくとも 90% は外部へ逃げる)。また、窓外は自由空間とみなせる屋外である。さらに、天井裏スラブ面は金属デッキプレートと金属の梁及び床面は ALK で覆った構成とした。

そして、図 4-2 及び図 4-3 に示すように、床面から高さ 2. 3m の位置に幅 25mm の金属製のバーを格子状にバーの吊り金具 (metal fittings) を設置し、1 枚のサイズが 630mm×600mm×厚さ 15mm のカーボン繊維を添加した電磁波吸収ロックウール天井板 ((図中表記では C.P.W.A、Ceiling Panel Wave Absorber) の取り付けと取り外しが自在に行える構成とした。

表 4-2. 室内反射環境

反射面数	wall-1 (窓有)	wall-2	wall-3	wall-4
6	●	●	●	●
5	○	●	●	●
4	○	○	●	●
● : 反射面、○ : 透過面				

次に、実験システムについて述べる。5GHz 帯無線 LAN もしくは 2.4GHz 帯無線 LAN 端末を取り付けたノート型パソコン A (PC-A) を搭載した高さ 760mm の電動台車 (electric cart) (図 4-4) を実験室内に設定した。この電動台車には長さ 10m のケーブルを介して操作盤が付帯されており、操作盤 (operation panel) を実験室の外部に設置することにより一連の測定は実験室内無人の状態で行った。

また、アクセスポイント (AP) を床面から高さ 2m の位置で壁面中央部に取り付けた。AP からは Ethernet で接続し、ハブからノート型パソコン B (PC-B) とネットワークのトラフィックを計測するために LAN プロトコルアナライザ (protocol analyzer) を接続した。ハブ (hub)、PC-B、LAN プロトコルアナライザについても実験室の外部に設置した。

このシステムにおいて、電動台車を毎分 380mm の速度で室内全域を移動させながら、台車上の PC-A と AP を介した PC-B との間で連続のデータ伝送を実施し、Ethernet によるトラフィックを 1sec 毎に計測した。データの伝送方向はダウンリンク (PC-B → AP → PC-A) とした。また、1 回の計測時間は 1 分 (有効測定点数 59 点) で、伝送に用いたデータの容量は 106,951kB である。

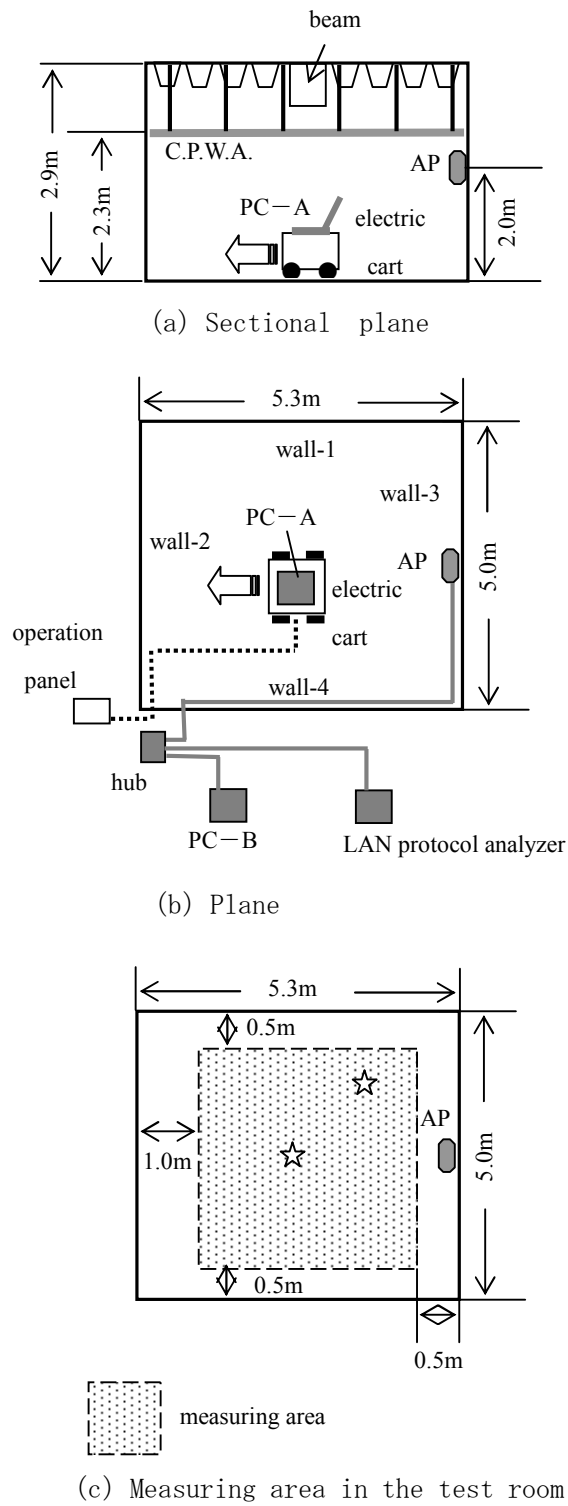


図 4-1 実験室の見取り図

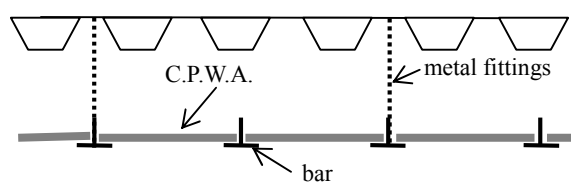


図 4-2 天井板施工の断面図



図 4-3 天井板と吊り金具



図 4-4 PC-A を搭載した電動台車

4. 3 実験室の伝搬遅延特性

ここで、実験室の屋内環境のモデル化について検討する。本研究では、壁面の反射が問題になるマルチパス遅延の大きい環境を対象とする。実際の環境は、屋内には机や椅子、書棚などの什器が置かれ非常に複雑であるが、ここでは、これらは無いものとして最も単純な直方体の空の部屋の中での伝搬を考える。このような環境では、アクセスポイントと端末間には直接波があるため、これと壁面反射によるマルチパス波で構成される仲上・ライスフェージング環境で近似できる。

仲上・ライスフェージング環境での、符号間干渉誤りの推定には、i) マルチパス波の平均電力 (P_R) と直接波電力 (P_D) との比: s^2 , ii) 直接波を遅延の基準とするマルチパス波の平均遅延量: τ_m , iii) マルチパス波の遅延スプレッド: $\sigma_{\tau,R}$ が、キーパラメータになる [19], [31]。仲上・ライスフェージング環境の遅延プロファイル $p(\tau)$ 、およびマルチパス波の平均電力 P_R を次式で表す。

$$p(\tau) = P_D \delta(\tau) + p_r(\tau) \quad (31)$$

$$P_R = \int_0^{\infty} p_r(\tau) d\tau \quad (32)$$

ここで、 p_r はマルチパス波部分の遅延プロファイル、 τ は遅延時間、 δ はデルタ関数を表す。上述の 3 つのキーパラメータは、それぞれ次式で表される。

$$s^2 = P_R / P_D (= 1/K) \quad (33)$$

$$\tau_m = \frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau \quad (34)$$

$$\sigma_{\tau,R} = \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 p(\tau) d\tau} \quad (35)$$

ここで、(33)式右辺の K は、仲上・ライスフェージング環境を表すときに用いられるライスファクタ (P_D / P_R) である。

文献[9]では、本実験と同じ目的で、レイトレーシングにより解析した屋内環境の上記キーパラメータの値を示している。同文献では、反射係数が 1 に近くなって、多数回の反射を考慮すると、計算時間が指数関数的に増え、現実的な時間 (=20 回までの反射を考慮) で解が得られる制約条件から、壁面の電圧反射係数を約 0.9 (反射損失で 1dB) としている。そのような条件で、 s^2 の値を見ると大部分が 1 (0dB) より大きい値になっている (文献[9]の図 8)。本論文での実験では、より遅延の大きいマルチパス環境として、反射壁にアルミ箔を用いているため、反射係数はシミュレーションでの設定値よりは大きく、ゆえに

s^2 の値がさらに大きい環境であると推量される。

一方、文献[31]や[33]の解析結果からは、仲上・ライスフェージング結果であっても $s^2 > 1$ の環境では、伝送特性はレイリー分布の場合に近く、直接波を含んだ全体の遅延スプレッドのレイリーフェージング環境として推定して問題ないことが示されている。その場合の遅延スプレッド σ_τ は、

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{s^2}{1+s^2} \left(\frac{\tau_m^2}{1+s^2} + \sigma_{\tau,R}^2 \right)} \quad (36)$$

で与えられる[31]。本論文の実験では、上記の説明のとおり、直接波成分はマルチパス成分よりかなり弱く、そのような場合には、測定遅延プロファイルから直接波成分を分離することは極めてむずかしく、かつ、全体をレイリーフェージング環境とみなしても、伝送特性評価には問題が無いため、以下では、直接波成分を含んだ(36)式の遅延スプレッドで、評価することにする。

上記の評価指標に基づいて、以下、室内の遅延プロファイルの測定と遅延スプレッドの算出を実施した。

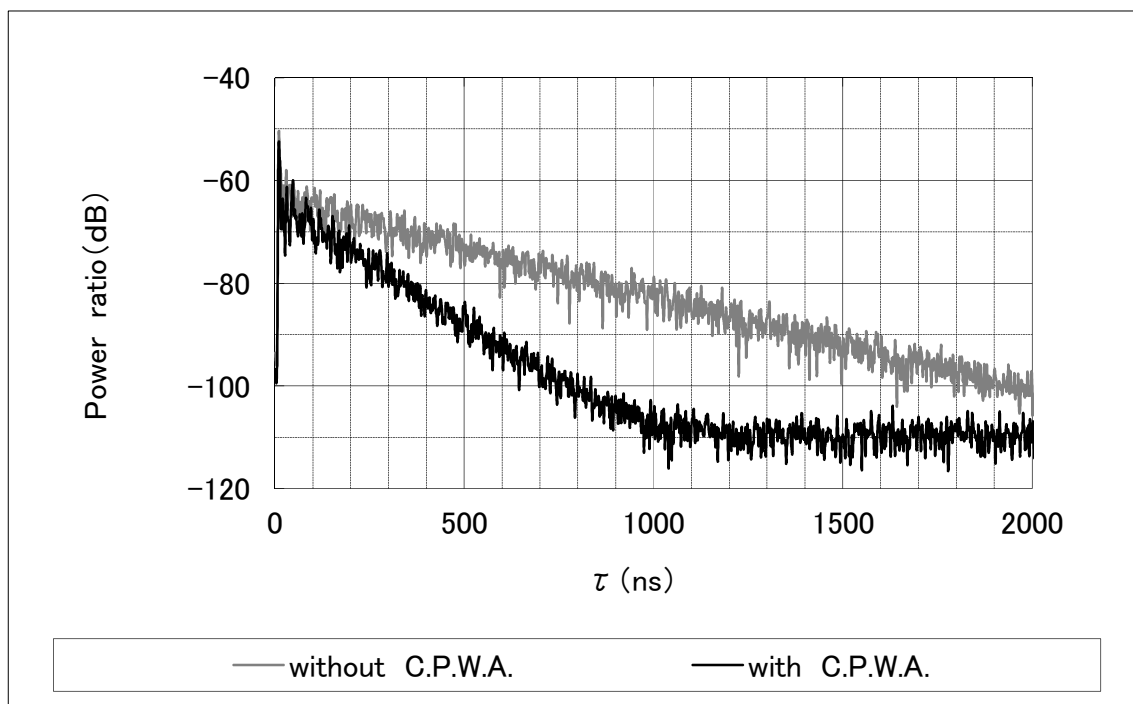
5GHz 帯域の半波長ダイポールアンテナとベクトルネットアナライザーを用いて、本実験室を各々の室内反射環境（無人状態）に設定した場合の遅延プロファイルを測定した。測定では、周波数 4.60～5.30GHz の周波数領域データから逆フーリエ変換によりインパルス応答を求めた。その結果を図 4-5 に示す。

測定に際しては、前述した無線 LAN 伝送特性の検証実験システムは全て設置しない状態で、送信側アンテナを AP の設置位置に置き、受信側アンテナは電動台車と同じ高さで室内平面内の位置については 2 箇所【うち 1 箇所は室内中央、もう 1 箇所は中央の点に対して、wall-1 方向に 1m、wall-3 [AP 設置面] 方向に 1.25m 離れた位置（図 4-1 (c) 中の星印）】について実施した。

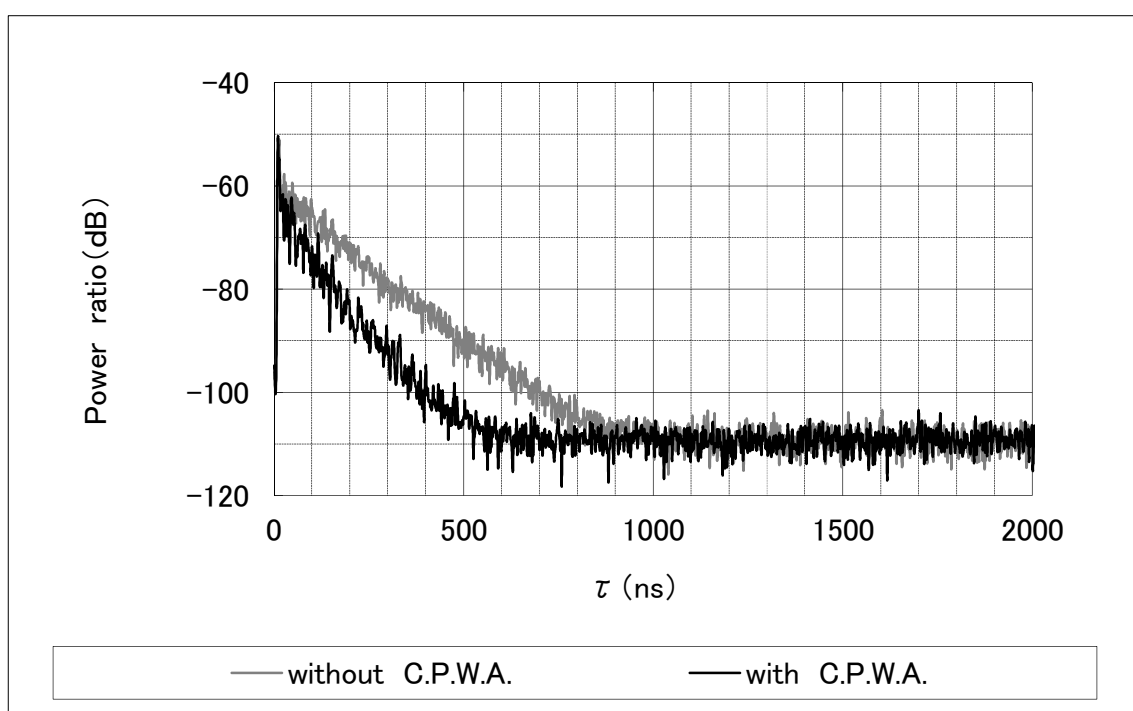
また、2.4GHz 帯域に関しても 5GHz 帯域の場合と同じ測定位置で同様の測定を実施した（周波数領域：2.13～2.82GHz、6 面反射環境のみ）。

なお、文献[36]では遅延特性が部屋の場所で変わらないことが示されている。

さらに、前節で述べた遅延プロファイルに関する理論式を離散化した式を用いて、遅延プロファイルの測定データから遅延スプレッド (σ_τ) を算出した。各々の環境の遅延スプレッドを表 4-3 に示す。表中の各環境について、上段の太字の数字は 2 箇所の平均値を、下段の数字は各箇所の測定値を示す。何れの反射環境においても、電磁波吸収天井板を施工することにより、遅延スプレッドの数値が軽減されることが分かる。6 面反射波環境では、天井を電磁波吸収板とすることで遅延スプレッドは半分以下の値になっている。



(a) 6 reflection walls



(b) 5 reflection walls

図 4-5 実験室内の 5GHz 帯遅延プロファイル

表 4-3. 遅延スプレッド (σ_τ) [単位 : ns]

(a) 5GHz-band

反射面数	電磁波吸収天井板	
	無	有
6	216 (217.2、215.6)	81 (87.1、74.3)
5	72 (70.6、72.5)	35 (34.6、35.9)
4	32 (32.1、31.0)	12 (10.2、13.7)

(b) 2.4GHz-band

反射面数	電磁波吸収天井板	
	無	有
6	246 (239.2、253.1)	114 (109.5、117.7)

4. 4 無線 LAN 伝送特性改善の検証実験(IEEE802.11a)

表 4-2 に示した 3 種類（電磁波吸収天井板の有無を含めて 6 種類）の室内環境においてそれぞれ IEEE802.11a に準拠した 5GHz 帯無線 LAN の伝送特性改善の検証実験を実施した。

実験室内での電動台車の具体的な移動形態を以下に述べる（図 4-1 参照）。wall-1 および wall-4 に対して平行なラインを 500mm ピッチで 9 本設定する。ここで、「5 番目のライン」が室内のセンターラインになるように設定する。PC-A に取り付けた無線 LAN 端末が各ラインの軸線上にくるようにして、電動台車を wall-3 から wall-2 の向きに 10 分間移動させる。したがって、1 ラインの測定長は 3.8m である。これは、電動台車本体の容積、ケーブルの振り回しおよび反射面（wall-2 と wall-3）のボードの厚さの点から限界の測定長である。しかしながら、今回の測定エリアは、無線 LAN 端末を有する PC が実用上存在し得る範囲を十分網羅しているとみなせる。1 つの環境状態について、Ethernet によるトラフィック計測測定点総数は 5310 点（有効測定点数 59 点/分×10 分×ライン 9 本）である。本測定においては、電動台車の速度から求められるドップラシフトは、5GHz 帯無線 LAN の場合で 0.1Hz、2.4GHz 帯無線 LAN の場合で 0.05Hz であり、個々の測定値では「端末は静止状態（実質的には固定点測定）」とみなせるため、台車の移動方向については前述の 1 種類とした。なお、本測定とは別に、一点に固定して比較的長い時間（1 分程度）での測定も実施して、その間特性は安定した結果が得られたことから、測定値はその地点のデータを反映したも

のとみなせる。

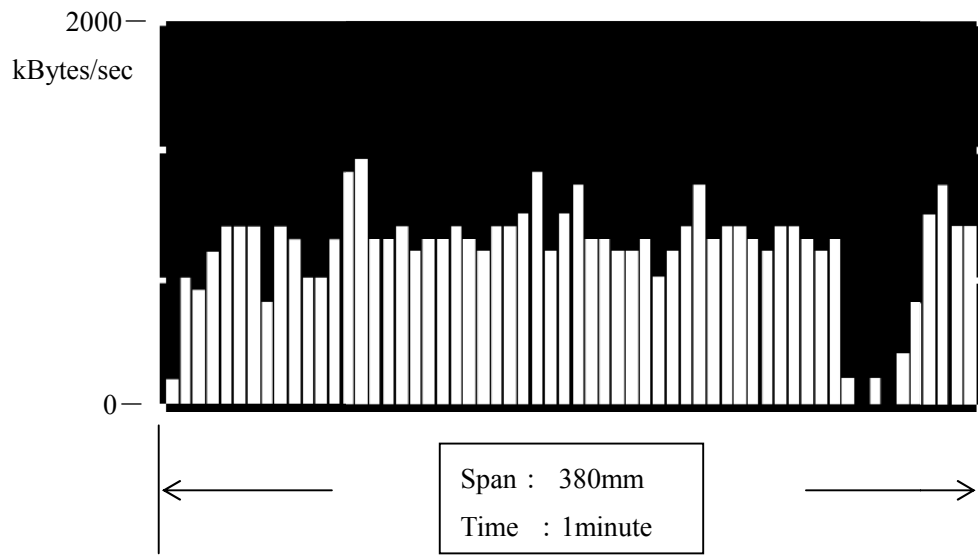
トラフィック計測結果の一部（5 番目のライン／6－7 分間：電動台車の位置は室内の中央区域）を図 4-6 に示す。さらに、図 4-7 には各環境状態に関する 5310 点のデータレートをヒストグラム分布で示した。また、遅延スプレッド対平均データレートのグラフを図 4-8 に示した。

図 4-6 (a) および図 4-7 (a) より、「6 面反射・電磁波吸収天井板無」の環境においてはデータレートが 0 になる点も測定されており、その発生確率は 1.17%であった。すなわち、OFDM 変調方式を備えた 5GHz 帯無線 LAN であっても、遅延の広がり非常大きい環境下ではデータレートが低下してしまい 0 に落ち込む点も存在することが判明した。これに対して、室内に電磁波吸収天井板を施工することにより伝送環境が改善されてデータレートが向上することが明らかになった。

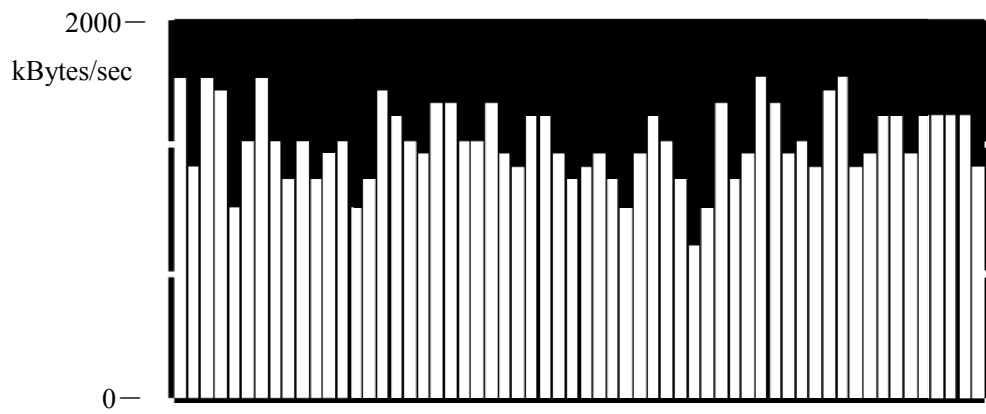
なお、測定データ一点の採取の時間間隔 1sec に対して、無線 LAN におけるシンボル間隔やフレーム構成は μ sec のオーダーであり、両者には 10^5 の桁の差がある。したがって、1sec の間の環境変化に対し、機器側の変調機能は十分追従できるものと考え、本実験では市販の無線 LAN 機器を変調方式等の設定を一切行わずに使用している。筆者らは、図 4-6 のようなデータを多数所有しているが、それらからは、大きなデータ劣化がある場合にもその前後で連続して変化しており、この判断の妥当性を確信している。

さらに、図 4-7 を見ると各環境状態とも正規分布の形態にはなっていない(後述の 2.4GHz 帯無線 LAN についても同様)。「6 面反射・電磁波吸収天井板無」を除く 5 つのケースにおいては、1400kBytes/sec 台のデータレートの頻度が極端に少ない。また、「6 面反射・電磁波吸収天井板無」の場合においては 700kBytes/sec 台の頻度が少ない結果となっている。同様の現象は、極めて良好といえる 4 面反射環境においても確認されていることから、その原因は環境ではなく機器固有の理由と考えられる。すなわち、本実験で用いた無線 LAN 機種に内蔵されている複数の変調方式(伝送レートが段階的に設定されている)が、環境に応じて切り替えられている結果ではないかと推察される。

図 4-8 は、5GHz 帯無線 LAN に関して、実験室内の遅延スプレッドに対する平均データレートをプロットした図である。同図より、遅延スプレッドが 70～80ns 以下に低減されれば、データ伝送レートは、遅延の問題がない環境とほぼ等しいところまで回復できることがわかる。その実現のためには、天井 1 面を電磁波吸収ボードに置き換えることでよいことが本測定により確認できたと言える。

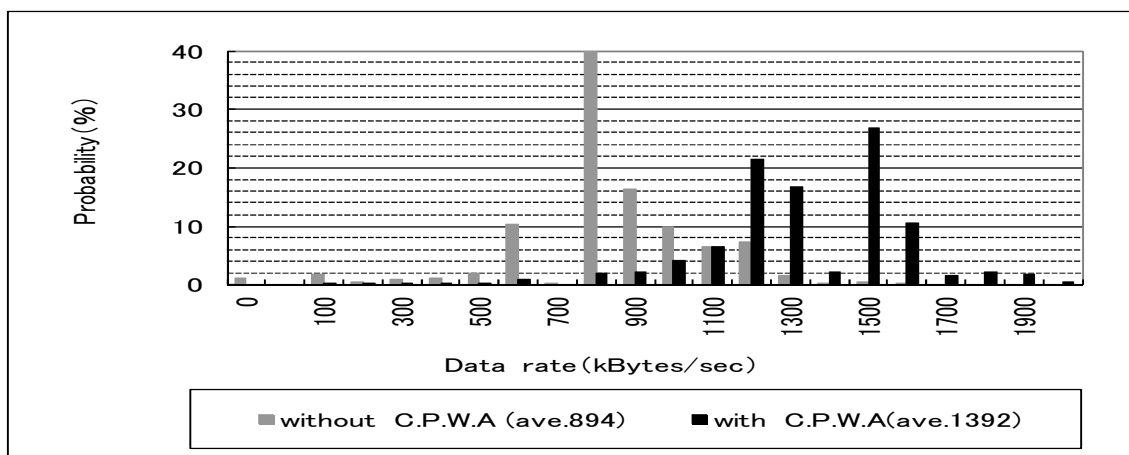


(a) 6 reflection walls without C.P.W.A.

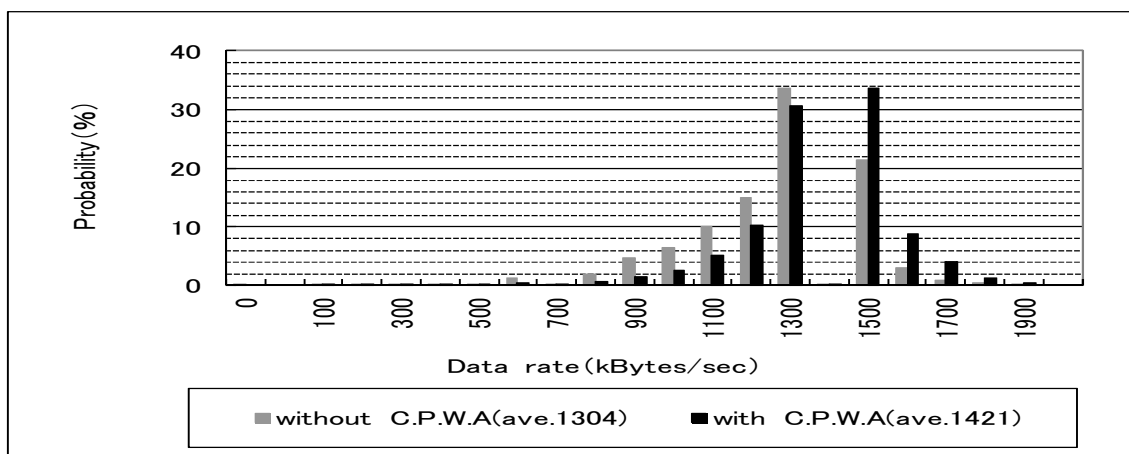


(b) 6 reflection walls with C.P.W.A.

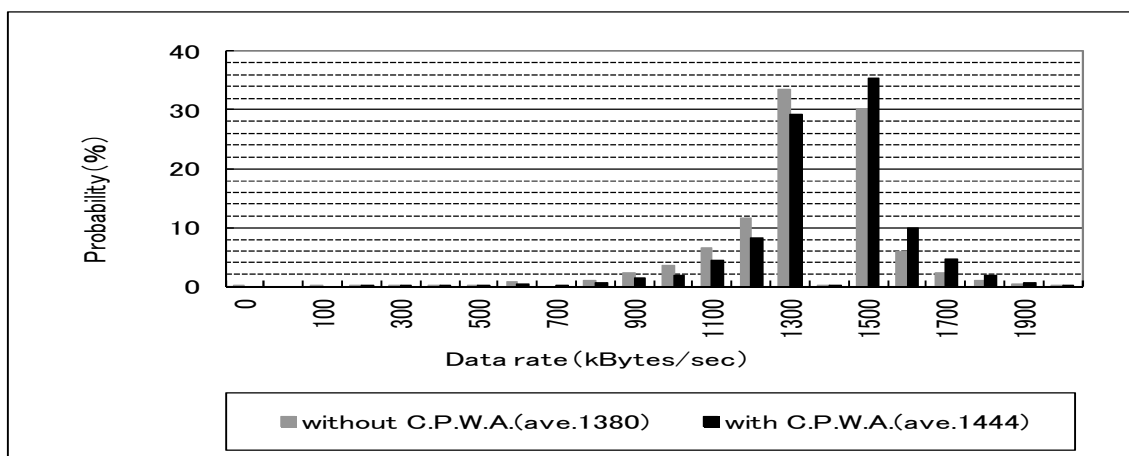
図 4-6 5GHz 帯無線LANの伝送特性—トラフィック計測の例



(a) 6 reflection walls

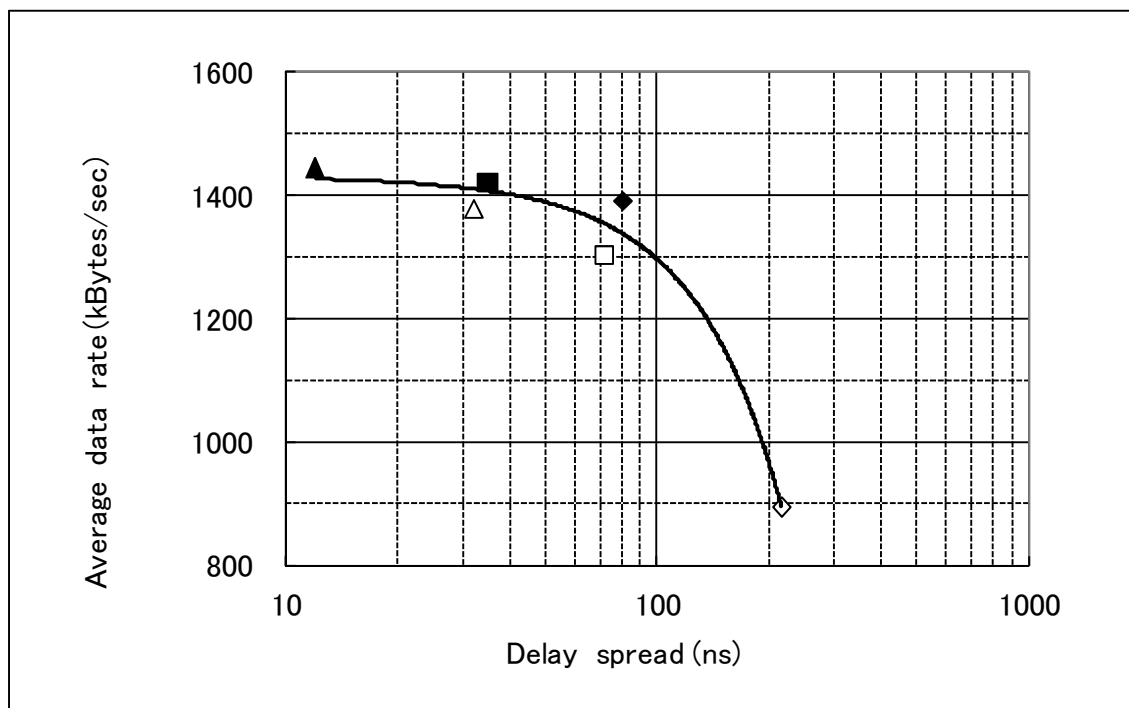


(b) 5 reflection walls



(c) 4 reflection walls

図 4-7 5GHz 帯無線LANの伝送特性—データレート分布のヒストグラム



- ◇ : 6 reflection walls (without C.P.W.A.)
- ◆ : 6 reflection walls (with C.P.W.A.)
- : 5 reflection walls (without C.P.W.A.)
- : 5 reflection walls (with C.P.W.A.)
- △ : 4 reflection walls (without C.P.W.A.)
- ▲ : 4 reflection walls (with C.P.W.A.)

図 4-8 5GHz 帯無線 LAN の伝送特性－遅延スプレッド対平均データレート

4. 5 無線 LAN 伝送特性改善の検証実験(IEEE802.11b)

次に、IEEE801.11b に準拠した 2.4GHz 帯無線 LAN に関しても同様に伝送特性の検証実験を実施した。機器類の設定条件および測定点数については 5GHz 帯無線 LAN の場合と共通であるが、以下の 2 点の条件が異なる。

- (1) 反射環境は 6 面のみを対象とする。
- (2) 無線 LAN 機種の実出力設定条件を

case1 出力 5mW

case2 出力 50mW

の 2 水準とする。

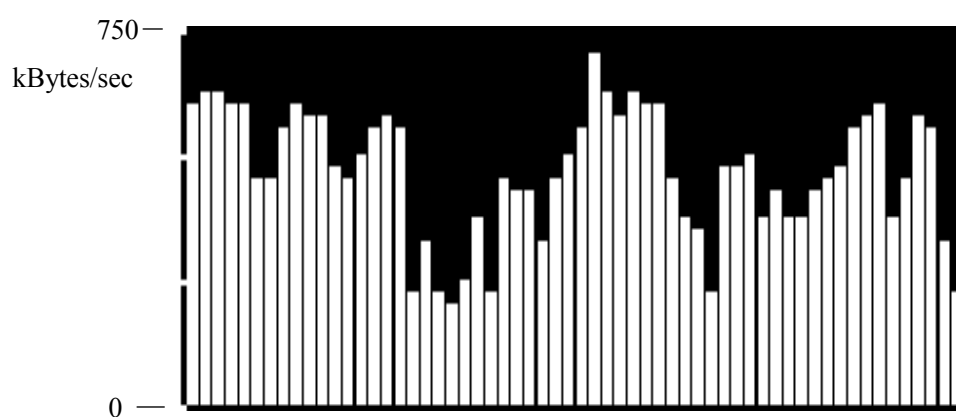
2.4GHz 帯無線 LAN 伝送特性の検証実験のトラフィック計測結果の一部を図 4-9 に示す。

また、データレートのヒストグラム分布を図 4-10 に示す。

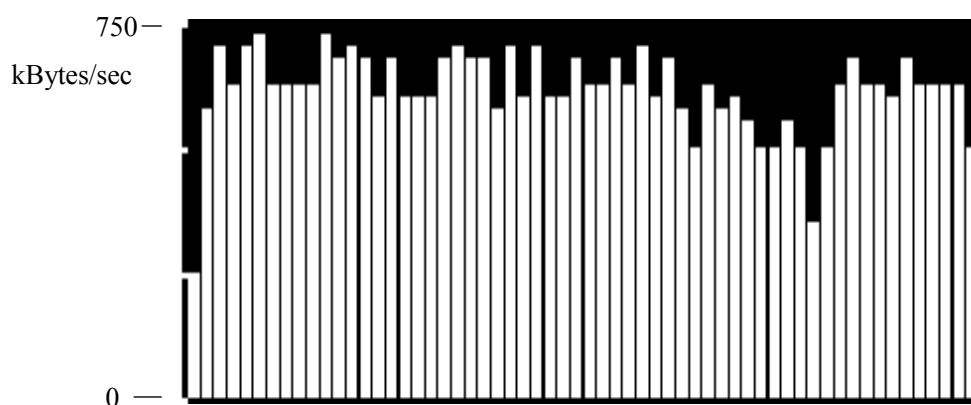
測定結果から、OFDM 変調方式を備えていない 2.4GHz 帯無線 LAN では当然のことではあるが、やはり遅延の広がり非常大きい環境下ではデータレートが低下することが分かる。

さらに、電磁波吸収天井板を施工することによる伝送環境の改善も確認される。改善後のデータレートの平均値は、case1 と case2 の場合で各々 613kBytes/sec、602kBytes/sec とほぼ同等であった。

したがって、出力を 10 倍に変更しても同じ環境下では平均伝送速度はほぼ同じである。このことは、『送信電力を増大させただけでは、符号間干渉誤り特性は改善されない』という理論的推論に符合している。

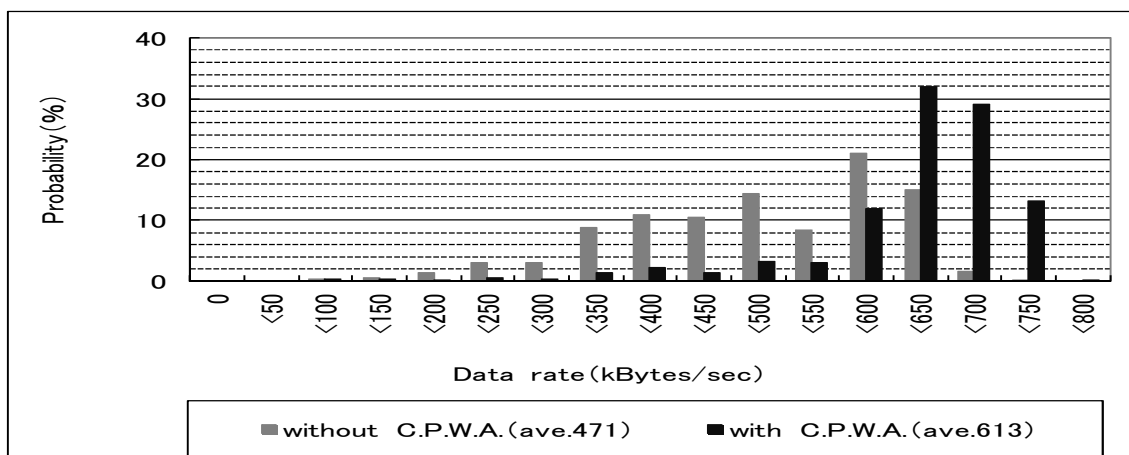


(a) case1・without C.P.W.A.

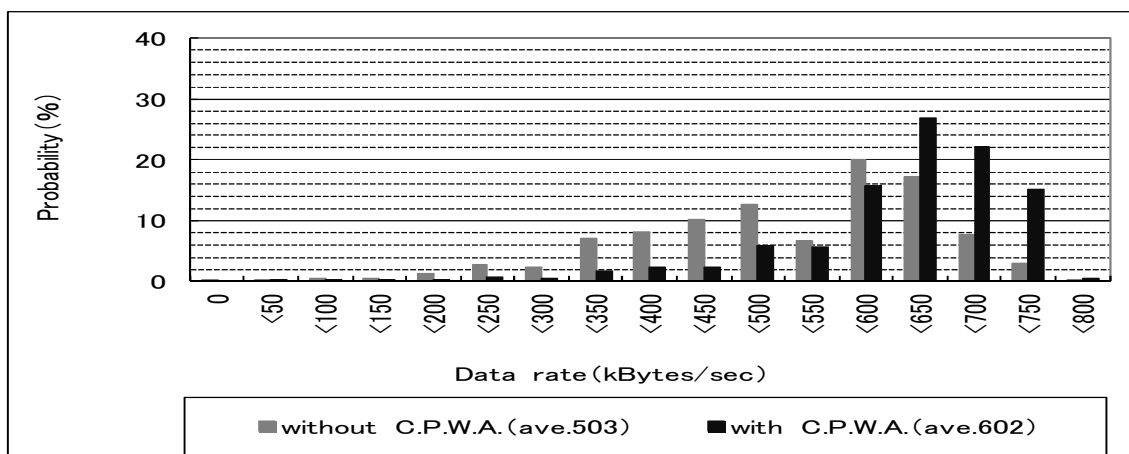


(b) case1・with C.P.W.A.

図 4-9 2.4GHz 帯無線 LAN の伝送特性—トラフィック計測結果の例



(a) case1



(b) case2

図 4-10 2.4GHz 帯無線 LAN の伝送特性 (データレート分布のヒストグラム)

表 4-4 に、6 面反射環境における 5GHz 帯無線 LAN と 2.4GHz 帯無線 LAN とのデータレートを比較した。前者の方が電磁波吸収天井板による効果が大きい結果となっているが、この点については、表 4-3 より、2.4GHz 帯の方が同一環境条件における遅延スプレッドの値が高いことが原因と考えられる。また、その理由としては、付録の図 A-2 より、電磁波吸収天井板の吸収性能に関して 5GHz の方が 2.4GHz より高いことが原因であると考えられる。

表 4-4. 6 面反射環境における 5GHz 帯無線 LAN と 2.4GHz 帯無線のデータレート
〔単位：kBytes/sec〕

		電磁波吸収天井板	
		無	有
5GHz	平均値	894	1392
	最大値	1689	2311
2.4GHz case1	平均値	471	613
	最大値	704	754
2.4GHz case2	平均値	503	602
	最大値	753	779

4. 6 考察

本章では、実際に用いられている無線 LAN の規格である IEEE802.11a および b について、遅延広がりの影響度を推定した。屋内環境としてマルチパス遅延が極めて大きい伝搬環境を対象とし、そのような環境でも、天井に電波吸収ボードを用いれば無線 LAN のスループット低下が抑えられることを実験により示した。シングルキャリア方式で運用される IEEE802.11b では、信号のシンボル長が $0.73\mu\text{s}$ (伝送レート：1.375M シンボル/s) であるので、遅延スプレッドが 100ns 程度以上になると、符号間干渉が問題になる。また、OFDM で運用される IEEE802.11a では、ガードインターバルが遅延スプレッドの 4 倍以上は必要であるので[19]、遅延スプレッドが 200ns に近くなると、対策が必要との結論になる。屋内環境において、遅延スプレッドが 200ns を超えることはあまりなく [37]、学术论文ベースでは、ほとんど採り上げられていないが、著者が所属した企業の建材部門には、金属製のパーティションで囲まれたオフィスビル内の環境において、しばしばこの問題が持ち込まれ、対策技術の研究のモチベーションになっている。伝送特性評価は、実用システムのスループット解析で行っているため、机上検討で行われる BER [9]での比較評価は難しいが、最終目的とする量（スループット）で行っているため、効果の直接的な評価になっている。

4-3 の実験結果から、遅延に強い OFDM が採用されている IEEE 802.11a の場合でも、遅延スプレッドが 200ns を超えるとスループット低下が顕著になること、それを 100ns 程度以下に抑えれば問題が解決されることが明らかになった。

オフィスビル等の屋内環境はパーティションなどで任意に間仕切りされるが、天井ボードは建物の施工時に導入できて間仕切りの影響を受けないので、安定したマルチパス対策となる。これに対して、電波吸収材の施工面を壁面とした場合は、実際の部屋の使用時には壁際に書棚やロッカー等が設置されてしまい、電波吸収材の実有効面積が低減されることも考えられる。本研究により、天井面のみ電磁波吸収ボードでも、無線 LAN に影響を与える長遅延を断ち切るには十分な効果があることが明らかになった。一方、さらに他の

面に電磁波吸収ボードを追加して遅延波を完全に抑圧してしまうことは、OFDM のようなマルチパス波も使用する通信方式にとっては好ましくはない。したがって、適度な反射環境下にあつてガードインターバルを超えるような遅延波は存在しない条件が望ましい。一方で、昨今のオフィスビルの構造・材料構成を見ると、このような高反射で長遅延の環境が出現する可能性が皆無とはいえない（①熱線反射性能等の付加価値の高い窓ガラスは電波に関して高反射・高遮蔽性能を有している、②LAN ケーブルの配線を考慮して床面に金属フロアを使用するケースが多い、③室内に金属製の什器（書棚、ロッカー、カーテンウォールなど）が配備される、④天井裏に金属製ダクトの存在）。

上記理由で、本論文では長遅延問題の対策として、天井板への電磁波吸収ボードの提案を行ったが、文献[9]での検討からも明らかなように、天井板の代わりに、側壁など他の一面に電磁波吸収ボードを用いることでも同様の効果が期待できる。文献[9]の検討結果によれば、最も長いスパンの対向する面の一面を電磁波吸収ボードで置き換えることにより遅延スプレッドを最大に抑圧できる効果が明らかにされており、そのような対策を施すことができれば本論文の結果と同等以上の効果が得られると予想される。

第5章 結論

本論文では、その前半で、無線通信についてその伝搬特性を簡易に評価する解析手法を計3種類提案してその精度や適用範囲を検討した。3種類の提案手法を、それぞれ「空間移動法」、「周波数移動法」、「クロネッカー法」と命名したが、いずれの手法も簡易な式で表現される。また、後半部では、伝送特性劣化を改善する手法について実験的に検証した。

このうち「空間移動法」に関しては、レイトレーシング結果を伝搬チャネルモデルに組み入れたMIMO伝送特性の簡易評価法（平面波近似法に基づく評価法）として、屋内通信における適用可能な条件および範囲について検証した。部屋全体もしくはアンテナ近傍が「空」である場合、基準点を中心とした5波長程度の距離範囲において、各パスの振幅特性と角度特性を利用した空間移動法はレイトレーシングによる結果と非常によく一致する結果が得られた。また、この距離範囲は、通信環境が屋外である場合にはアンテナと壁面との距離が全般的に屋内環境に比べて長くなるため、さらに拡張される可能性がある。そしてさらなる検証の結果、空間移動法の適用条件について「基準点と受信エリアの任意点に到来するパスの条件に大きな差がある場合」には、空間移動法の誤差が顕著になることを示した。具体的には以下の2つのケースが挙げられる。

（1）パス経路と反射壁面の材質の差が共に顕著

前者の項目については受信アンテナ近傍に什器等が存在する場合、後者の項目については電波の反射性能の差が大きい複数の材料で部屋の一面が構成されている場合が該当する。これら2つの項目が両立する一例として、コンクリートで構成された室内に金属製の机が設置された環境が挙げられる。

（2）見通し・見通し外通信の境界域

室内に間仕切り壁（パーティション）が設置された環境でこのような領域が存在し得る。この領域においては、到来波の中に（総電界強度への寄与が大きい）直接波を含む点と含まない点が混在する。直接波を含まない基準点で直接波を含む領域をカバーすれば著しい誤差を生じることになる（逆の場合も同様）。

双方のケースとも、空間移動法では原理上対応する機能を具備していない。そして、平面波近似法とベクトル回転法の両方に共通する弱点である。

しかしながら、（1）については2つの項目のうち片方のみが成立しているような環境、例えば部屋の構成材料と什等の材料がともに非金属の低反射性材料である場合には、空間移動法は十分適用できる。また、（2）についても、このような境界領域が室内全体に占める割合は小さい。

以上の観点から、空間移動法の適用範囲を表 5-1 にまとめた。

表 5-1. 空間移動法の適用範囲

室内の条件	詳細条件（構成材料、見通しの有無）	空間移動法の精度評価
空	単一材料構成	○
	複数材料構成（電気的特性の差：小）	○
	複数材料構成（電気的特性の差：大）	○
什器設置	単一材料構成	○
	複数材料構成（電気的特性の差：小）	○
	複数材料構成（電気的特性の差：大）	×
パーティション 設置	見通し領域	○
	見通し外領域	○
	見通し・見通し外境界領域	×

さらに、空間移動法の応用例として、部屋の構成材料を変化させた場合の「空」の部屋における室内全域の平均通信路容量を検証した。このような検証をレイトレーシング法のみで実施すれば多大な時間を要することになるが、空間移動法を用いれば計算時間の大幅な短縮を見込むことができ、実用範囲の時間で解析が可能である。

本研究においては通信路容量の観点から解析を実施してきたが、遅延スプレッド特性や異なる伝搬特性に着目した解析も同様に可能である。ただし、本検討では 1 回のレイトレーシングに要する現実的な計算時間を考慮して、最大反射回数 3 回および回折回数 1 回もしくは最大反射回数 5 回および回折回数 0 回の条件で比較を行ったが、伝搬特性そのものの定量的な評価においてはこの条件で常に十分であるとは限らない。特に、反射係数が 1 に近い材質で囲まれた部屋では遅延スプレッドの収束が遅いので、このような視点での評価は本手法とは別の議論として今後の課題としたい。

一方、無線 LAN 実機が有する帯域幅やさらに幅広い帯域を使用するコグニティブ無線を考慮すると、周波数領域における MIMO 伝搬チャネル特性を把握することも肝要である。これに対して、チャネルのインパルス応答行列をフーリエ変換することにより、検討の対象を空間領域から周波数領域へ拡張することが可能である。本研究では、このようにして得られた提案手法を「周波数移動法」と称してその精度評価を検証した。その結果、フーリエ変換によって得られるチャネルの伝達関数のみに基づく手法ではその精度は十分ではなく、i) 伝搬損の周波数依存性 (Friis の伝達公式における $1/f$ ファクタ) と ii) チャネルの応答行列の要素の空間距離に対する位相差の周波数特性を考慮することによって、さらに周波数移動法の精度が向上することを示した。なお、この周波数移動法においては、式の構造上の点から、iii) 材料の反射係数や回折係数の周波数依存性を組み込むことは不可能である。しかしながら、本研究で対象とした周波数範囲 ($|\Delta f|/f_0 \leq 0.1$ 、 f_0 : 中心周波数、

Δf : 中心周波数からの周波数の変化量) においてはiii) が精度に及ぼす影響は極めて少なく無視できる。

ここまで、空間移動法を用いることで、ある受信エリアにおける伝搬環境の統計的性質を短い計算時間で求められることを述べてきた。しかしながら、ここまでの空間移動法では該当エリアの「統計的性質の概略を把握すること」を検討対象としており、要求される測定データとしてはせいぜい 10^3 のオーダーである。他方、BER の評価に繋がられるような統計的性質を把握しようとするれば、少なくとも 10^5 の測定データ数が必要となる。このような非常に多数の測定データが対象となると、空間移動法でも計算時間が数時間に及ぶことになる。そこで三番目の簡易推定手法として、レイトレーシング法にクロネッカーモデルを組み込んだ手法である「クロネッカー法」を提案した。そして本研究においては、ITS の車車間通信を想定した見通し内マルチパスフェージング環境における特定点周囲での MIMO・MISO・SIMO 伝送特性をこのクロネッカー法の検討対象とした。クロネッカー法とは、送受信の基準点でのマルチパス構造を一回のレイトレーシングで求めた後、環境を構成するそれぞれのパスの振幅や角度情報から送受信双方での空間相関を求め、基準点周囲のエリア内の統計的性質をクロネッカーモデルにより求める方法である。さらにその際、チャネルの特性行列を直接波成分とマルチパス成分とに分離して表現し、前者は定数扱いとしてクロネッカー法の式は後者に適用する。検討の結果、特にシングルモード伝送においてクロネッカー法が有望であることを示した。また、空間移動法よりもさらに計算時間が短縮化されることを明らかにした。

なお、クロネッカー法はクロネッカーモデルをその根本原理としていることから、伝送路中において無相関散乱の仮定が成立する環境が適用条件となる。一方で、これとは対照的な環境すなわちクロネッカーモデル自体が適用外とされるキーホールモデルに分類される環境では、本クロネッカー法もやはり適用できない。これに対して、空間移動法の場合は、無相関散乱の仮定が成立しない環境でも適用可能である。

なお、クロネッカー法の今後の課題としては、交差点周りでの見通し外伝搬を含む様々な環境での適用性の評価、さらには、アンテナ本数、アンテナ間隔、統計評価のエリアサイズに関する適用範囲の詳細検討が挙げられる。

通信システムの観点から、第 3.9 および第 4 世代移動通信で導入されている MIMO 等の空間処理技術においては、電波の到来角プロファイルの評価が重要である。これに対して、レイトレーシング法ではこの点を高精度に推定できる長所がある。したがって、レイトレーシング法を軸に据えた「空間移動法」と「クロネッカー法」は、これらの第 3.9 および第 4 世代移動通信システムの伝搬特性の評価に対して有効な手段となりえる。ただし、上記の点から、(1) 必要とされる測定点数が極めて多く、(2) 無相関散乱の仮定が十分成立する環境、のケースでは空間移動法よりもクロネッカー法の適用が推奨される。一方、個々

のレイトレーシング法計算において周波数は一定値で与えられるため、ドップラーシフトによる周波数変動が大きい高速移動体通信については、これら 2 つの提案法は適用範囲外となる。

次に、本論文の後半部では、電磁波吸収ロックウール天井板を利用することによる無線 LAN 伝送特性の改善提案と実験による評価検討を実施した。

ここでは、反射環境を設定できる実験室を用いて無線 LAN 伝送特性の検証実験を行った。その結果、遅延の広がり非常大きい環境下（遅延スプレッドが 200ns 以上になる長遅延環境）では、OFDM 変調方式を備えた 5GHz 帯無線 LAN であっても顕著な伝送レートの低下が発生することが明らかになった。これに対し、天井面に電磁波吸収天井板を施工することにより、遅延スプレッドを半分以下に低減することができ、遅延スプレッドが小さいマルチパス環境での上限レベルまで伝送特性が改善されることを実証した。すなわち、電磁波吸収ロックウール天井板を用いることにより、室内の遅延スプレッドを適正にコントロールできることが示された。この電磁波吸収ロックウール天井板は既存の電磁波吸収体とは設計思想を異にしており、裏面に反射層を設けていない。そのため、5dB 程度の吸収性能で適度な反射性能も有する設計となっている。そして、反射層が無いことにより、製品コストを抑制することが出来る上に施工性の点で既存の一般的な天井板と何ら変わるところが無く取り扱いが容易である。また、天井面は実用において什器等でその面積の一部が遮蔽される可能性は低い部位であることも考慮すると、無線通信の伝送特性の改善策としてこの天井板の活用は有望であるといえる。

さらに、IEEE801.11b に準拠した 2.4GHz 帯無線 LAN についても同様な結論が導かれた。

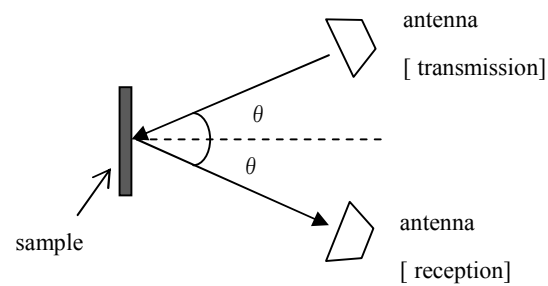
ここでの検討は、実験環境構築の制約から、固定したサイズの大きさの実験室でのものであり、また、電磁波吸収ボードも天井のみに施工したケースのみを扱っているが、考察で示したように、理論的に検討を行った文献[9]に示されている結果と合わせて評価することにより、種々のケースでの効果の判断が可能である。

今後の検討課題としては、IEEE801.11a 以降の MIMO 機能を有する無線 LAN 機種での検討、および環境の視点からは室内に什器等が配置されたより実環境に近い条件での検討が挙げられる。

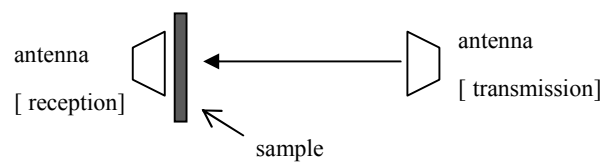
【付録】電磁波吸収天井板の電气的特性測定

第 4 章で用いた電磁波吸収天井板の特性を自由空間タイムドメイン法により測定した。測定の概略を図 A-1 に示す。

測定において、アンテナはダブルリッジド・ガイドアンテナ（開口部：240mm×140mm）を使用し、試験体（sample）サイズは 400mm×400mm、アンテナー試験体間距離は 1.2m である。



(a) Measurement of the ratio of reflection [TE and TM wave : $\theta = 10 \sim 70^\circ$]



(b) Measurement of the ratio of penetration [Perpendicular]

図 A-1 自由空間タイムドメイン法による測定の概略図（俯瞰図）

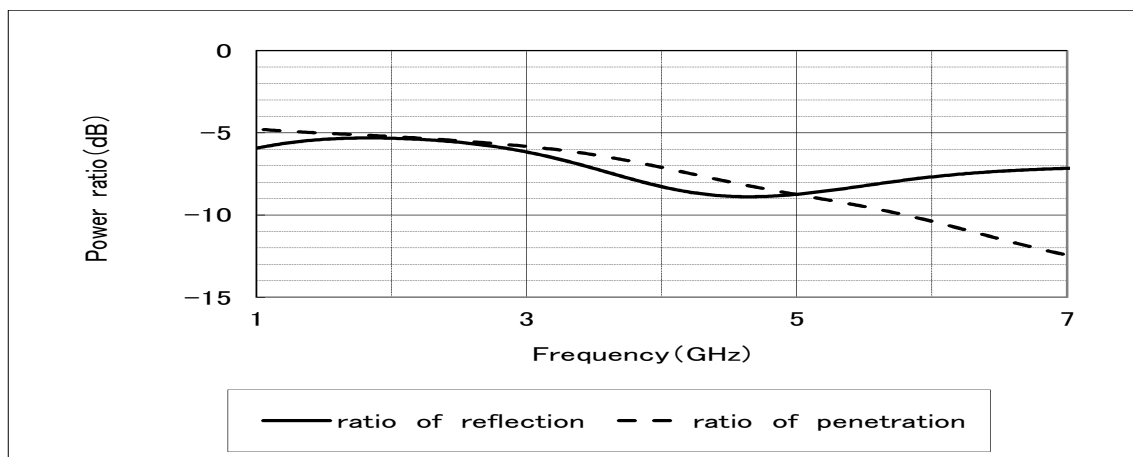
測定結果を図 A-2 に示す。測定結果から、電磁波吸収天井板の 5GHz 帯域における（垂直もしくは垂直に近い）入射角の小さい入射波の反射率は－8～9dB で透過損失は－9dB であり、約 75％（6dB）の吸収性能を有する。同様に、2.4GHz 帯域における反射率は－5～6B で透過損失は－5.5dB であり、吸収性能は約 40％（4dB）である。

一方、入射角が大きくなると TE 波については反射率が高く TM 波については低くなるが、これは 1 層型電磁波吸収体に一般的にみられる傾向であり、理論解析[38]からも同様の結果が得られる。

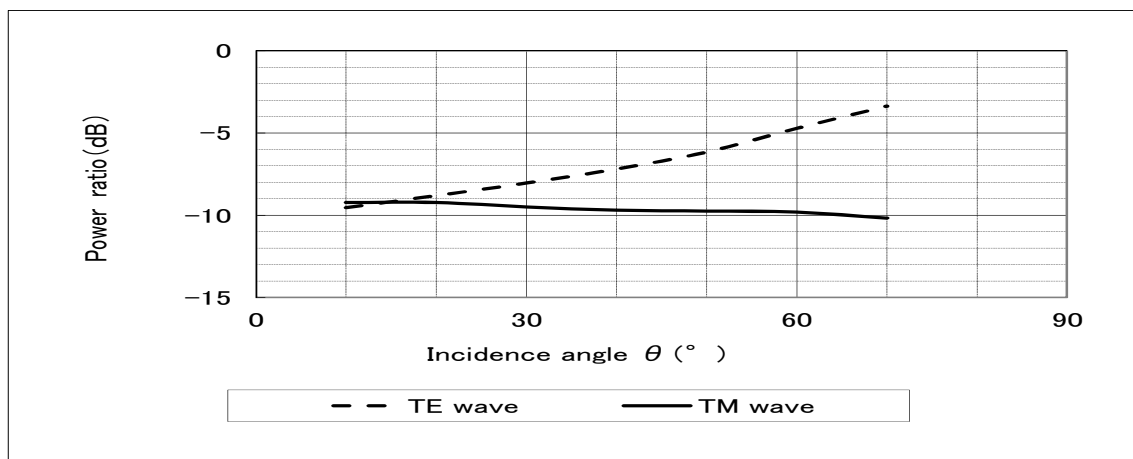
また、筆者らは、自由空間タイムドメイン法による測定から、電磁波吸収天井板の無線 LAN 周波数帯域における複素比誘電率の算出も実施しており、その結果を表 A-1 に示す[39]。

表 A-1 電磁波吸収天井板の複素比誘電率

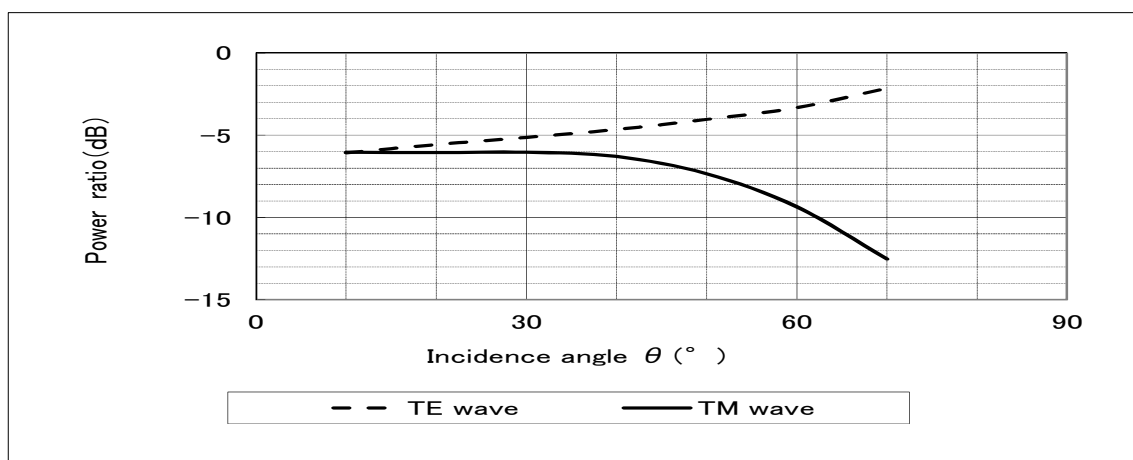
周波数	複素比誘電率	
	実部： ϵ'	虚部： ϵ''
2.4GHz	6.3	2.7
5.2GHz	5.8	2.7



(a) Ratio of reflection and penetration as a function of frequency



(b) Ratio of reflection at 5.2GHz



(c) Ratio of reflection at 2.4GHz

図 A-2 電磁波吸収天井板の性能

謝辞

本論文は、電気通信大学情報理工学研究科教授（当時、現在名誉教授）唐沢好男博士ならびに電気通信大学先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター（AWCC）教授 藤井威生博士の御指導・御鞭撻のもとに、著者が日東紡績株式会社建材事業部門商品開発部在職中および電気通信大学大学院情報理工学研究科博士後期課程情報・通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり、長い年月にわたり深甚なる御指導・御鞭撻を賜りました唐沢好男名誉教授ならびに藤井威生教授に衷心より感謝の意を表します。

さらに、本論文をまとめるに際して多くの御指導・御助言を頂戴いたしました電気通信大学先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター（AWCC）センター長教授 山尾泰博士、電気通信大学情報理工学研究科教授 肖鳳超博士、電気通信大学情報理工学研究科教授 和田光司博士に深謝の意を表します。

本研究の初期において、御理解のある御指導・御配慮を賜った日東紡績株式会社建材事業部門商品開発部小島英俊氏（当時部長）、畑中英之氏（当時課長）、大坪雅人氏に深謝の意を表します。

本研究を進めるに際し、活発な御討論と有益な御協力を頂きました電気通信大学情報理工学研究科の唐沢研究室ならびに藤井研究室の諸賢に感謝を致します。

最後に、常日頃から理解と支援をしてくれた敬子（妻）、光姫（長女）、義父、義母、亡父、母、妹に対して感謝します。

2016年9月30日

参考文献

- [1] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすいMIMO システム技術, オーム社, pp. 43-77, 2009.
- [2] Y. Maeda, K. Takaya, and N. Kuwabara, "Experimental investigation of propagation characteristics and performance of 2.4-GHz ISM-band wireless LAN in various indoor environments," IEICE Trans. Commun., vol. E82-B, no. 10, pp. 1677-1683, Oct. 1999.
- [3] 木村健一, 橋本修, "無線 LAN 通信環境における建材型電波吸収体の設置効果に関する実験的検討," 信学論 (B), vol. J88-B, no. 1, pp. 310-318, Jan. 2005.
- [4] 西本浩, 西村寿彦, 小川恭孝, 大鐘武雄, "屋内伝搬実験に基づくトライポールアンテナを用いた MIMO-SDM 伝送の特性評価," 信学技報, RCS2005-39(2005-06), pp. 71-76, 2005.
- [5] Z. Yun, M. F. Iskander, and Z. Zhng, "Complex-wall effect on propagation characteristics and MIMO capacities for an indoor wireless communication environment," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 52, no. 4, pp. 914-922, Apr. 2004.
- [6] R. A. Valenzuela, "A ray tracing approach for predicting indoor wireless transmission," IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 214-218, 1993.
- [7] 上原一浩, 関智弘, 鹿子嶋憲一, "幾何光学手法による任意指向性アンテナに対する屋内伝搬特性解析," 信学論 (B), vol. J78-B-II, no. 9, pp. 593-601, Sep. 1995.
- [8] H. Zhu, J. Takada, K. Araki, and T. Kobayashi, "A ray-tracing-based characterization and verification of the spatio-temporal channel model for future wideband wireless systems," IEICE Trans. Commun., Vol. E84-B, No. 3, pp. 644-652, Mar. 2001.
- [9] 下条則之, 唐沢好男, "屋内電波吸収壁によるマルチパス抑圧効果とデジタル伝送特性に関する等価伝送路モデルによる解析," 信学論 (B), vol. J86-B, no. 12, pp. 2522-2532, 2003.
- [10] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦 (編), アンテナ・無線ハンドブック (Part II §1.4), オーム社, pp. 75-81, 2006.
- [11] G. Tiberi, S. Bertini, W. Q. Malik, A. Monorchio, D. J. Edwards, and G. Manara, "An efficient ray tracing propagation simulator for analyzing ultrawideband channels," IEEE Int. Conf. Ultrawideband (ICUWB). Singapore, Sep. 2007.
- [12] N. S. Alvar, A. Ghorbani, and H. Amindavar, "A novel ray tracing acceleration method based on bounding volumes and prior environment processing," in Proc. Microw. Optoelectron. Conf., Oct. 2007, pp. 580-583.
- [13] 今井哲郎, "レイトレーシング法による移動伝搬シミュレーション," 信学論

- (B), vol. J92-B, no. 9, pp. 1333-1347, 2009.
- [14] 山田渉, 北直樹, 杉山隆利, “屋内 MIMO 伝搬特性推定におけるレイトレース法簡易計算法,” 信学ソ大, B-1-6, Sep. 2008.
 - [15] J. T. J. Napitupulu, 唐沢好男, “ITS 車車間通信の SIMO/MIMO レイトレーシング簡易計算法,” 信学ソ大, B-1-195, Sep. 2009.
 - [16] 山田渉, 北直樹, 杉山隆利, “レイトレース法による MIMO 伝搬チャネル推定計算量削減手法の適用効果,” 信学ソ大, B-1-13, Sep. 2009.
 - [17] W. Yamada, N. Kita, T. Sugiyama, and T. Nojima, “Plane-wave and vector-rotation approximation technique for reducing computational complexity to simulate MIMO propagation channel using ray-tracing,” IEICE Trans., Commun., Vol. E92-B, No. 12, pp. 3850-3860, Dec. 2009.
 - [18] 下条則之, 唐沢好男, “遅延の広がりガードインターバルを超えるマルチパス環境における OFDM 伝送特性の等価伝送路モデルによる解析,” 信学論(B), vol. J85-B, no. 11, pp. 1904-1912, 2002.
 - [19] Y. Karasawa, N. Gejoh, and T. Izumi, “Modeling and analysis of OFDM transmission characteristics in Rayleigh fading environment in which the delay profile exceeds the guard interval,” IEICE, Trans. Commun., vol. E88-B, no. 7, pp. 3020-3027, 2005.
 - [20] 笠井泰彰, 杉本弘道, “電波吸収内装建材による無線 LAN 通信環境の改善 その 2～オフィス内通信環境の実態把握と事前予測～,” 日本建築学会大会学術講演梗概集, D-1, p. 1171-1172, 2004.
 - [21] 小田光之, 古森秀樹, 長田耕治, 大山俊雄, “無線 LAN 用室内通信環境の層別事例,” 日本建築学会大会学術講演梗概集, D-1, p. 1133-1334, 1999.
 - [22] 岸野康博, 堀俊和, “屋内無線アクセスにおける部分電波吸収壁によるマルチパス抑圧効果,” 1998, 信学ソ大, B-1-11, Sep. 1998.
 - [23] 鈴木宏和, 橋本修, “石膏ボード型電磁波吸収建材の開発と室内伝送速度改善,” 日本建築学会大会学術講演梗概集, D-1, p. 995 -996, 2006.
 - [24] 畑中英之, 有川禎昭, 大坪雅人, 小島英俊, 唐沢好男, “電波吸収ロックウール天井板を用いた 2.4GHz 帯無線 LAN 伝搬特性改善実験結果,” 信学総大, B-4-18, Mar. 2000.
 - [25] E. Haddad, N. Malhouroux, P. Pajusco, and M. Ney, “On the frequency dependence of UWB indoor channel parameters: 3D ray tracing and measurement,” 2010 Fourth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 1-5, 2010.
 - [26] A. Molisch, “Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 54, no. 5, pp. 1528-1545, 2005.
 - [27] J. P. Kermoal, L. Schumacher, and K. I. Pedersen, “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation,” IEEE Journal on Selected Areas in

Communications, vol.20, no.6, pp.1211-1226, Aug. 2001.

- [28] S.Yan and Z.Yerong, "Maximum MIMO capacity of Rice channel," Wireless Communications & Signal Processing, pp.1-5, 2009.
- [29] <http://www.kke.co.jp/raplab>
- [30] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, pp. 154-156, 2003.
- [31] Y.Karasawa, T.Kuroda and H.Iwai, "The equivalent transmission-path model - A tool for analyzing error floor characteristics due to intersymbol interference in Nakagami-Rice fading environments," IEEE Trans.on Vehicular Tech., Vol. 46, No.1, pp.194-202, 1997.
- [32] Y.Karasawa and H.Iwai, " Enhancement of the ETP model: How to calculate BER due to ISI for wide-band digital transmission in Nakagami-Rice fading environments," IEEE Trans.Vehicul.Tech., vol. 49, no.6, pp.2113-2120, Nov.2000.
- [33] Y.Karasawa and C.Vanmani, "OFDM transmission characteristics where the delay profile exceeds the guard Interval in Nakagami-Rice fading environment," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.10, pp.3262-3271, 2008.
- [34] 細矢良雄 (企画・監修), 電波伝搬ハンドブック, REALIZE INC., pp.234-239, 1999.
- [35] <http://www.itsforum.gr.jp/Public/guideline/>
- [36] 佐々木克守, 大島一郎, 唐沢好男, "マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱[II], 信学技報, A. P2008-77, pp. 13-18, 2008. 09.
- [37] 市坪信一, 古野辰男, 岡本英明, 川崎良治, "屋内における伝搬遅延特性とその遅延シミュレータ用モデル," 信学論 (B-II), vol. J79-B-II, no. 12, pp. 1048-1050, 1996.
- [38] 電磁波の吸収と遮蔽編集委員会, 電磁波の吸収と遮蔽 (II 編電磁波と電磁妨害の基本), オーム社, pp. 56-59, 2014
- [39] 有川禎昭, 大坪雅人, 畑中英之, 小島英俊, 唐沢好男, "電波吸収ロックウール天井板の誘電率測定," 信学総大, B-4059, Mar. 2001.

関連論文

- [1] 有川禎昭, 唐沢好男, “電磁波吸収ロックウール天井板施工による 5GHz 帯および 2.4 GHz 帯無線 LAN 伝送特性の改善,” 信学論 (B), vol. J93-B, no. 7, pp. 1006-1016, July 2010.

【第 4 章に関連】

- [2] S.Arikawa, Y.Karaswa, “A simplified MIMO channel characteristics evaluation scheme based on ray tracing and its application to indoor propagate evaluation,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1737-1740, 2014. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2353663.

【第 3 章に関連】

- [3] S.Arikawa, T.Miyabe, and Y.Karasawa, “A simplified scheme for evaluating MIMO channel characteristics by combining ray tracing and the Kronecker model,” IEICE Communications Express, vol. 5, no. 6, pp. 183-186, 2016. DOI: 10.1587/comex.2016XBL0047.

【第 3 章に関連】