

修士論文

指向性アンテナを用いたOFDM伝送特性  
の評価に関する研究

A Study on Transmission Characteristics of  
OFDM with Directional Antenna

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月7日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻  
電気電子ネットワークコース

03GD150 中塚 庸介

# 要約

近年の無線通信システムおよび通信インフラの普及に伴い、従来有線系ネットワークにおいて得られてきた多彩なマルチメディア情報を無線通信により行う需要が高まっている。このような広帯域、高品質伝送サービスを実現するために高速無線 LAN システムにおいてはシンボルレート的高速化に伴って問題となるマルチパスによるシンボル間干渉を軽減するため、OFDM が用いられている。しかし、マルチパス伝搬路により受信電力低下や周波数スペクトル歪が発生した場合に急激に特性が劣化してしまう。周波数選択性歪による特性劣化を改善する方法として、アダプティブアレーにより干渉波を抑圧することなどが検討されているが、端末で用いることを考えると回路規模的が大きくなるという問題がある。

本論文ではより簡易的なシステムとして指向性切り替えを用いることを考え、アンテナの指向性による OFDM 受信特性について検討する。これまでの OFDM のシミュレーションに用いられていた時間変動の伝送路モデルでは指向性の効果に対する検討ができない。よって実伝搬環境を想定するためにレイトレース法を用いて遅延プロファイルを推定し、これをフーリエ変換することにより伝送路特性を求め、計算機シミュレーションにより検討を行った。切り替える指向性はカーゴイド型を想定し、まず指向性を回転する際に必要となる精度の検討を行った。次に、オフィス環境をモデルとして検討を行い、1 素子受信と比較して見通し内外での有効性を示した。またこのシステムの特性の評価として、同等の回路規模で構成される選択ダイバーシチとの比較を行った。ビット誤り率の場所率特性を比較することにより、同程度の特性が得られる選択ダイバーシチの素子間隔から、この指向性切り替えが低コスト化と小型化に適していることを示す。

また実際にオフィス環境で実験的検討を行った。受信された信号のスペクトルを伝達関数として用いることにより、シミュレーション結果の検証を行い、また指向性制御が小型化、低コスト化に向けたシステムとして有効であることを示す。

# 目次

第1章	序論	1
1.1	背景	1
1.2	OFDM信号におけるマルチパス歪の影響低減手法	2
1.3	目的と論文の構成	4
第2章	レイトレース法による伝搬路推定結果を用いたOFDM受信特性	6
2.1	レイトレース法	6
2.1.1	イメージング法	7
2.1.2	解析モデルと伝搬特性	10
2.1.3	遅延スプレッド	11
2.2	OFDM受信特性	15
2.2.1	OFDM方式	15
2.2.2	OFDMシミュレーションモデル	20
2.2.3	ペンシルビームによるOFDM受信特性	22
2.2.4	カーゴイド型指向性によるOFDM受信特性	24
第3章	カーゴイド型指向性制御の特性評価	27
3.1	シミュレーションによる評価	27
3.1.1	ダイバーシチ	27
3.1.2	シミュレーションモデル	28
3.1.3	シミュレーション結果	29
3.2	屋内における実験的検討	32
3.2.1	システムの諸元	32
3.2.2	実験結果	36
第4章	結論	40
	謝辞	41

参考文献	42
发表文献	44

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 背景

近年，ブロードバンドインターネットの普及，地上波デジタル放送の開始など，通信インフラは急速に進展している．また，デジタル技術の進歩から家庭内の様々な機器のデジタル化が進んでおり，家電製品や AV 機器を含めた家庭内ネットワークを家中のどこにおいても提供する媒体として無線 LAN が普及している．現在，屋内における高速無線通信方式として，2.4GHz 帯または 5GHz 帯の無線 LAN が頻繁に利用されている．図 1.1 に家庭内無線 LAN の用途の移り変わりを示す．デジタルハイビジョン伝送を行うためには 20Mbps 以上の伝送速度が求められる．

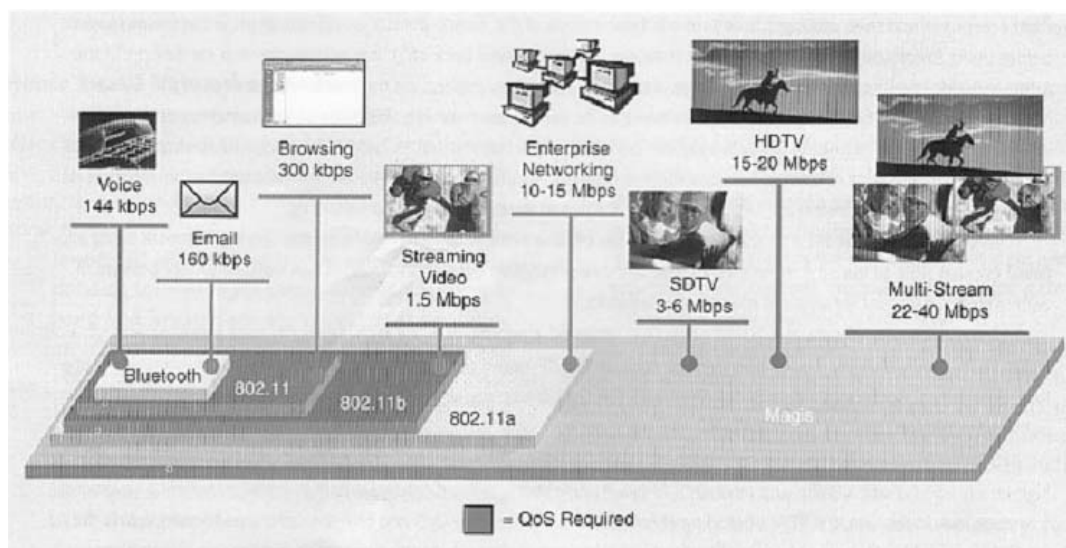


図 1.1: 家庭内無線 LAN の用途

一般に無線通信を屋内で行う場合では反射，散乱，回折により多重波伝搬路が形成され，マルチパス環境となり伝送路として周波数特性を有する．すなわち，高速無線 LAN などの利用周波数が広帯域に及ぶ場合には，受信点における電界強度が周波数によって変わるため，電波伝搬路があたかも周波数特性を持つフィルタのように振舞う周波数選択性フェージングが発生し，高速データ転送の障害となる．よって，この多重波伝搬路において高速伝送を行う場合には，周波数選択性フェージング対策が必要不可欠となる．2.4GHz 帯無線 LAN の IEEE802.11g 及び，5GHz 帯無線 LAN の IEEE802.11a では，マルチパスによる遅延歪みの影響を低減するために OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が採用されている [1]．OFDM はマルチキャリア伝送の一種であり，直交する複数のキャリアを用い，狭帯域化した信号に変換して伝送する方式である．OFDM ではガードインターバルを挿入することにより，サブキャリア毎の直交性を確保し，マルチパス伝搬路による符号間干渉の影響を削除できる．しかしながら，OFDM 方式のみでは，マルチパスによるキャリアの電力低下やサブキャリア毎の受信電力の変動すなわち周波数選択性フェージングは防ぐことができない．従来の OFDM の復調の手法としては，パイロット信号や帰還判定を用いて周波数領域で直接伝送路特性を推定する方法などがある．この手法では伝送路特性の推定値で受信信号を複素除算して等化を行うため，この値の絶対値が小さい場合において雑音による誤差を増幅してしまい等化特性の劣化を招く．つまり，このマルチパスによるキャリア電力の低下やサブキャリア毎に異なる受信電力の変動が，無線 LAN 方式における受信品質の支配の要因となっている．

## 1.2 OFDM 信号におけるマルチパス歪の影響低減手法

マルチパス伝送路における OFDM 信号への周波数選択性歪の影響を軽減する方法としては，

- 誤り訂正符号を用いる方式
- データ拡散方式
- 多次元符号化変調を適応的に行う方法
- 周波数ダイバーシチ
- アレーアンテナ

などが提案されている [2]-[5]．しかし，アレーアンテナを除いての方法では標準化の必要性や送信側での変更を行うためシステムの導入に難がある．よって端末側での改善策としては，複数のアンテナを用いたアダプティブアレーアンテナが伝送特性の改善，空

間を用いた並列伝送，他のユーザの干渉信号の低減などに効果があり，OFDM 方式においてもさまざまなものが提案されている．

OFDM のアダプティブアレーアンテナには図 1.2 に示すように大きく分けて 2 つのウェイト配置がある [6]．ひとつは FFT 前にウェイトを配置する Pre-FFT 型アダプティブアレー，もう一つは FFT 後のサブキャリア毎にウェイトを配置する Post-FFT 型アダプティブアレーの構成である．前者は全サブキャリアの信号に対してまとめてウェイトを付加するために，ウェイトの数が少なく済む利点があるが，ウェイトの生成に遅延波の推定が必要となり，さらに角度広がりが多い場合には最適なウェイトが得られず，干渉を十分に抑圧できない問題がある．一方後者では，各サブキャリアでウェイトを付加するために，ウェイトの数が多くなってしまいう問題があるが，到来信号の角度広がりが多い場合でも良好な特性が得られる．

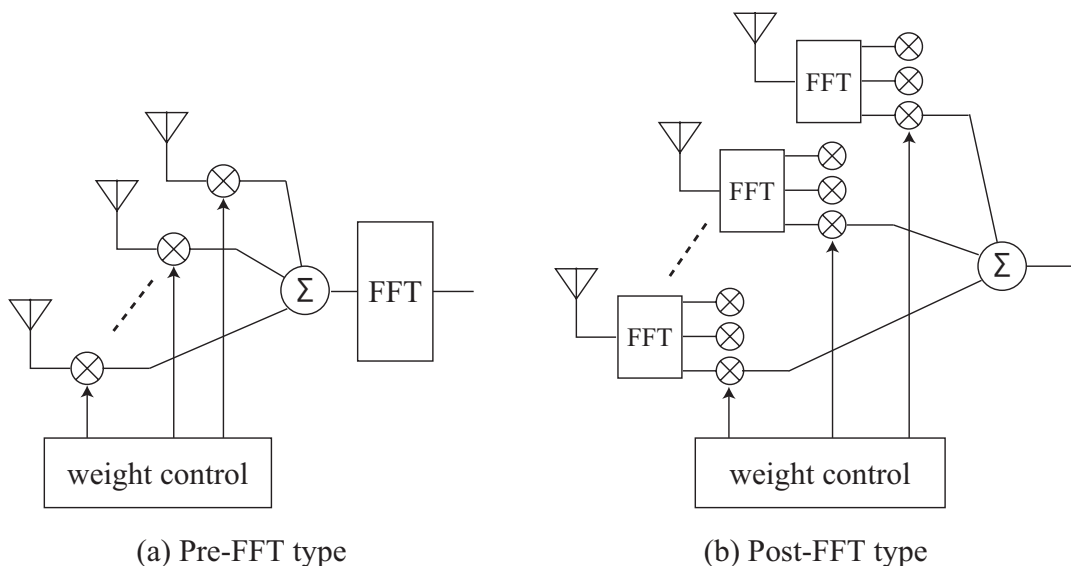


図 1.2: OFDM におけるアダプティブアレーアンテナの構成例

アダプティブアレーアンテナを室内無線 LAN に用いて，最適なビームパターンにより受信品質を改善することは有効であるが，図 1.2(b) のように最適なビームパターンをを計算するために非常に複雑な計算，ハードウェアが必要となり，端末側で用いるにはコスト的，回路規模的に問題がある．

### 1.3 目的と論文の構成

アレーアンテナを用いての指向性制御を安価なシステムで実現し，マルチパス伝送路による受信品質の劣化を防ぐ方式として，RF 帯移相器を用いての指向性制御方法が検討されている [7][8]. 図 1.3 は位相差制御アレーアンテナを用いた OFDM 受信機である．図 1.3 のように，RF 帯電圧制御移相器を用いて，複数アンテナ素子の受信信号を RF 帯において移相制御し合成することでカーゴイド型指向性を形成する．

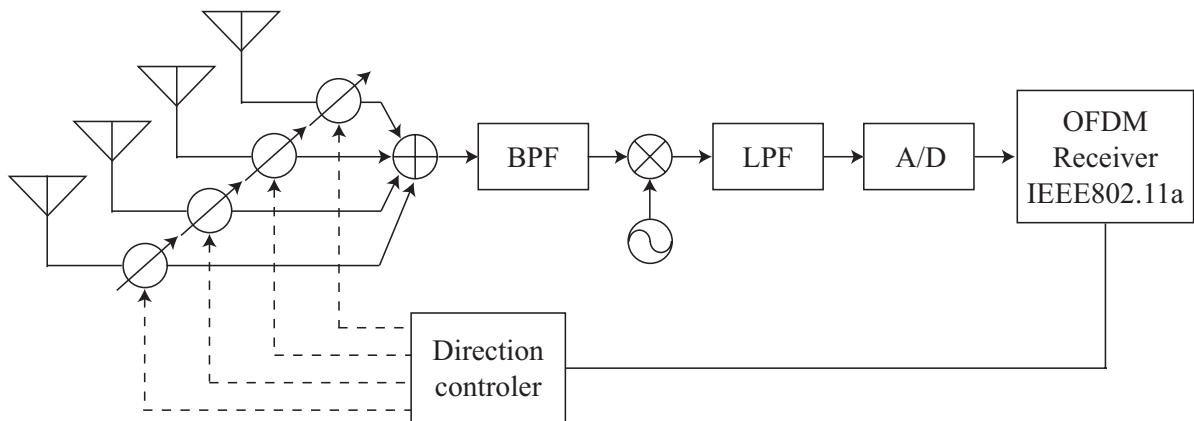


図 1.3: システムモデル

このシステムは図 1.2(a) の回路規模とほぼ同等であるが，図 1.2(a) のようにリアルタイムに遅延波の推定を行いウェイトを計算し更新するのではなく，より簡易的なシステムとして，あらかじめ指向性形成に必要なウェイトを求めておき，そのウェイトを切り替えることによりアンテナの指向性を切り替えて受信品質を改善する．本稿ではその際に必要なビームパターンとその制御精度について検証する．

実際に室内環境の通信品質を評価するシミュレーションでは，一般的には時変のモデルが用いられている．例えば，それぞれのパスがレイリー変動する数波のモデルなどである．しかしながら，このようなシミュレーションモデルにおいて，アンテナの指向性や受信する場所によってチャンネルが変化することはモデルできない．

そこで今回の評価では，まずマルチパス環境下においける広帯域無線通信の信号伝送特性を解析するためにレイトレース法を用いている．レイトレース法により受信アンテナの指向性を考慮して，場所ごとの受信パスを求め，これを用いたチャンネルモデルにより OFDM の受信特性を評価する．



以下に本論文の構成を示す．第2章では，レイトレース法のひとつであるイメージング法の原理を説明し，その推定結果を周波数伝達関数として用いOFDM方式における指向性アンテナの効果を評価する．第3章では，指向性切り替え制御の特性評価として空間ダイバーシチとの比較をシミュレーションと実験的検証により行う．最後に第4章を本論文の結論とする．

## 第 2 章

# レイトレース法による伝搬路推定結果を用いた OFDM 受信特性

近年，各種無線 LAN や Bluetooth などのワイヤレスネットワークが，手軽にネットワークを構築・拡張する手段として注目を集めている．なかでも，より広帯域かつ他のシステムとの干渉のない 5.2GHz 帯を用いた無線 LAN がブロードバンド時代のワイヤレスネットワーク媒体として期待される．

このように無線 LAN の特徴は

- 既設住宅などへの LAN 構築の自由度，拡張性を提供できる
- 端末の可搬性，ユーザーの移動性を損なわないで，通信エリア内のいたるところからネットワークへのアクセスを可能とする利便性を提供できる

という点にある．したがって，効率よりサービスエリアを設計するためには，屋内の電波伝搬特性を把握する必要がある．

現在，屋外・屋内のようにレイアウトが複雑なエリア内の伝搬推定では，幾何光学理論に基づくレイトレース法が用いられている [9][10]．

### 2.1 レイトレース法

レイトレース法とは，送信点から放射される電波の素波をレイ (Ray) とみなし，幾何光学的な反射，透過，回折を考慮してレイの軌跡 (Trace) を追う方法である．受信電力は重心点に到達する全てのレイを加算することで求められる．したがって，基本的に構造物の幾何光学的形状と電気的特性を与えるだけで伝搬特性を容易に解析できる．そこで，レイトレース法を用いれば，任意の構造物をもつ屋内の伝搬特性も簡易に解析でき，かつ解析に送受信アンテナの位置やアンテナの指向性を容易に考慮できる点は大きな利

点である。

レイのトレース方法には大別して2種類のアプローチがあり、推定精度と演算処理量の関係が大きく異なる。その一つはイメージング法 (imaging method) と呼ばれる方法である。イメージング法は、考慮する平面に対して送信点 (若しくは受信点) のイメージを仮定することで反射点を探索し、送受信間のレイをトレースする。したがって、受信点に到達するレイを厳密に探索でき、受信電力の推定精度も高い。しかし、考慮する最大反射回数と反射面数が増大するとトレースの基本となるイメージ点の数が増大するため演算量が指数関数的に増加してしまう。レイをトレースするもう一つの方法がレイランチング法 (ray-launching method) である。レイランチング法では、送受信点からのレイを離散的に出射させ、各レイを途中の反射を考慮しながら逐次追跡し、受信点に到達するレイを探索する方法である。ここで、出射したレイが受信点に完全に一致する確率は極めて小さいことから、一般的には受信点の周囲に受信エリアを設け、その中に入ったレイは受信点に到達したものとする。レイランチング法の演算処理量は基本的に送信点から出射するレイの数に依存し、その数により演算処理量を制御することが可能である。しかし、十分な推定精度を得るには、出射数を考慮しながら受信エリアのサイズを送受信間距離に応じて適宜変化させる必要がある、その制御は非常に複雑である。したがって本論分では、レイのトレース方法としてイメージング法を用いることとした。

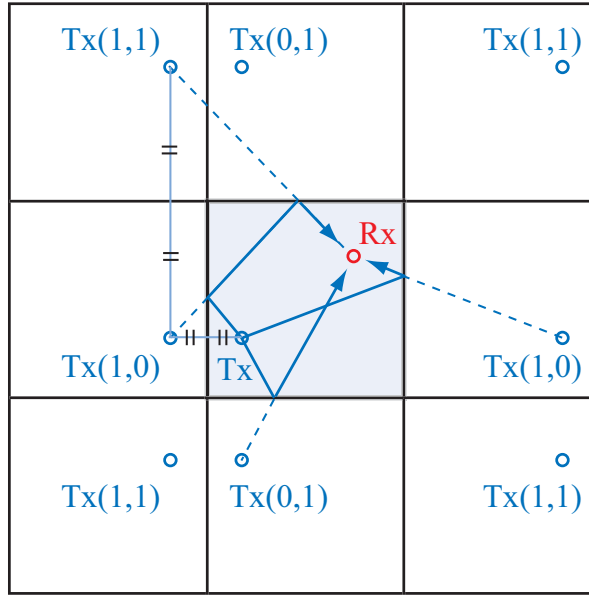
### 2.1.1 イメージング法

イメージング法では、光線近似を利用し、影像送信点を仮定することで、送信点から任意の受信点に到来する直接波と反射波をすべて直線として考える。閉空間内に任意の2点を送信点と受信点と仮定し、送信点から受信点に到来するレイの伝搬距離を  $R$  とし、その送信点から放射されるレイの振幅が送信点から見てすべての方向で一定であるとすれば、そのレイの距離  $R$  における強度は

$$E = \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.1)$$

で表される。

そこで、境界面上の反射点における入射角と反射角が等しいことから、イメージ法を用いた場合の影像送信点は図 2.1 のように考えることができる。これにより、実送信点および影像送信点から受信点を結んだ直線と、境界面との交点を反射点と考えることができる。そのレイが境界線と交わっている回数が反射回数である。そして、1つのレイの伝搬距離は、実送信点および影像送信点から受信点に引いた直線の長さで定義することができる。



Tx(n<sub>h</sub>,n<sub>v</sub>):image of Tx

n<sub>h</sub> : number of reflections in horizontal plane

n<sub>v</sub> : number of reflections in vertical plane

図 2.1: イメージング法

壁面では簡単のため反射のみを考え，反射では幾何光学近似が成立するとする．壁で反射する場合の反射係数は，Fresnel 反射係数に従い，TE 入射成分に関しては式 (2.2), TM 入射成分に関しては式 (2.3) で表される．

$$\Gamma_{TE} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.2)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{\epsilon_c \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_c \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.3)$$

ここで， $\theta_i$  は  $i$  番目の波の壁に対する入射角， $\epsilon_c = \epsilon_r - j\delta/\omega\epsilon_0$  は壁の複素屈折率で，コンクリートの電気的特性 (比誘電率  $\epsilon_r$ ，導電率  $\sigma$ ，比透磁率  $\mu_r$ ) は， $\epsilon_r=6.76$ ， $\sigma=0.0023$ ， $\mu_r=1$  と仮定した．

幾何光学理論において，受信点の電力は，到達するすべてのレイに対しての電解強度を求め，その総和から算出する． $x$  方向， $y$  方向， $z$  方向の壁にそれぞれ  $l$ ， $m$ ， $n$  回反射し受信点に到達した  $i$  番目のレイの電解  $E_i$  は式 (2.4) のように表される．

$$E_i = \frac{\lambda}{4\pi d} e^{-jkd} \sqrt{G_t(i)} \sqrt{G_r(i)} \Gamma^{l+m+n} \quad (2.4)$$

ただし， $\lambda$  は波長， $d$  は伝搬距離， $c$  は光速， $k$  は波数， $\delta$  は Dirac のデルタ関数であり， $G_t, G_r$  は各送受信アンテナの利得である．受信電力はこの  $E_i$  を用いて，式 (2.5) で表される．

$$P_r = \left| \sum_i E_i \right|^2 \quad (2.5)$$

送信アンテナの指向性は無指向性とし，受信アンテナの指向性は下式で表されるペンシルビーム (式 (2.6),(2.7)) またはカーゴイド型指向性 (式 (2.8)) とした．

$$D(\theta) = \begin{cases} \cos^{\Theta_h}(\theta) & (-\theta_\alpha \leq \theta \leq \theta_\alpha) \\ \alpha_{F/B} \cos^{\Theta_h}(\theta) & (\theta < -\theta_\alpha, \theta_\alpha < \theta) \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\Theta_h = -\frac{\log_{10} 2}{\log_{10} \{\cos(\theta_h/2)\}} \quad (2.7)$$

$$D(\theta) = (1 + \cos(\theta)) \quad (2.8)$$

ここで， $D(\theta)$  は，角度  $\theta$  から到来するレイに対するアンテナゲイン， $\theta_h$  は半値角， $\alpha_{F/B}$  は FB 比である．用いた指向性を図 3.8 に示す．

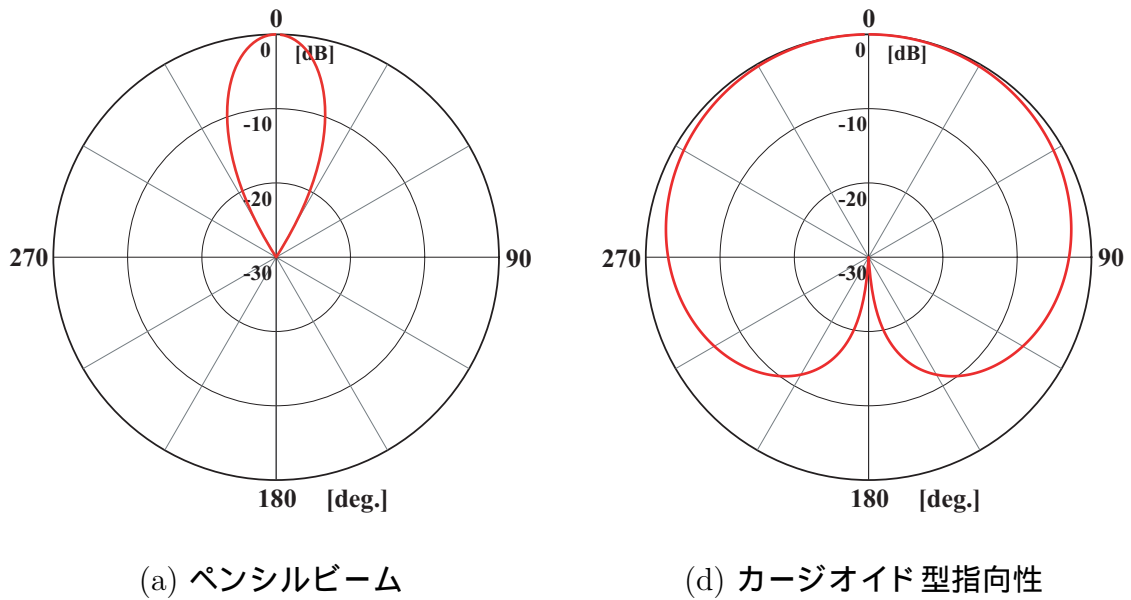


図 2.2: 指向性パターン

## 2.1.2 解析モデルと伝搬特性

屋内伝搬推定にレイトレース法を適用する場合の解析モデルをを図 2.3 に示す．一般に，レイトレース法では反射に加え透過，回折も考慮するが，本モデルでは簡単化のため透過・回折は考慮しない．また表 2.1 にレイトレーシングシミュレーションの諸元を示す．

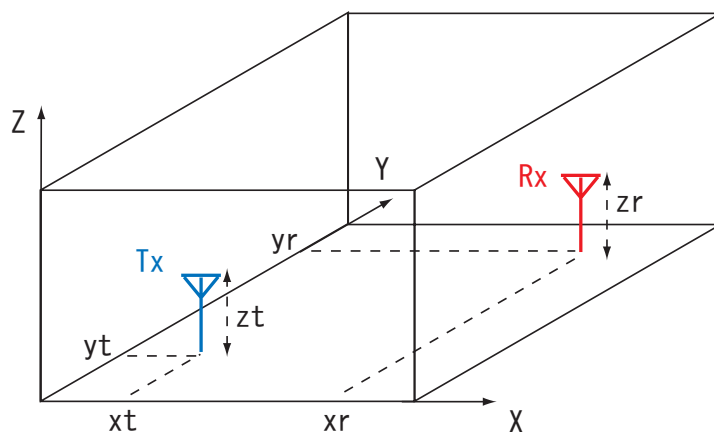


図 2.3: 解析モデル

表 2.1: レイトレーシングシミュレーションの諸元

Frequency	5.2GHz
Tx antenna position [m]	(1,1,1)
Tx antenna pattern	Omni-directional
Rx antenna height [m]	1.0
Rx antenna pattern	Omni-directional Cardiod pattern
Reflection times	6
Room size [m]	10 × 6 × 3
Polarization	Vertical polarization
Material of Walls/floor/ceiling	Concrete

OFDM の特徴の一つとして，ガード インターバル (GI:Guard Interval) を挿入することで，伝送路遅延がガード インターバルを超えない場合，マルチパス伝送路による伝送路歪みに耐性を持つという点が上げられる．しかし，GI 長を超える伝送路遅延環境では ISI (Inter-Symbol Interference: シンボル間干渉) により OFDM シンボル内での直交性が崩れ，大幅な特性劣化につながる．

そこで、想定するシミュレーションモデルでは GI 長を超える伝送路遅延環境であるかどうかを検討する必要がある。屋内で通信を行う場合、所要の DUR もしくは反射回数などを決定すれば、到来する遅延波の最大遅延時間は部屋の大きさで規定できる。つまり、部屋の大きさによって GI 長を超える遅延時間の遅延波が存在するかどうかは判断できる。図 2.4 に部屋の広さを買えて計算したときの、観測点における DUR が 100dB 以下の遅延波の最大遅延時間を示す。IEEE802.11a は OFDM の GI 長を 800ns と規定している。図 2.4 より、40m 四方の大きな室内で最大遅延時間がほぼ GI 長 (800ns) と等しくなり、それ以下の広さの室内であれば、最大遅延時間は GI 長に対して十分に小さいということがわかる。

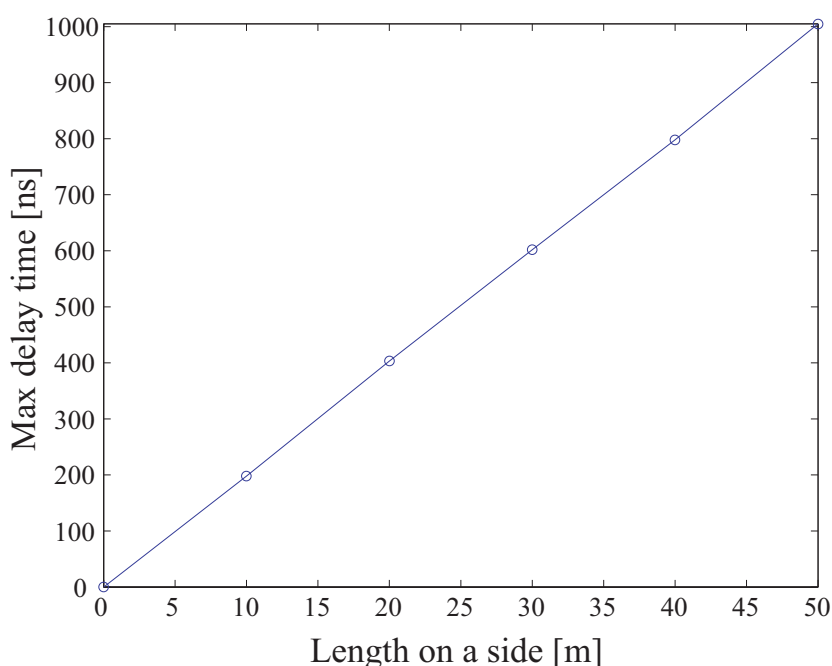


図 2.4: 部屋の広さと最大遅延時間

### 2.1.3 遅延スプレッド

一般に、伝搬遅延特性を評価する場合にはよく遅延スプレッドが用いられる。遅延スプレッドは遅延量が平均からどのくらいの広がりをもっているかを表す指標であり、ビット誤り率 (BER) に影響を与えるパラメータである。受信電力の時間変化を  $f(t)$  とすると、受信電力  $P$ 、平均遅延  $T_d$ 、遅延スプレッド  $S$  は次式で定義される。

$$P = \sum_i f(t_i) \quad (2.9)$$

$$T_D = \frac{1}{P} \sum_i (t_i - t_0) f(t_i) \quad (2.10)$$

$$S = \left[ \frac{1}{P} \sum_i (t_i - t_0)^2 f(t_i) - T_D^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

図 2.5 に屋内での遅延スプレッドの分布図の計算例を示す．受信アンテナを格子 0.5m 間隔で移動させ各受信点で遅延スプレッドを求めている．図 2.5(a) は受信アンテナの放射特性を無指向性とし，図 2.5(b) の受信アンテナの放射特性はカージオイド指向性の 90° 間隔の 4 パターンとした．

図 2.5 より，遅延スプレッドは送信点からほぼ同心円状に大きくなっていることが分かる．また，全観測点の遅延スプレッドの平均値は図 2.5(a) では 22.7[ns] に対し，(b) では 18.5[ns] とカージオイド指向性選択により多重波抑圧効果が確認できる．しかし，式 (2.10) に示されるように，遅延スプレッドは遅延時間，DUR を同時に評価するパラメータであり，遅延時間が小さく DUR が大きい場合と遅延時間が大きく DUR が小さい場合を，同等の値で評価する可能性があり得る．しかし，OFDM 方式においては，両者は異なる性質を示す．

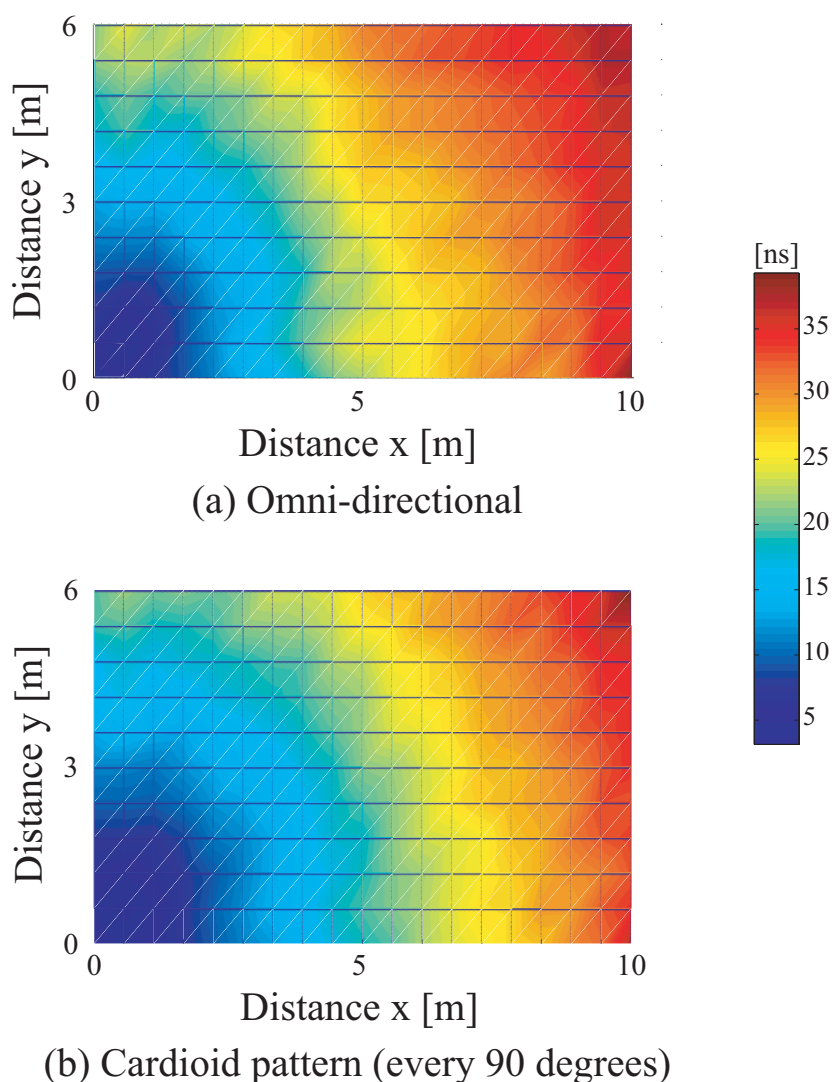


図 2.5: 各受信点における遅延スプレッド



ここで伝搬環境が OFDM に与える影響について考えてみる．静的な環境では各パスのレベルが時間的に変動することは無いので，平均電力遅延プロファイルからフーリエ変換により周波数特性を求めることができる．図 2.6 に多重波による伝搬路の周波数特性と OFDM スペクトルの概念図を示す．図 2.6(a) のような環境を考えた場合，周波数領域では U 波のレベルに応じた深さのノッチが遅延時間の逆数の間隔で発生する．このような伝搬環境の中で OFDM 信号を送ると図 2.6(b) に示すように幾つかのサブキャリアの CNR が劣化する．

静的な環境下での OFDM における BER はサブキャリアごとの CNR で求められ，ノッチのかかっているサブキャリアの CNR ( CNR の最悪値 ) は，到来波数を  $N$ ，雑音電圧の平均値を  $n$  とすると，次式で表される．

$$(C/N)_{min}[dB] = 20\log(P(T_0) - \sum_{i=1}^N P(T_i)/n) \quad (2.12)$$

また，ノッチの間隔は遅延時間の逆数となるので，CNR が劣化するサブキャリアの最大数も遅延プロファイルにより求められる．したがって，より良い伝送効率を得るには，OFDM 利用帯域内に発生するノッチの数を少なくし，かつ DUR を大きくし CNR を良くするように，伝搬環境をアンテナシステムにより改善する必要がある．

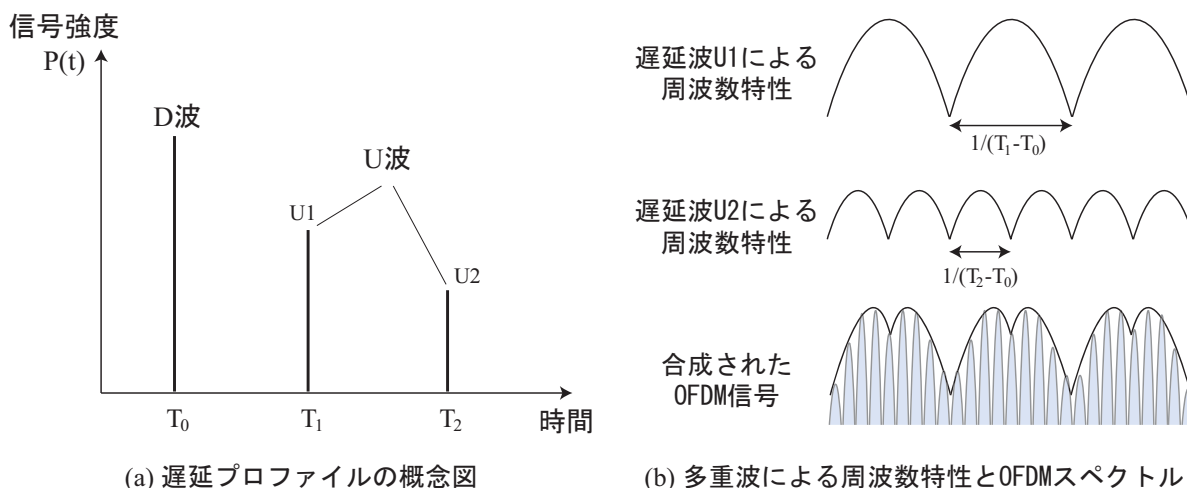


図 2.6: 多重波と OFDM スペクトル

レイトレースにより得られた遅延プロファイルから DUR を評価する．そこで文献 [11] のようにシステムの帯域幅にしたがって電力を積算して DUR を求める．受信機のサンプリングクロックを 20MHz とすると，受信機における多重波の分解能は 50ns となる．そこで，レイトレースにより推定された遅延プロファイルから 50ns 毎に信号強度を積算したモデルを考える．

解析モデルにおいて、受信点を  $(0.5 \leq x \leq 5.5, y=5)$  のコースを x 軸方向に 0.5m 間隔で移動した場合に、各受信点において遅延プロファイルを推定し、先に示したモデル化により求められた DUR の平均値を図 2.7 に示す。ここで、受信点におけるカージオイド指向性は各  $15, 30, 60, 90, 120^\circ$  ごとに回転させ、図中において  $\circ$  で示した点は最も DUR が大きくなる回転角を選択した結果である。また、実線はその DUR 値を平均した点を結んだものである。

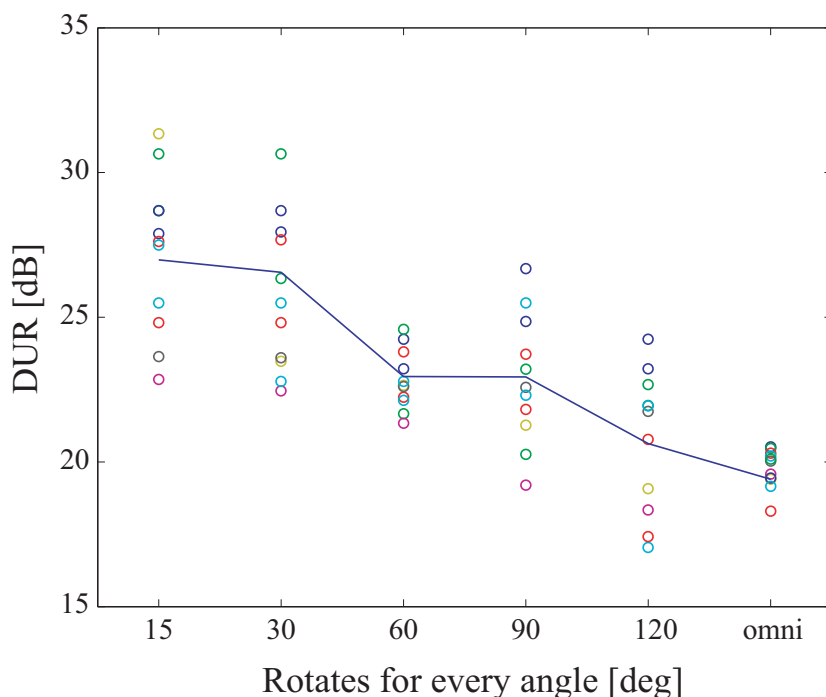


図 2.7: 平均 DUR

図よりカージオイド指向性を用いた場合、回転角度幅を小さくするほど DUR が大きくなるのがわかる。すなわち、レベルの大きい遅延波に精度よくヌルを向けることができ、CNR が改善されることが推測される。図より受信アンテナを無指向性とした場合の平均 DUR は 19.5dB であり、カージオイド指向性を  $15^\circ$  で回転させた場合の平均 DUR は 27dB であった。この結果により、受信アンテナにカージオイド指向性を用い、回転させることにより遅延波を抑圧し DUR を改善することで、伝送効率の改善につながることが確認できる。また、効率よく伝送特性を改善するためには、カージオイド指向性の回転制御に必要とされる精度を明らかにする必要がある。

## 2.2 OFDM 受信特性

本節では、高速デジタル無線伝送のキーテクノロジーとなっている OFDM の原理について解説する。

### 2.2.1 OFDM 方式

マルチパス環境下となる無線通信において、高速データ通信を行うと、伝搬遅延時間の広がり伝送パルス時間幅に対して無視できず、伝送特性が大きく劣化してしまう。OFDM はマルチキャリア伝送の一種であり、この伝搬遅延時間の広がりによる波形歪を避けるため、データを時間幅の長い伝送パルスを用いて狭帯域伝送を行う。一方、複数の狭帯域信号を周波数多重し、並列伝送を行うことで高速デジタル伝送を可能としている。また、各搬送波の周波数間隔として直交関係にある周波数のうち、間隔が最小になるものを用いているため、周波数利用効率が向上するという利点がある。[12][13]

マルチキャリア伝送信号の等価低域表現について考えると、マルチキャリア変調信号は搬送波周波数  $f_1, f_2, \dots, f_N$  の  $N$  個の変調信号の和であり、伝送信号は次式で表される。

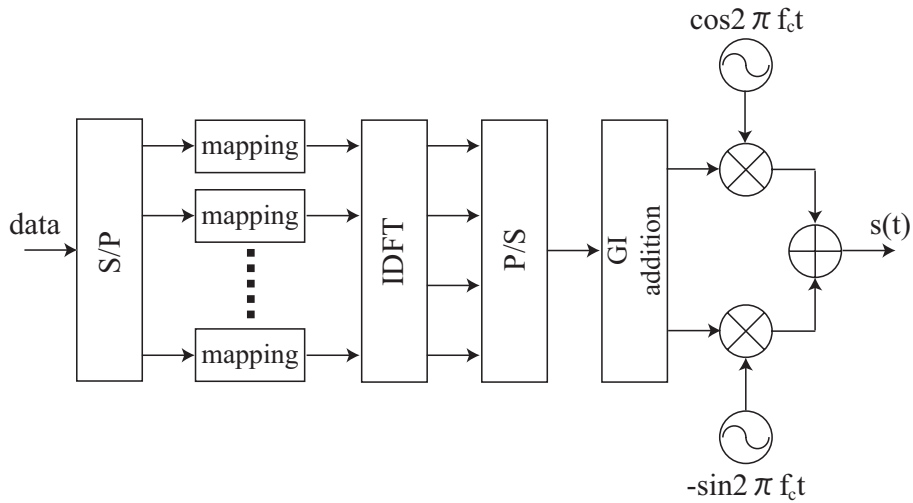
$$x(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) = \Re\left[\sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n t} u_n(t)\right] \quad (2.13)$$

また、 $u_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{n,k} g(t - kT_s)$  で変調信号の等価低域表現であり、 $a_{n,k}$  は変調シンボルである。この式 (2.13) をマルチキャリア伝送信号の等価低域に変換すると次式のようになる。

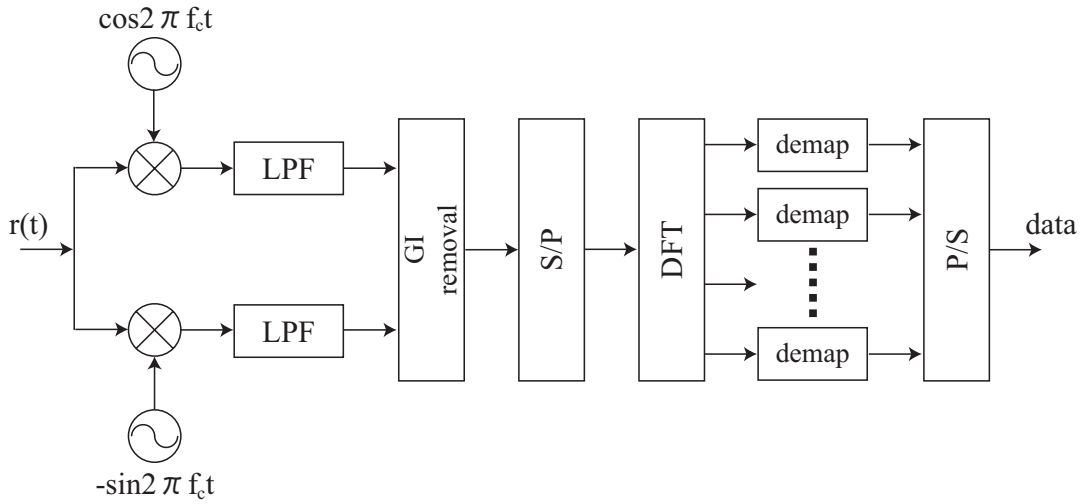
$$u(t) = \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f'_n t} u_n(t) \quad (2.14)$$

ここで、 $f'_n = f_n - f_c$  は、マルチキャリア伝送信号の  $n$  番目の変調信号の搬送波周波数  $f_n$  と中心周波数  $f_c$  との差周波数である。

OFDM の送受信機構成を図 2.8 に示す。シリアル・パラレル変換された送信データにより同相・直交成分 ( $I, Q$ ) に複素変調されたサブキャリア信号は、 $T_s$  ごとに逆フーリエ変換される。その出力にガードインターバルが付与され、RF 帯に周波数変換されて送信される。受信側では以上の逆のプロセスが行われる。



(a) OFDM Transmitter



(b) OFDM Receiver

図 2.8: OFDM 送受信機

フーリエ級数展開では，信号を周波数の  $1/T$  の基本周波数成分および，その  $n$  倍の周波数成分により表現する． $c_n$  を  $n$  番目の周波数成分の複素振幅とすれば，周期  $T$  の周期関数  $x(t)$  のフーリエ級数展開と表される．

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n t}{T}} \quad (2.15)$$

式 (2.14) と (2.15) を比較すると，フーリエ級数展開におけるフーリエ係数  $c_n$  は  $n$  番目の変調信号の等価低域表現， $n$  番目の変調信号の搬送波周波数  $f'_n = n/T$  のマルチキャリア伝送信号となる．

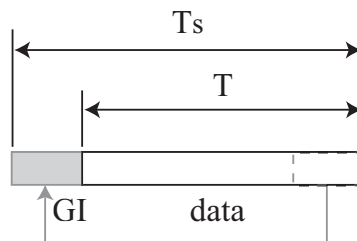
キャリア数  $N = 2L + 1$  の OFDM 信号は，次式で与えられる．

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^L a_{n,k} e^{j \frac{2\pi n(t-kT_s)}{T}} g(t - kT_s) \quad (2.16)$$

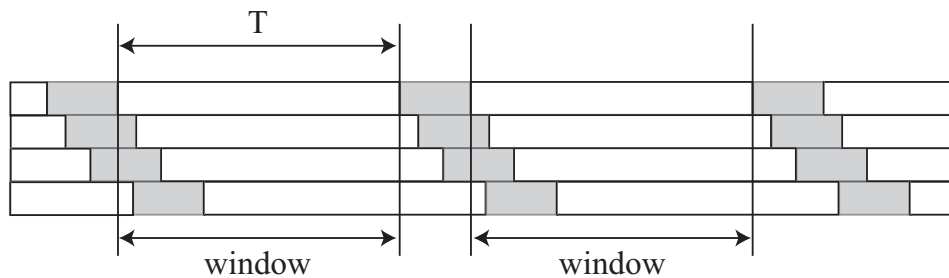
ここで,  $a_{n,k}$  は  $n$  番目のサブチャネルの  $k$  番目のシンボルの変調シンボル

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (-G \leq t \leq T) \\ 0 & (t < 0, t > T) \end{cases} \quad (2.17)$$

は, シンボルパルスである. OFDM を含むマルチキャリア伝送では, 伝送パルス波形の時間幅が遅延広がりと比較して長くなっているために, 前後のパルス波形が干渉する符号間干渉の影響を軽減することができる. しかし, 受信側ではシンボルごとにブロック処理がなされるので, 実際にはマルチパスが発生すると, 隣のシンボルと干渉を起こす. そこで図 2.9(a) のようにシンボル波形の後半部分を, シンボルの前にダミー信号としてそのままコピーする. すなわち, 図 2.9(b) のように, マルチパスにより遅延してきた前のシンボルの後半部分との境界は GI 内に収まることとなり, シンボル間干渉を防ぐことができる.



(a) OFDM symbol



(b) GI eliminates ISI

図 2.9: ガード インターバル

静的なマルチパス伝送路を想定した場合、伝送路のインパルス応答を  $h(t)$  とすると, 受信信号  $s_R(t)$  は以下のように表される.

$$s_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(u)s(t-u)du + n_c(t) \quad (2.18)$$

式 (2.18) において第 1 項は伝送路によって歪みを受けた OFDM 信号成分であり, 第 2 項は伝送路上で OFDM 信号の帯域内に加わってくる雑音成分である. これらの影響が復調シンボルに現れてくる. ガード インターバル長より短い遅延信号を持つ伝送路での

OFDM 信号は以下のように表すことができる .

$$\begin{aligned}
& \int_{-\infty}^{\infty} h(u)s(t-u)du \\
&= \Re \left[ \int_{-\infty}^{\infty} h(u) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t-u-mT) \sum_{n=0}^{N-1} d(m,n) e^{j2\pi n f(t-u-mT)} e^{j2\pi f_c(t-u)} du \right] \\
&= \Re \left[ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n f(t-mT)} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(u)g(t-u-mT) e^{-j2\pi(f_c+nf)u} du \right\} d(m,n) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.19)
\end{aligned}$$

復調器において式 (2.19) の信号をダウンコンバージョンして得られるベースバンド 信号  $s_B(t)$  は以下のように表される .

$$s_B(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n f(t-mT)} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(u)g(t-u-mT) e^{-j2\pi(f_c+nf)u} du \right\} d(m,n) \quad (2.20)$$

受信機では ,  $s_B(t)$  をサンプリングした後に復調処理が行われる . ここでは ,  $t = kT + iT_s$  ,  $(i = 0, 1, 2, \dots, N-1)$  のタイミングでサンプリングを行うことにする . サンプリングの結果以下のような離散信号  $s_B(k, i)$  が得られる .

$$\begin{aligned}
s_B(k, i) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n f\{(k-m)T+iT_s\}} \cdot \\
&\quad \left[ \int_{-\infty}^{\infty} h(u)g\{(k-m)T+iT_s-u\} e^{-j2\pi(f_c+nf)u} du \right] d(m,n) \quad (2.21)
\end{aligned}$$

これら  $N$  個のサンプルに対して DFT を適用すると、各搬送波に対する復調シンボルを得ることができる . 時間  $k$  の OFDM シンボルの搬送波  $l$  に対する復調シンボル  $x(k, l)$  は以下のように表される .

$$\begin{aligned}
x(k, l) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_B(k, i) e^{-j\frac{2\pi i l}{N}} \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n f(k-m)T} \hat{H}(k, m, l, n) d(m, n) \quad (2.22)
\end{aligned}$$

ただし ,

$$\hat{H}(k, m, l, n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)i}{N}} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)g\{(k-m)T+iT_s-u\} e^{-j2\pi(f_c+nf)u} du \quad (2.23)$$

である . 式 (2.22) より復調シンボル  $x(k, l)$  を以下のように表すことができる .

$$x(k, l) = \hat{H}(k, k, l, l) d(k, l) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n f(k-m)T} \hat{H}(k, m, l, n) d(m, n) \quad (2.24)$$

式(2.24)の右辺の第1項は希望シンボル成分であり，第2項は干渉成分である．式からわかるように一般的には希望シンボル成分に対してすべてのシンボルからの干渉が生じることになる．これらの干渉はOFDM信号の形を表す．

$$\hat{H}(k, m, l, n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)i}{N}} \int_{(k-m)T+iT_s-\frac{1}{f}}^{(k-m)T+iT_s+T_g} h(u) e^{-2\pi i(f_c+nf)u} du \quad (2.25)$$

ここで，インパルス応答  $h(t)$  が  $t = 0$  から  $t = T_g$  の範囲にのみ存在すると仮定すると，

$$\int_{(k-m)T+iT_s-\frac{1}{f}}^{(k-m)T+iT_s+T_g} h(u) e^{-2\pi i(f_c+nf)u} du = \begin{cases} \int_0^{T_g} h(u) e^{-j2\pi(f_c+nf)u} du & (m = k) \\ 0 & (m \neq k) \end{cases} \quad (2.26)$$

ここで，伝送路の伝達関数を  $H(f)$  とすると，

$$H(f) = \int_0^{T_g} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.27)$$

であるから， $m = k$  のとき，

$$\begin{aligned} \hat{H}(k, m, l, n) &= \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)i}{N}} \cdot H(f_c + nf) \right\} \\ &= \begin{cases} H(f_c + nf) & (n = l) \\ 0 & (n \neq l) \end{cases} \end{aligned} \quad (2.28)$$

以上の結果から，

$$\hat{H}(k, m, l, n) = \begin{cases} H(f_c + nf) & (m = k, n = l) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (2.29)$$

したがって，式(2.24)より，

$$x(k, l) = H(f_c + lf) d(k, l) \quad (2.30)$$

これより，明らかなように伝送路の遅延広がりがガードインターバル長より短ければ， $l$  番目の搬送波で伝送されるシンボルに対する伝送路特性の影響は，その搬送波の周波数  $(f_c + nf)$  における伝送路の伝達関数の値を掛け合わせたものになり，その他の影響は一切現れないことがわかる．よって，ガードインターバルの付加とガードインターバル内の遅延広がりを仮定することにより，復調の際にシンボル間干渉の影響は生じないようにすることが可能となる．

## 2.2.2 OFDMシミュレーションモデル

本節では OFDMシミュレーションモデルについて説明する．図 2.10 に示す OFDM 方式のシミュレーションモデルを用いて、アンテナの指向性制御を用いた場合の 5GHz 帯無線 LAN システムの受信品質を評価する．

ここで、マルチパス伝搬路は、レイトレース法による解析結果から求められた遅延プロファイルをフーリエ変換し、周波数領域での伝達関数  $H(f)$  を用いる．前節より、解析モデルにおいて遅延波がガードインターバルを超えないことが確認された．このため、遅延波によるシンボル間干渉やサブキャリア干渉は生じない．そこで、今回の OFDM 方式のシミュレーションは簡単化し、マルチパス伝送路における位相回転はチャンネル推定で正しく変換され、周波数領域でのスペクトルの振幅変動のみがマルチパス伝搬路で加わると仮定する．レイトレースにより求めた遅延プロファイルをフーリエ変換することにより周波数領域の伝達関数に変換し [15]、位相項は削除し、振幅変動のみを送信信号に重畳する．マルチパスによる位相変動を与えないため、今回はガードインターバルも削除し、送受信機の位置や周囲の環境は時間的に変動しないものとした．

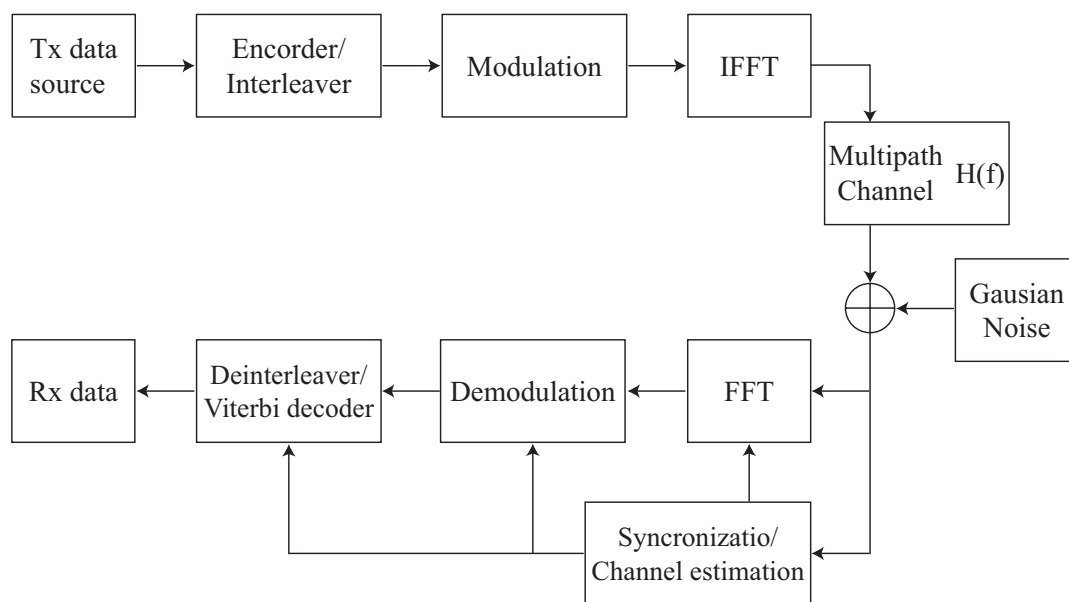


図 2.10: OFDM シミュレーションモデル

図 2.11 にレイトレース法から推定した遅延プロファイルと、図 2.12 にそれをフーリエ変換した周波数スペクトル特性すなわち伝送路の周波数応答の一例を示す．



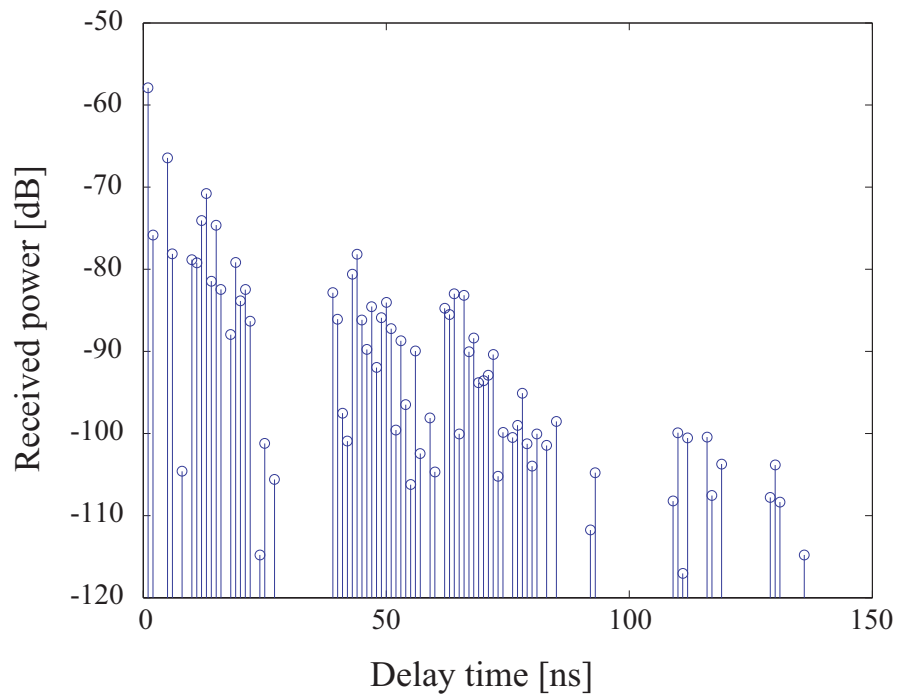


図 2.11: 遅延プロファイル

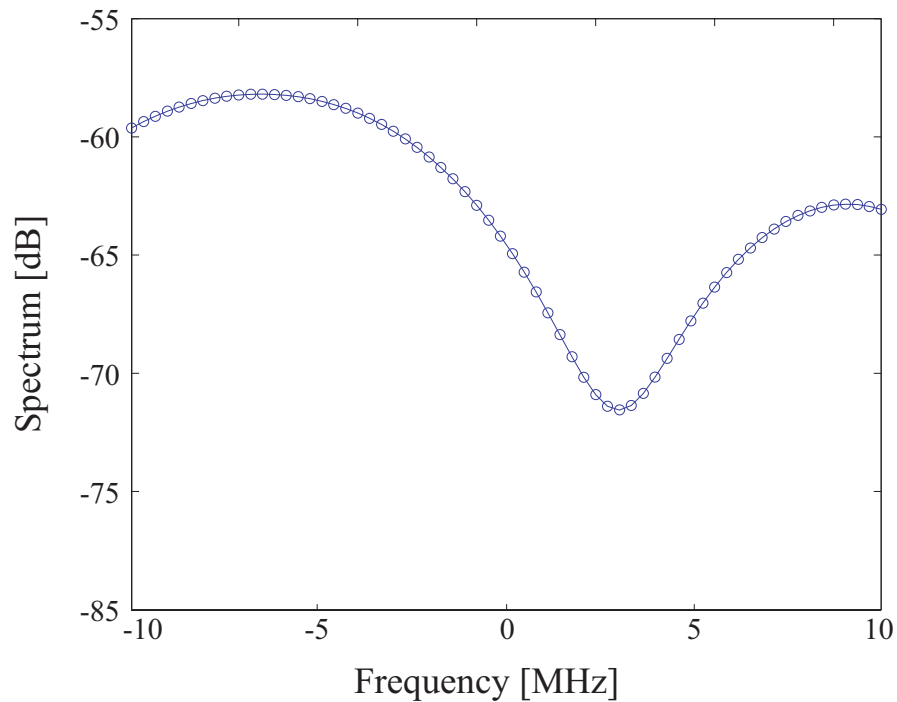


図 2.12: 伝送路の周波数応答

シミュレーション諸元を表 2.2 に示す．同期は始めに到来したパスを基準に完全にとれるものとし，パイロットシンボルにおける伝搬路推定は理想的に行われるものとする．

表 2.2: OFDMシミュレーションの諸元

Carriers	48(data symbol) 4(pilot symbol)
FFT points	64
Carrier spacing	312.5kHz
Symbol duration	3.2 $\mu$ s
Modulation	QPSK,16QAM
Channel code/decode	Convolutional coding(R=3/4) /Viterbi decoding
Channel	Transfer function presumed by Raytracing

### 2.2.3 ペンシルビームによる OFDM 受信特性

図 2.13 に、受信アンテナの指向性を無指向性とした場合に周波数選択性歪の影響を受け、特定のサブキャリアにおいて受信レベルが劣化する受信点でのスペクトルと、半値角  $60^\circ$  のペンシルビームを用いた場合のスペクトル特性を示す。ペンシルビームを用いることにより劣化したキャリアの受信レベルが遅延波を取り除くことで改善されていることが確認できる。

図 2.14, 図 2.15 に  $E_b/N_0$  対 BER 特性を示す。サブキャリアの変調は QPSK と 16QAM とした。受信点は無指向性のとき周波数選択性歪の影響を受けている点であり、図よりペンシルビームを用いることで BER 特性が改善されるのが分かる。また、ペンシルビームの半値角を小さくすることでさらに BER が改善され、半値角  $30^\circ$  のペンシルビームを用いた場合  $BER=10^{-4}$  において、QPSK では 6.5dB、16QAM では 5dB 改善された。

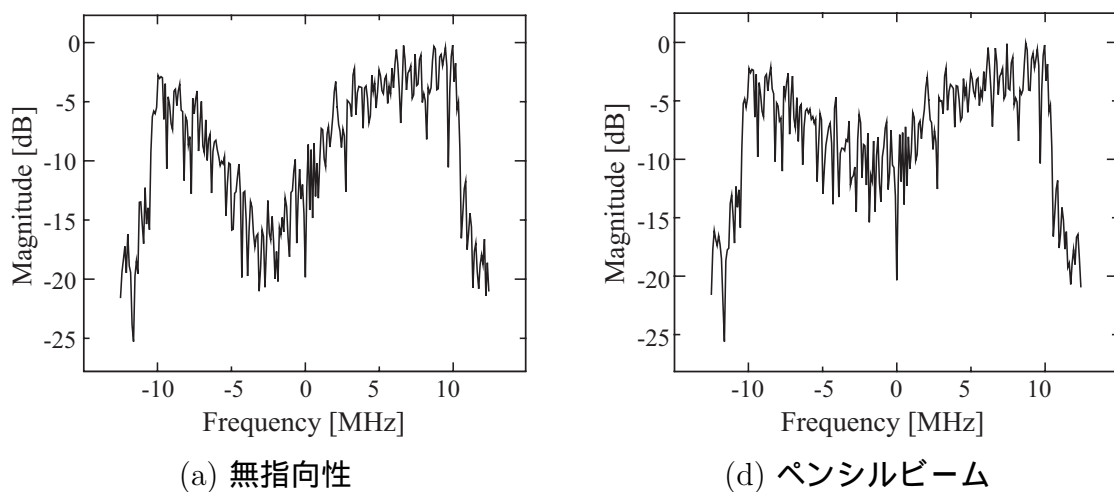


図 2.13: 周波数スペクトル

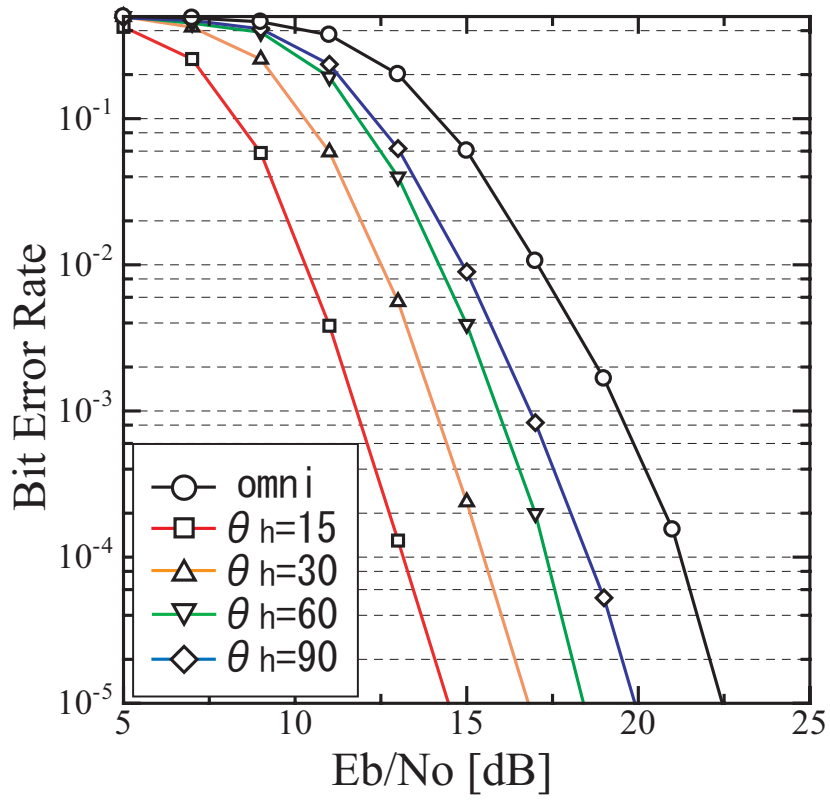


図 2.14: BER 特性 QPSK

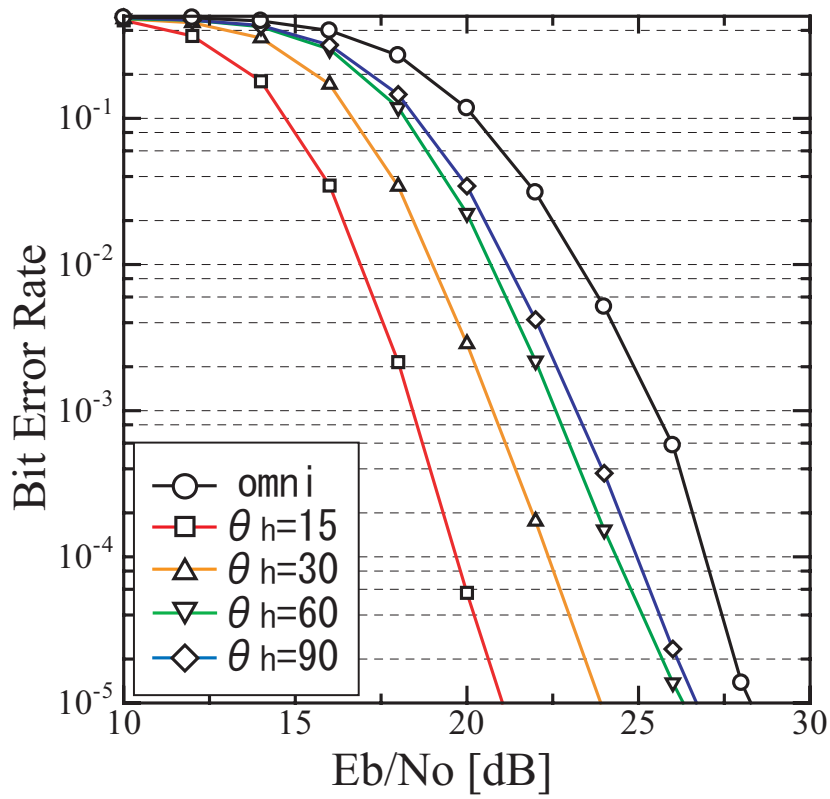


図 2.15: BER 特性 16QAM

## 2.2.4 カーゴイド型指向性による OFDM 受信特性

つづいて、カーゴイド型指向性を用いて同様の検討を行った。カーゴイド型指向性は切り替えを前提としているので、まず受信点において指向性を回転させることによる BER を評価した。周波数選択性歪の影響を受ける異なる 2 つの受信点においての回転角度対 BER 特性を図 2.16 に示す。

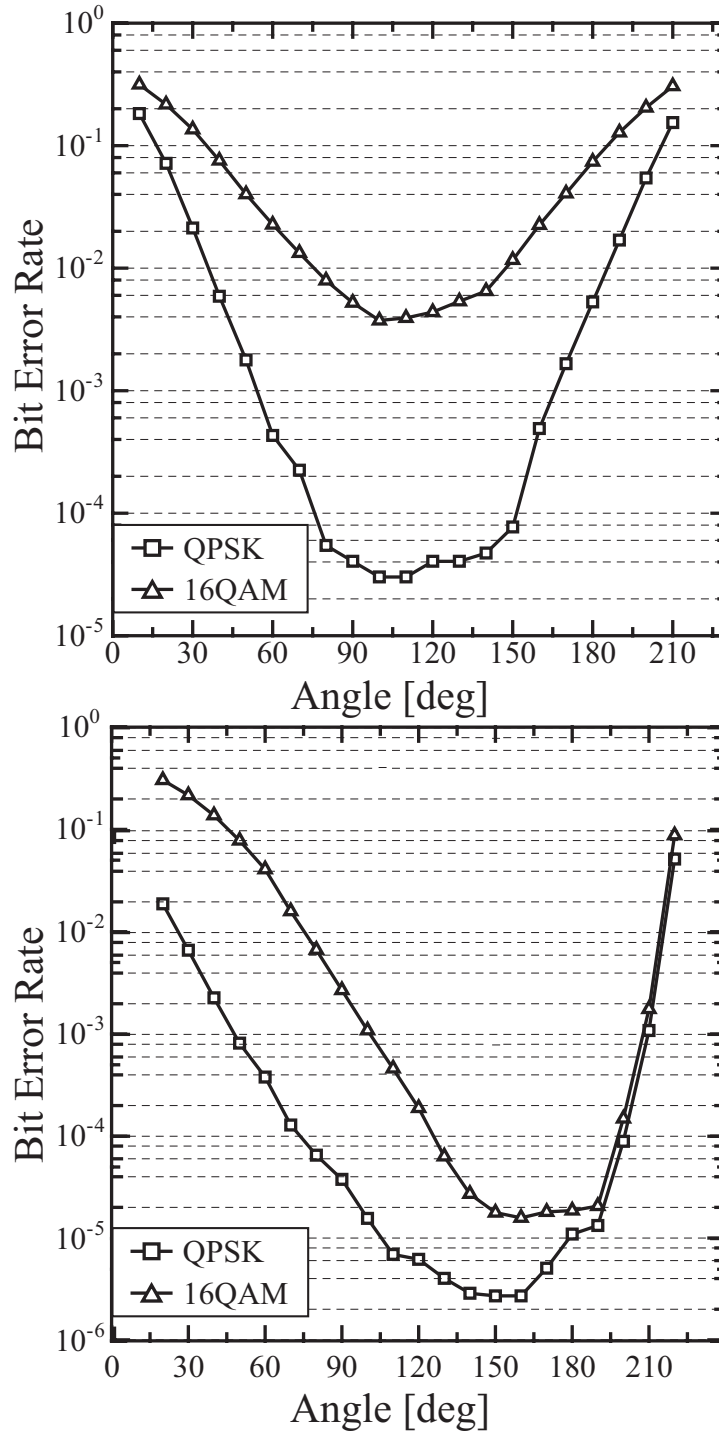


図 2.16: 回転角度対 BER 特性

図 2.16 より指向性を回転させることで、遅延プロファイルから得られる周波数伝達関数の変化から BER 特性が変わることが確認できる。カージオイド指向性の切り替えにおいて、BER が良好となる方向をサーチする必要があるが、BER の値が小さく、変化も小さい角度範囲は図からもわかるように、受信点においても、変調方式においても異なる。よって、指向性切り替えにおいて求められる回転角度は複数の受信点での BER の累積分布により評価を行う。

カージオイド型指向性の制御ステップを 15, 30, 45, 60 および 90° と変更し、それぞれの場合に対して累積場所率を評価した。すなわち制御ステップが 30° あるいは 90° とした場合は、それぞれ 12 個の 30° 間隔あるいは、4 個の 90° 間隔のカージオイド型指向性パターンを用意し、その中から最もビット誤り率の小さいパターンを選択した場合の特性を評価した。送信アンテナは (1,1,1) に配置し、部屋に障害物のない部屋と、1 つの側面を金属壁とし低 DUR 環境を想定した部屋を用いた。変調は図 2.16 から、より精度が求められる 16QAM とした。

図 2.17, 図 2.18 にビット誤り率対累積場所率を示す。カージオイド型指向性を用いる指向性制御では、今回想定した屋内伝搬モデルにおいて、制御する角度ステップを小さくしていくと、制御ステップが 30° 程度で場所率の改善効果が鈍化する結果となった。特に、図 2.18 の  $BER=10^{-3}$  あたりでその違いが明らかなように、強いパスが存在する環境下では求められる精度も増すことがわかる。したがって、カージオイド型指向性を用いた指向性制御を行う場合では、最小の制御ステップは 30° までとすればよい。また、60, 90° ステップでの指向性切り替えも効果があることが確認できるので、指向性切り替え時間との制約の中から、適切なパターンを選択することが必要となると考えられる。

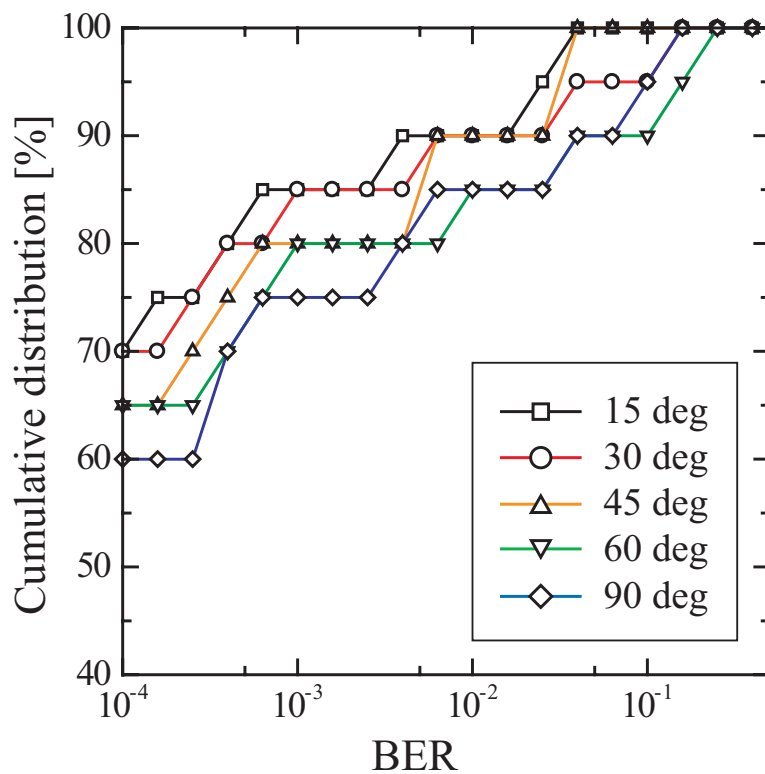


图 2.17: BER 累积分布

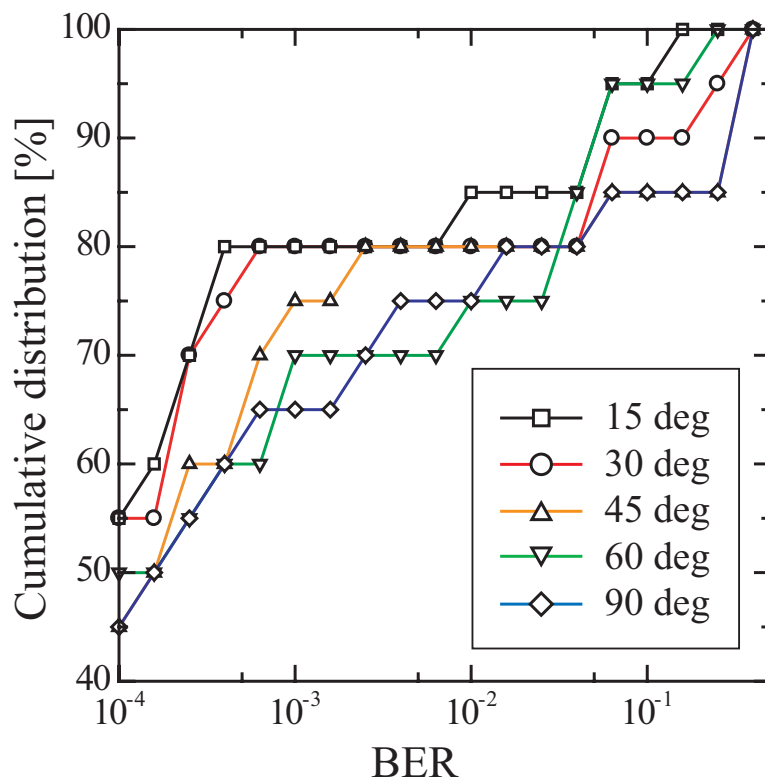


图 2.18: BER 累积分布 (低 DUR 环境下)

## 第 3 章

# カージオイド型指向性制御の特性評価

前節では，マルチパス環境下において指向性切り替えを用いる場合に，有効となる切り替え角度について検討した．本章では，カージオイド型指向性制御を用いたアプリケーションの有効性を検証するために，選択ダイバーシチとの比較をシミュレーションと実験においてビット誤り率による場所率特性により検証する．

### 3.1 シミュレーションによる評価

#### 3.1.1 ダイバーシチ

伝搬変動が空間や周波数などで異なることを利用し，複数の受信枝（異なるアンテナ，異なる周波数，異なる偏波）を用意し，それらにおける受信電力を合成または切り替えるなどして，伝搬変動を減少させる方法をダイバーシチ（diversity）という [16]．ダイバーシチにおいて，複数の独立なフェージング波を得る方法がブランチ構成法であり，得られたフェージング波を合成することにより包絡線レベルの落ち込みを軽減する手法が合成受信法である．OFDM 受信機で合成ダイバーシチは有効な方法として用いられている，最大比合成を用いたものは今回検討している指向性制御の回路規模を考えると比較対象とはならない．

よって，今回は空間的に離れた複数本の受信アンテナを用いる選択ダイバーシチを比較対象として用いた．

### 3.1.2 シミュレーションモデル

カージオイド型指向性制御の特性評価として、選択ダイバーシチとの比較を行った。比較対象と条件を表 3.1 に示す。指向性制御は  $30^\circ$  間隔のカージオイド指向性と無指向性を形成し、これらの指向性パターンの中から BER の最も小さい最適パターンを選択した。また、選択ダイバーシチは 4 素子を方形に配置した素子間隔  $\lambda/4, \lambda/2, \lambda$  の 4 素子 1 選択ダイバーシチ、および素子間隔  $\lambda/2$  の 2 素子 1 選択ダイバーシチとした。選択ダイバーシチでは、本シミュレーションにおいて受信電力の時間変動は考慮していないため、各素子の BER の計算結果の最小のものを選択することにより、選択ダイバーシチの動作時の結果を推定することができる。

表 3.1: 比較条件

directive control	
select pattern	omni-directional cardioid (every $30^\circ$ step)
selective diversity	
number of element	element-spacing
4 element	$\lambda/4, \lambda/2, \lambda$
2 element	$\lambda/2$
1 element reception	

今回のシミュレーションで用いた解析モデルは図 3.1 に示されるようなより実際的な屋内環境を想定した。図 3.1 では、壁面に木製の机、スチール製の書棚やパーティションを想定した障害物を設置し、窓も考慮している。送信アンテナは (2,5,1) としパーティションにより見通し外を設定している。用いた材質の電気的特性を表 3.2 に示す。受信点は図 3.1 で斜線部において 0.5m 格子で測定し、高さは送信点と同じ 1m とした。

表 3.2: 材質の電気的特性

	$\epsilon_r$	$\sigma$
steel	1	$1.03 \times 10^7$
glass	5.0	$1 \times 10^{-12}$
wood	2.5	$1 \times 10^{-5}$



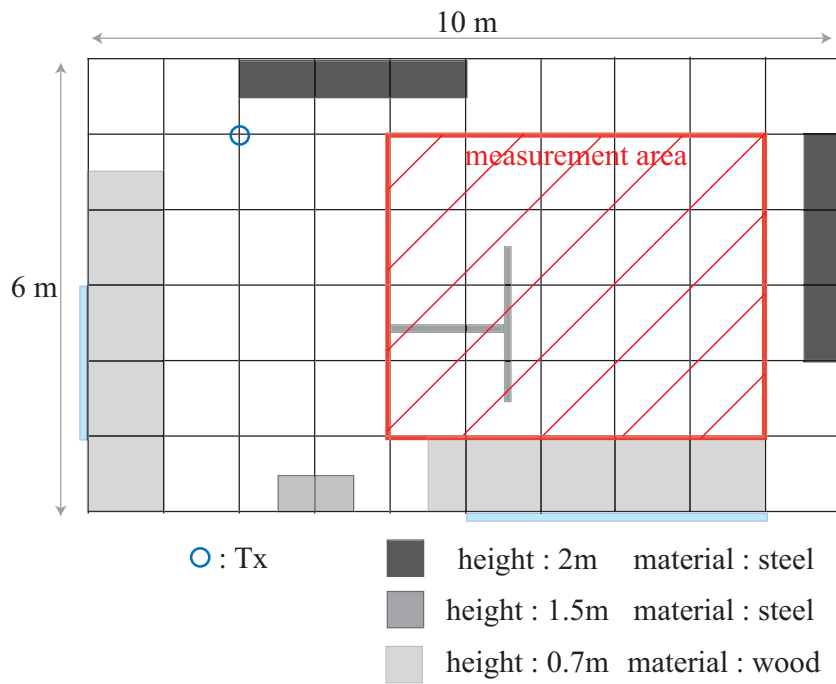


図 3.1: シミュレーションモデル

### 3.1.3 シミュレーション結果

各受信点において1素子受信でのBER分布特性を図3.2(a),最適なビームパターンを選択した場合におけるBER分布特性を図3.2(b)に示す.図からわかるように無指向性に比べカーゴイド型指向性制御を用いることにより,LOS (line-of-site), NLOS (non-line-of-site) 環境においてBER特性が改善されることがわかる.

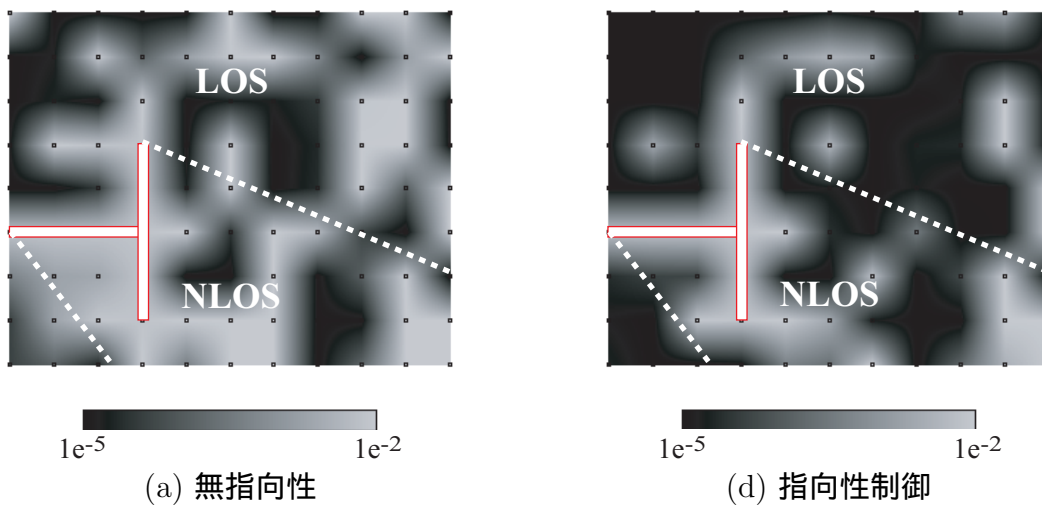


図 3.2: BER 分布特性

解析した測定点のうち、各 BER を達成する場所率の累積分布を図 3.3 に示す。1 素子受信や 2 素子ダイバーシチにくらべ 4 素子ダイバーシチや指向性制御の特性が優れていることが分かる。4 素子ダイバーシチでは素子間隔を広げることにより、ダイバーシチ利得により累積分布が改善される。指向性制御は  $\lambda/2$  間隔の 4 素子ダイバーシチよりも特性がよく、 $1\lambda$  間隔のダイバーシチ以下という結果となった。BER= $10^{-5}$  を達成する場所率を比較すると、1 素子受信時に比べ、指向性制御では約 25%、2 素子ダイバーシチでは 10%、4 素子ダイバーシチでは素子間隔  $\lambda$  で約 30%、 $\lambda/2$  で 20%、 $\lambda/4$  で 14% となった。

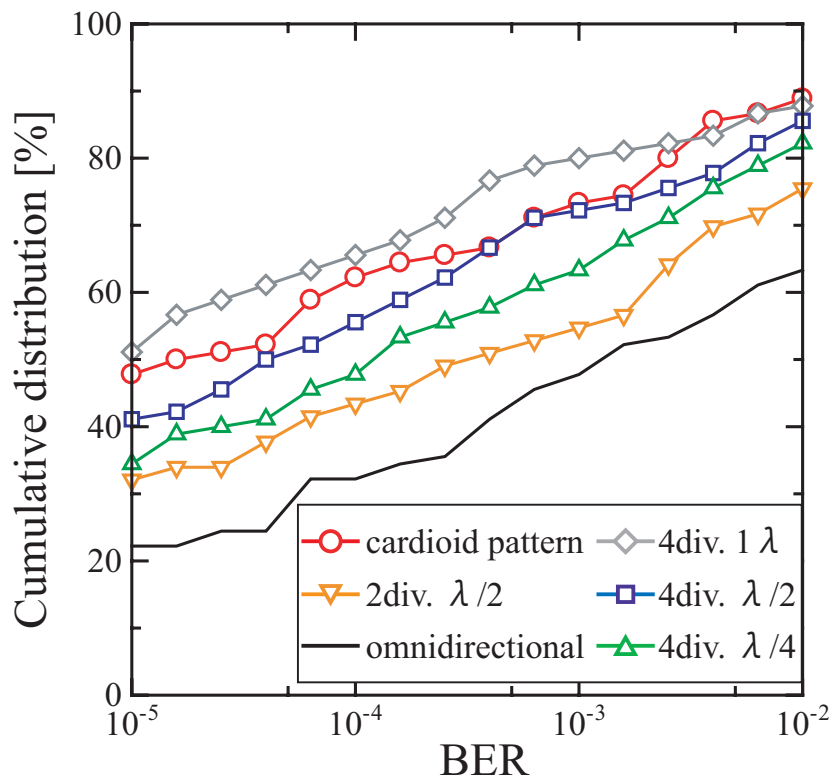


図 3.3: BER の累積分布

端末側において、スループットを低下させることなく通信品質を改善する手段で求められる要素として、小型であることが望まれる。よって、選択ダイバーシチと比較した場合に指向性制御がどの程度小型化に向いているかを評価する。図 3.4 に 4 素子 1 選択ダイバーシチの素子間隔を  $\lambda/8$  から  $\lambda$  まで変えたときの、それぞれの素子間隔における平均ビット誤り率を示す。実線は選択ダイバーシチにおいて各受信点で最も BER がよい素子を選択した場合の BER の平均であり、破線は指向性制御により得られた平均 BER を表している。カージオイド型指向性を形成する素子間隔は  $\lambda/4$  であり、これと同等の受信品質を実現する選択ダイバーシチでは、 $5\lambda/8$  の素子間隔が必要であった。したがって、指向性制御のシステムは小型化に適していることがわかる。

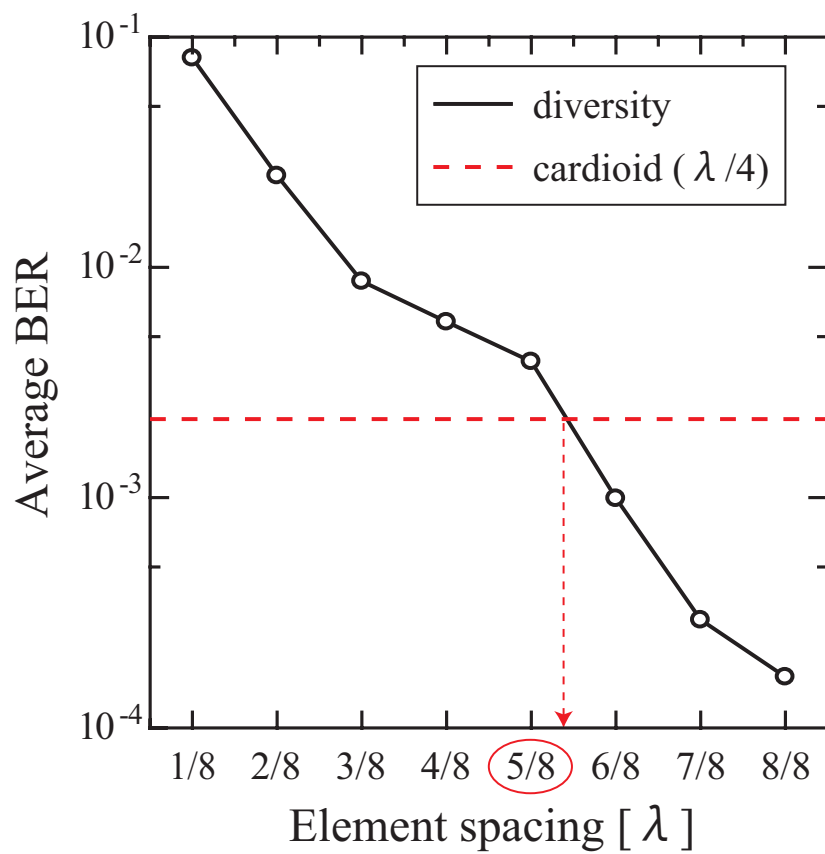


図 3.4: 素子間隔対平均ビット誤り率特性

## 3.2 屋内における実験的検討

本節では，位相差制御アレーアンテナを用いて，実験を行い，選択ダイバーシチとの比較を行いシステムの性能を評価する．まず 3.2.1 節において，用いたシステムの仕様・特性について述べる．3.2.2 節では室内の実験結果について述べる．

### 3.2.1 システムの諸元

用いた実験システムは OFDM 送信機と受信アンテナからなる．今回は，受信機を用いて伝送特性を評価するのではなく，受信アンテナで得られた OFDM 信号のスペクトルをスペクトルアナライザーで測定し，前章で用いたシミュレーションの周波数軸伝達関数として用いた．送信機の外観を図 3.5 に，その諸特性を表 3.4 に示す．

表 3.3: 送信機の諸元

Tx antenna	sleeve antenna
Radiation pattern	omni-directional(zx-plane)
Tx signal	IEEE802.11a
Frequency	5.17GHz
Bandwidth	20MHz
Modulatin	16QAM
Coding	Convolutional coding
Encoding rate	1/2
Interleave size	1 OFDM symbol

表 3.4: 受信アンテナの諸元

4 element rectangular array	
Element-spacing	$\lambda/4$
Radiation pattern	cardioid pattern (every 30° step) omni-directional
4 element selective diversity	
Element-spacing	$\lambda/4, \lambda/2$

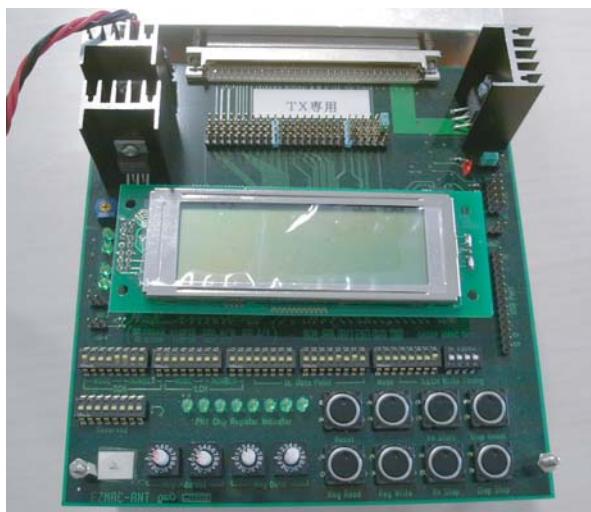


図 3.5: OFDM 送信機

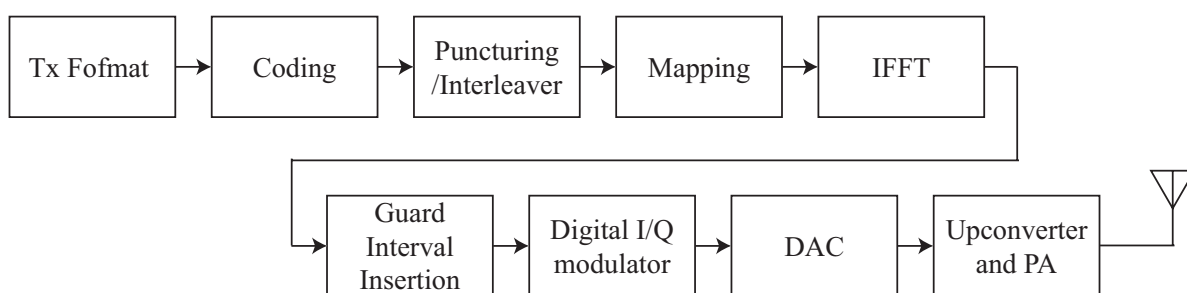
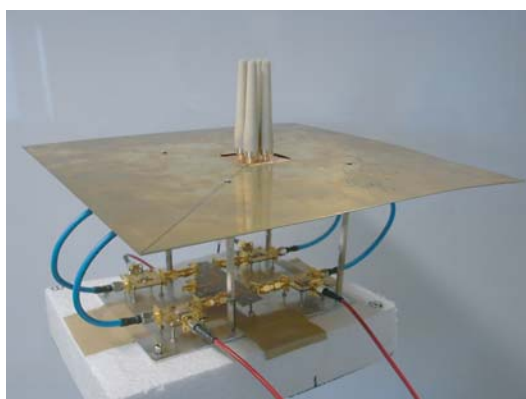
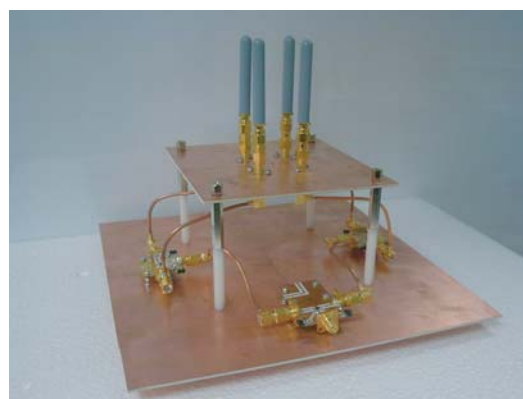


図 3.6: 送信機のブロック図



(a) 4 素子位相差制御アレーアンテナ



(b) 4 素子選択ダイバーシチ

図 3.7: 受信アンテナ

図 3.8 に 4 素子位相差制御アレーアンテナの指向性パターンを示す．図 3.8 は，1 素子無指向性アンテナの利得を基準に正規化している．本アレーアンテナによるカージオイド型指向性パターンでは，主方向への利得は 1 素子無指向性アンテナの利得とほぼ等しくなった．移相器と合成器では約 4dB の挿入損失があるが，指向性形成による利得と相殺される結果となった．本アレーアンテナで無指向性パターンを形成する場合，移相器と合成器の挿入損およびアレー化損失により，利得が 1 素子と比較し平均で 5dB 劣化した．また，選択ダイバーシチ用の切り替え回路を図 3.9 に示す．また，切り替え回路の特性を図 3.10 に示す．2 素子から 1 素子を選択する場合，つまり - 間の S21 特性は図 3.10 に示されるように 5.17GHz において約 1dB の損失であり，4 素子から 1 素子を選択する場合 2dB の損失が発生する結果となった．また，- 間のアイソレーションは図 3.10 に示すように 20dB と十分とれている．

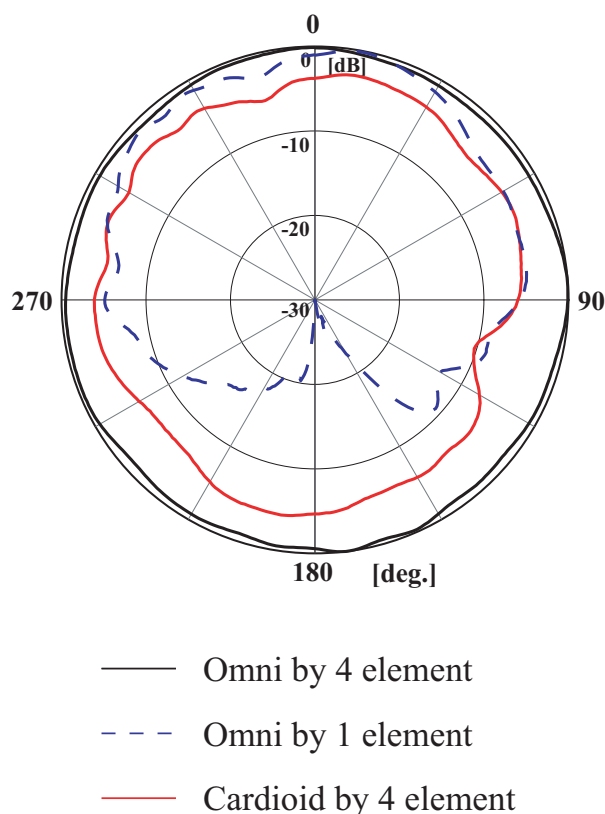


図 3.8: 各アンテナパターン

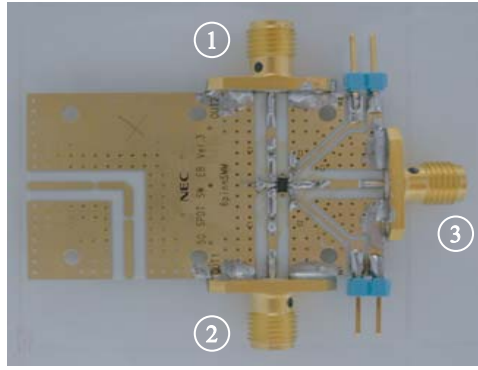
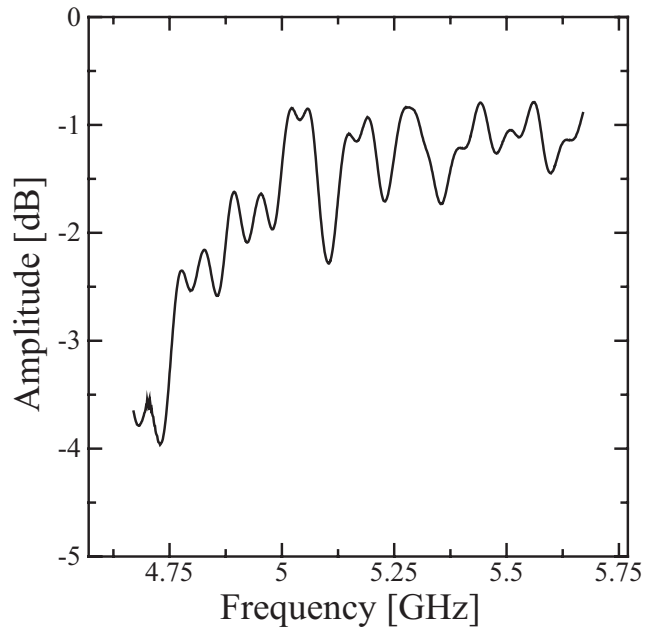
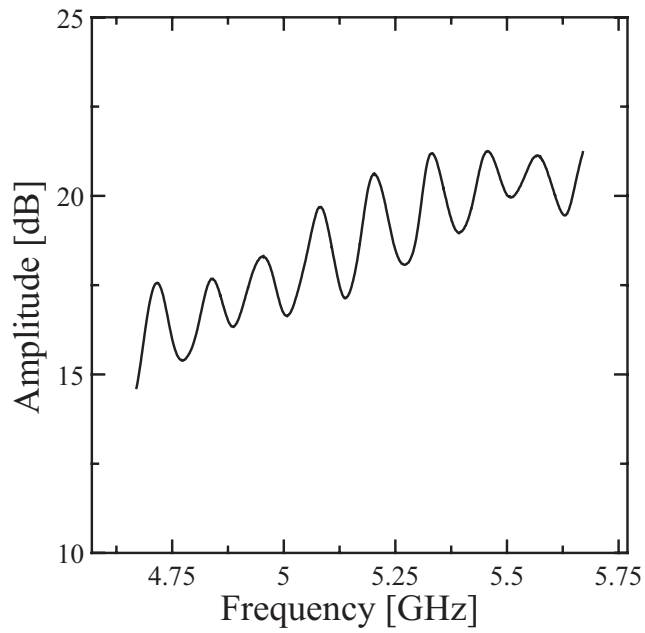


図 3.9: 切り替え回路



(a) s21 特性



(d) アイソレーション

図 3.10: 切り替え回路の諸特性

実験環境を図 3.11 に示す．測定室内の大きさは約 6m × 9m で，送受信のアンテナ高は共に 110cm に設置した．

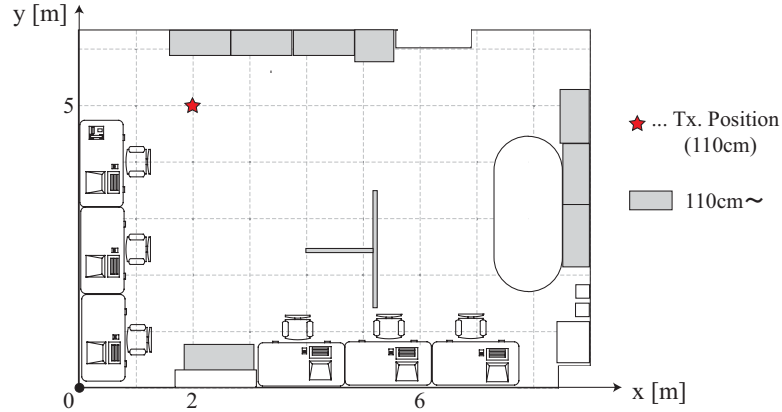


図 3.11: 実験環境

### 3.2.2 実験結果

カーゴイド型指向性制御の有効性を検証するため，まず測定位置によるビット誤り率の改善量を評価した．受信点の位置を  $x=6$  で固定し， $y$  軸方向に  $1\lambda$  ごとに移動させて，見通し内と見通し外で各 10 点で測定した BER 特性を図 3.13 に示す．指向性制御の結果は BER が最もよい場合のものである．図 3.12 は 1 素子受信と選択された指向性による受信周波数スペクトルを示している．選択された指向性により，遅延波にヌルを向けて影響を改善することでスペクトルが平坦になっているのが確認できる．図 3.13 より，見通し内・見通し外においても改善されていることがわかる．1 素子受信の方が BER がいい場合があるが，広い角度範囲から同相成分の遅延波が来たものと考えられる．

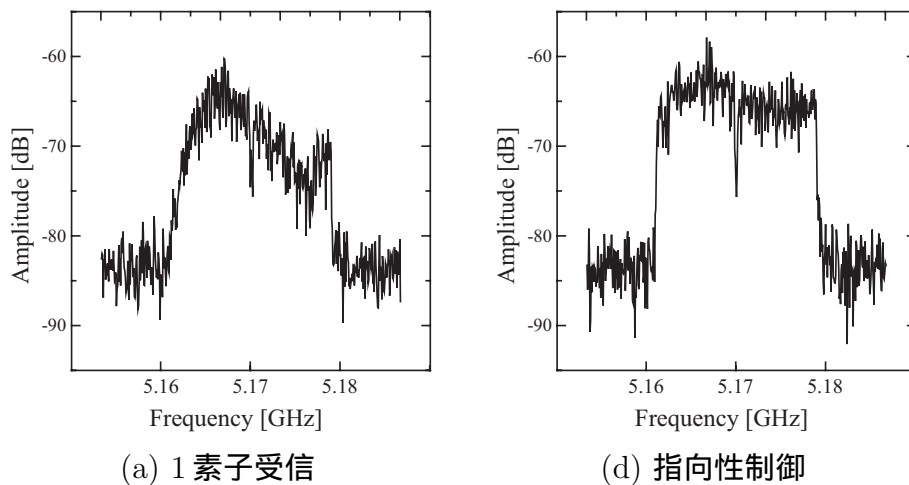
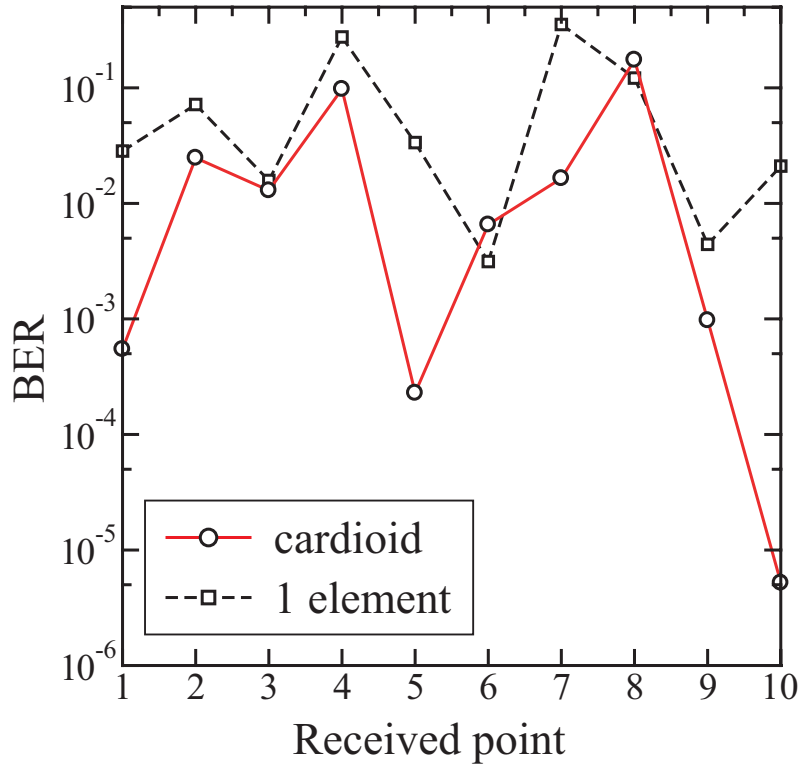
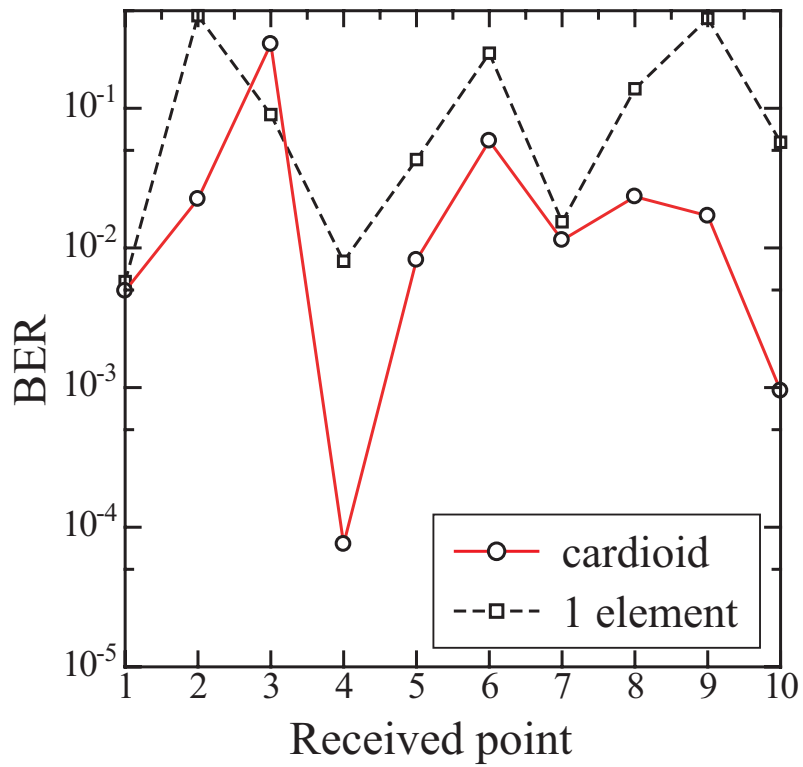


図 3.12: 周波数スペクトル





(a) LOS の各測定点における BER



(d) NLOS の各測定点における BER

図 3.13: 各測定点でのビット誤り率

続いて，統計的に指向性制御の評価を行うために屋内において格子点を 1m 間隔で 20 点取り，各測定点において指向性制御，4 素子・2 素子選択ダイバーシチ，1 素子受信の特定の BER を達成する場所率を求めた．図 3.14 にその結果を示す．選択ダイバーシチの素子の選択方法は受信時の信号の電力が最大のものを選択している．

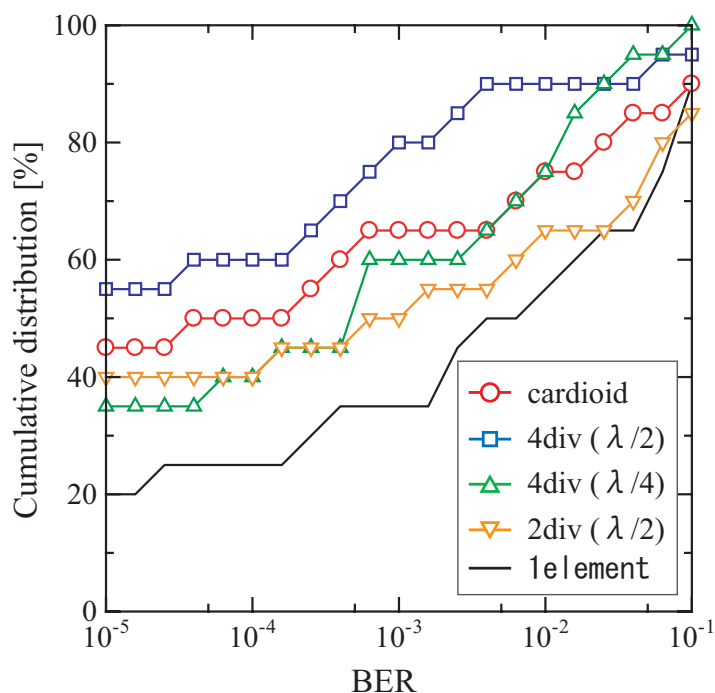


図 3.14: 実験結果

図 3.14 より，場所率として指向性制御は 1 素子受信にくらべ 25% の改善量となった．また選択ダイバーシチとの比較においては，位相差制御アレーと同じ素子間隔である  $\lambda/4$  間隔の選択ダイバーシチよりも場所率がよいという結果が得られたが， $\lambda/2$  間隔の選択ダイバーシチが指向性制御を上回る結果となった．これは前節に示したシミュレーションと異なる結果である．その原因としては，前節のシミュレーションでは 1 素子のオムニ指向性にくらべて 4 素子によってできるカーゴイド型指向性の利得の向上を約 3dB 考慮していた．しかし，実際では指向性制御を行う場合に移相器や合成器による損失があること，またシミュレーションでは理想的なカーゴイド型が回転されることとしていたが，実際のアンテナではヌルの角度や F/B 比が十分ではないということが考えられる．よって，指向性制御においてビームの利得を考えずにシミュレーションにより求めた場所率特性を図 3.15 に示す．

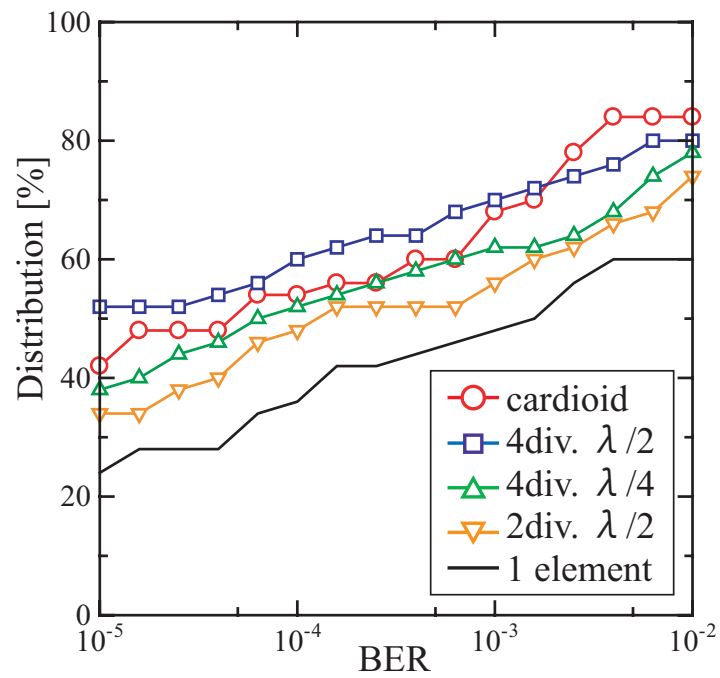


図 3.15: シミュレーション

図 3.15 より指向性制御による場所率改善度は約 20% であり実験結果と同じような結果となった。また選択ダイバーシチとの比較の結果も似た傾向となり、レイトレースによる電波伝搬推定結果を用いてのシミュレーションの有用性が確認できた。

## 第 4 章

### 結論

本論文では、5GHz 帯 OFDM システムにおいて受信品質を改善することを目的として、4 素子移相差制御アレーアンテナにより指向性を切り替えることを想定し、シミュレーションおよび実験により評価を行った。

まず、5GHz 帯の屋内伝搬解析をレイトレース法により行い、解析モデルにおいては GI 長を超える遅延波が存在しないことを確認した。また伝搬遅延特性により指向性アンテナの伝送効率の改善に効果的であることを示し、各受信点に依存する推定結果をフーリエ変換することで得られた周波数領域の伝達関数を用いて計算機シミュレーションを行った。その結果カーゴイド型指向性を  $30^\circ$  ステップで切り替える精度が必要であることを示した。また指向性制御と選択ダイバーシチを場所率特性による比較を行うことで、素子間隔  $5\lambda/8$  と同等の特性を示し、素子間隔が  $\lambda/4$  である移相差制御アレーアンテナは小型化に適していることが分かった。

つづいて実験的検討を行い、受信された OFDM 信号の波形データをスペクトルアナライザにより取り込み、それを周波数伝達関数として計算を行った。その結果、指向性制御は  $\lambda/2$  以下の特性となった。これはシミュレーションにおいて考慮していなかったカーゴイド型指向性のばらつきや移相器や合成器などの損失の影響と考えられる。これを考慮してシミュレーションした結果実験値と似たような傾向がみられ、シミュレーションの妥当性が示された。

また、今後の課題として他のビーム切り替えにおける特性の比較などがあげられる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．また，研究面全般において助言を頂きました，SHARP 株式会社の佐藤文代さんに深く感謝致します．研究について，貴重なご意見をいただきました D3 の井上祐樹氏，D2 の廣田道明氏，また研究生活をともに過ごした同期ならびに新井研究室の皆様に深く感謝致します．最後にこれまでの学生生活を支えてくれた両親に感謝致します．

## 参考文献

- [1] Yi Sun, "Bandwidth-Efficient Wireless OFDM," IEEE Journal on selected areas in communications, Vol.19, No.11, pp.2267-2278, Nov.2001.
- [2] M.Ise Y.Matsumoto M.Umehira "OFDM 空間合成送信ダイバーシチを用いたワイヤレスマルチキャスト通信方式," 信学技報, DSP98-151,SAT98-71,RCS98-172,Jan.1999.
- [3] 今村,原,森永,"スペクトラム拡散に基づいた直交マルチキャリア変調信号の副搬送波再生法," 信学技報, RCS97-116, pp.21-27, Jul.1997.
- [4] 伊丹,寺本,嶋,太田,伊藤,"アレイアンテナを用いた OFDM 信号の受信特性の解析," 映情学誌, 53, 11, pp.1566-1574, 1999.
- [5] 宮城智秀,尾知博,"OFDM用サブバンド適応等化器の一提案", 信学ソ大, Oct.2000.
- [6] 藤井威生,鈴木康夫,"隣接サブキャリア信号による繰り返しウェイト更新を用いた OFDM RLS アダプティブアレーアンテナ," 信学技報, DSP2003-78, WBS2003-46, Jul.2003
- [7] H.Aoyama,H.Arai," Mutual Coupling Matrix Estimation and Null Forming Methods for MBF Antenna," ISAP'04, 3A2-3,JAPAN, Aug. 2004.
- [8] 佐藤文代,北山隆満,青山洋光,新井宏之,"4 素子位相差制御アレーアンテナの 5GHz 帯 OFDM 伝送への適用," , 信学総大,B-5-200, Mar.2004.
- [9] 上原一浩,関智弘,鹿子嶋憲一,"幾何光学的屋内伝搬解析アルゴリズム," 信学技報, A·P94-35, Aug 1994.
- [10] 今井哲朗,"レイトレース法を用いたトンネル内伝搬特性の推定," 信学技報, B Vol., J85-B, No.2 pp.216-226, Feb. 2002.

- [11] 米澤健也, 前山利幸, 新井宏之, "5GHz 帯 OFDM システムにおけるマルチビームアンテナの一検討," 信学技報, A-P2000-127, SANE2000-104, RCS2000-150, Oct. 2000.
- [12] P.H.Moose," A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. Comm., 42,30,pp.2908-2914.1994.
- [13] IEEE P802.11a."High Speed Physical Layer(PHY) in 5GHz band," 1999.
- [14] 上田健二, 尾知博, "OFDM システム技術と MATLAB シミュレーション解説," トリケップス社, 2002.
- [15] H.Iwai and Y.Karasawa, "Wideband Propagation Model for the Analysis of the Effect of the Multipath Fading of the Near-Far Problem in CDMA Mobile Radio System," IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, No.2 Feb. 1993.
- [16] 進士昌明, "無線通信の電波伝搬," コロナ社, 1992.

## 発表文献

- [1] 中塚庸介, 新井宏之: “ 指向性アンテナを用いたマルチパス伝送路での OFDM 受信特性に関する検討 ”電子情報通信学会総合大会, B-1-12, 2004 年 3 月 .
- [2] 中塚庸介, 佐藤文代, 新井宏之: “ OFDM 受信におけるカーゴイド型指向性制御の適用 ”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-24, 2004 年 9 月 .
- [3] Yosuke Nakatsuka, Fumiyo Sato and Hiroyuki Arai, “ Reception Characteristics of OFDM under Multipath Channel with Directional Antenna ”, 2004 Asia-Pacific Microwave Conference, New Delhi, India, Dec. 2004.