

新潟大学工学部電気電子工学科

平成28年度 卒業論文

論文題目	
ソフトウェア無線機を用いた 2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発	
要 旨	
<p>近年、無線 LAN 利用の急増によりネットワーク間相互干渉が問題となっている。この問題の解決方法として、60 GHz ミリ波帯を使用した超高速無線 LAN(IEEE 802.11ay)の標準化が行われている。この規格は、マイクロ波帯とのマルチバンド無線 LAN の運用が想定されている。そのためには 2.4/5 GHz 帯と 60 GHz 帯における様々な運用環境における電波伝搬特性の比較の導入が検討されており、相関関係の解明が重要な課題である。本研究では、ソフトウェア無線機(USRP)を使用して、2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発および測定を行い、60 GHz 帯との電波伝搬特性の比較を行った。測定結果から、2.4 GHz と 60 GHz では窓やサッシまたは壁面による正規反射が確認された。また、本研究で使用したビームフォーマ法の電波到来方向推定はサイドローブの影響が強く、60 GHz の測定データと比較するにはサイドローブの影響を抑制する必要がある。</p>	
在 籍 番 号	T13E176F
氏 名	黒瀬 拓人
指 導 教 員	金 ミンソク 准教授

提出年月日 平成29年2月10日

学科長確認印	指導教員確認印

謝 辞

まず、本論文を書くにあたって熱心に指導して下さった指導教員の金先生に感謝申し上げます。また、より良い研究となるように様々な意見を下さった金研究室のみなさん、Klab の皆さんに感謝申し上げます。

目 次

謝 辞	i
第 1 章 序 論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	2
1.3 研究方法	2
1.4 本論文の構成	3
第 2 章 測定システム	4
2.1 ソフトウェア無線機の概要	4
2.2 USRP の電力増幅器特性	5
2.3 測定システムの構成	7
第 3 章 測定システムの開発	8
3.1 電波伝搬路測定にける信号処理	8
3.2 仮想アレーアンテナ信号処理	9
3.3 仮想アレーアンテナの設計	13
3.4 送受信機の同期	17
3.5 測定諸元と測定環境	18
第 4 章 測定結果と考察	20
4.1 測定結果	20
4.2 考察	20
第 5 章 結 論	22
5.1 まとめ	22
5.2 今後の課題	22
参 考 文 献	23

目 次

1.1	マルチバンド無線 LAN の運用概念	1
2.1	USRP NI-2922 のブロック図	5
2.2	ゲイン特性	6
2.3	振幅特性	6
2.4	測定システム構成概要	7
3.1	仮想アレーアンテナ原理	11
3.2	60GHz 帯測定方法	11
3.3	2.4GHz 帯測定方法	11
3.4	円形アレーアンテナ	12
3.5	リニアアレーアンテナ	12
3.6	アンテナパターンとアンテナの大きさ	14
3.7	アンテナビームパターン	15
3.8	アンテナビームパターン	15
3.9	アンテナビームパターン比較	16
3.10	アンテナビームパターン比較	16
3.11	タイミング同期	17
3.12	測定環境	19
4.1	APS, MS_Pos1: 60 GHz(上部) と 2.4 GHz(下部)	21
4.2	APS, MS_Pos2: 60 GHz(上部) と 2.4 GHz(下部)	21

表 目 次

2.1	USRP の仕様	5
3.1	アンテナの仕様	14
3.2	2.4 GHz 伝搬路測定装置諸元	18
3.3	60 GHz 伝搬路測定装置諸元	18

第 1 章

序 論

1.1 研究背景

近年のスマートメディア機器の急速な普及・拡大に伴い、無線 LAN 利用も急増している。従来の 2.4/5 GHz のマイクロ波帯では無線 LAN の乱立によりネットワーク間相互干渉が問題 [1] となっている。また近年では 4K ビデオコンテンツなどのデータが大容量である高速無線通信の需要が高まっている。このような背景から、広帯域の帯域幅が確保可能である 60 GHz ミリ波帯を使用した超高速無線 LAN(IEEE 802.11ay) の標準化が行われている [2]。しかし、ミリ波帯では伝搬路損失が大きくなり従来の広さの通信エリアの確保が困難であるため、マイクロ波帯とのマルチバンド無線 LAN の運用が想定されている。マルチバンド無線 LAN の概念を図 1.1 に示す。図 1.1 に示すようにミリ帯の超高速無線 LAN は従来の無線 LAN の比べ狭い通信エリアしかカバーすることが出来ない。マイクロ波帯とミリ波帯は電波伝搬特性が大きく異なるため、複数の無線 LAN システムを最適に選択運用する方法が重要となる。そのためには 2.4/5 GHz 帯と 60 GHz 帯における様々な運用環境における電波伝搬特性の比較の導入が検討されており、相関関係の解明が重要な課題であるが、十分な研究はなされておらず、両周波数帯における電波伝搬路測定を同一環境下で実施する必要がある。

現在当研究グループでは、58.5 GHz ミリ波帯のチャンネルサウンダを開発しており [3]、屋内外の様々な環境における伝搬路測定 [4][5] を実施している。同一環境での複数の周波数における伝搬路特性を比較検討するためには、安価で柔軟性を有するチャンネルサウンダの開発が望ましい。



図 1.1: マルチバンド無線 LAN の運用概念

1.2 研究目的

1.1 節に述べた背景から 60 GHz と 2.4 GHz の伝搬路特性を比較検討が本研究の最終目的である．そのためには両周波数の時空間伝搬路測定が必要である．一般的に伝搬路測定にはチャンネルサウンダや VNA(Vector Network Analyzer) が用いられる [6]．しかしながらチャンネルサウンダは，一般に大型で高価な装置である．また，VNA はチャンネルサウンダに比べて安価であるが，測定に時間を所要し，送受信回路が一体化されているため測定シナリオが限定されるという欠点がある．最近の研究では，安価で小型であり，さらにソフトウェアにより様々な無線通信方式に柔軟に対応できるソフトウェア無線機を使用した伝搬路測定装置の開発が検討された [7][8]．ここでは，ソフトウェア無線機のハードウェア開発プラットフォームである USRP(Universal Software Radio Peripheral) (米 Ettus 社) を用いており，GNU Radio ソフトウェアパッケージを使用し Python や C++ により信号処理を実現している．

USRP の制御ソフトウェアとしては GNU Radio のほかに LabVIEW(米 National Instruments 社) を利用することが可能である [9]．GNU Radio がソフトウェア無線専用のソフトウェア・プラットフォームである一方，LabVIEW はテスト，制御および計測アプリケーションを開発するためのグラフィカルプログラミング言語である．LabVIEW のグラフィカルプログラミング環境は直観的な操作が可能であるため簡単に使用することができ，USRP に限らずさまざまな用途向けの計測器と通信するための API(Application Programming Interface) が実装されている．また，C/C++，Mathwork 社の MATLAB および Microsoft 社の Excel のファイルを直接呼び出すことが出来るため，ソフトウェア無線の枠を超えた柔軟な利用が可能である利点がある [10]．そこで，本研究では USRP の制御ソフトウェアとして LabVIEW を用いて 2.4 GHz 帯の電波伝搬路測定装置の開発を試みた．

1.3 研究方法

本研究では，送信側にソフトウェア無線機である NI USRP-2942R[11]，受信側に NI USRP-2922[12] を使用している．USRP の詳細なスペックについては 2 章で述べる．本研究ではこの 2 台の USRP に伝搬路測定に必要な信号処理を実装を行う．開発した装置を用いて仮想アレーアンテナ信号処理により 60 GHz と同様の環境で伝搬路測定を行い，両周波数による電波の到来方向の比較とその特徴を考察する．

1.4 本論文の構成

本稿は 5 章の構成から成っている．2 章では電波伝搬路測定に使用したソフトウェア無線機の概要と測定システム構成について記述する．また，USRP の電力増幅器の非線形性を調べ，電波伝搬路測定装置としての性能を明らかにする．3 章では電波伝搬路測定に必要な信号処理，仮想レーアンテナ信号処理また送受信機の同期について述べる．4 章では開発した測定装置を用いて電波伝搬路測定を行った結果を述べる．60 GHz との電波到来方向の差異について比較とその特徴の考察を述べる．5 章に本論文の結論を示す．

第 2 章

測定システム

2.1 ソフトウェア無線機の概要

本研究では、送信側にソフトウェア無線機である NI USRP-2942R、受信側に NI USRP-2922 を使用している。USRP はドーターボードとマザーボードの二つの基板によって構成されている。ドーターボードを変更することによって 50 MHz ~ 6 GHz までの周波数に対応する。本研究では 400 MHz ~ 4.4 GHz まで対応するドーターボードを使用している。NI USRP-2942R と NI USRP-2922 の主なスペックの詳細について表 2.1 に対応する。NI USRP-2922 内部の回路構成を図 2.1 に示す。NI USRP-2942R とのブロック図と異なる点は、AD/DA コンバータの性能と最大帯域幅および PC との通信インターフェースである。制御用 PC と USRP の通信は NI-USRP-2942R は ExpressCard を用いて行い、NI-2922 は Ethernet を用いる。最大帯域幅は USRP 内部の low pass filter(LPF) によって決定される。

USRP 内部での信号処理は次のような順番で行われる。最初に送信側では PC から転送された複素ベースバンド信号が、デジタルアップコンバージョン (DUC) によって DC 付近の中間周波数に周波数変換され、高速 DA 変換機により複素 IF (Intermediate Frequency) 送信信号としてドーターボードの RF アップコンバータ回路に入力される。受信側では、受信された信号がドーターボードの RF ダウンコンバータ回路に入力され、複素 IF 受信信号にダウンコンバートされる。その信号が、高速 AD 変換機によってサンプリングされ、その後 FPGA 内でのデジタルダウンコンバージョン (DDC) により複素ベースバンド信号に変換される。

2.2 USRP の電力増幅器特性

本節では USRP に搭載されている電力増幅器の線形性を調べ、線形領域で動作する条件を明らかにした。USRP の電力増幅特性は搬送波周波数 2.4 GHz の正弦波を送信側から出力し、アンテナ端子における電力をスペクトラムアナライザで読み取ることによって測定した。電力増幅器の利得を変化させ測定した結果を図 2.2 に示し、振幅を変化させ測定を行った結果を図 2.3 に示す。振幅と利得としては USRP の仕様から利得は 0 ~ 30 dB の範囲で選択可能であり、振幅は 0 ~ 1 の範囲である。その範囲内で利得は 10 dB, 20 dB, 30 dB 振幅は 0.1, 0.5, 1 を選び測定を行った。図 2.3 の Level はベースバンド信号における正弦波の振幅を示す。また、図 2.2 の ideal は Level 1 のとき線形的に増加した場合を示し、図 2.3 の ideal は Gain 30 dB のとき線形的に増加した場合を示す。伝送電力が 20 dBm 以下では線形性をもって増加しているのが確認できた。そして、最大伝送電力が 20 dBm 程度であることが分かる。

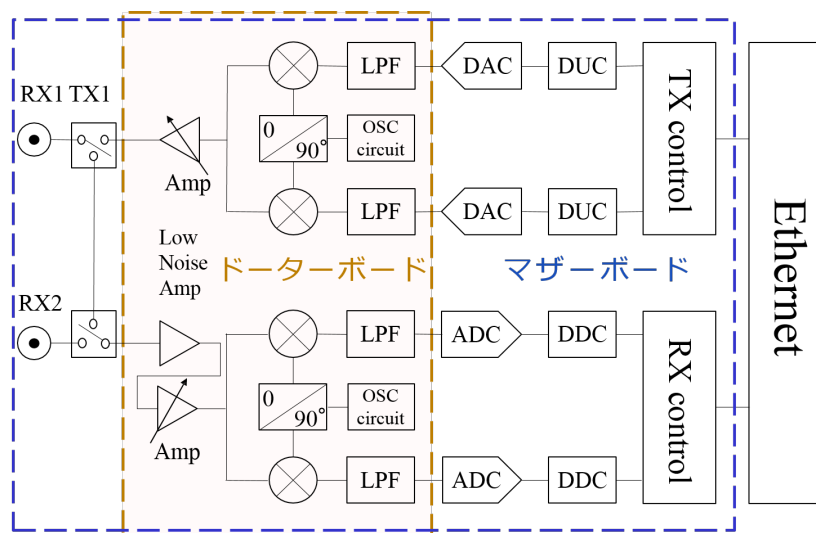


図 2.1: USRP NI-2922 のブロック図

表 2.1: USRP の仕様

項目	NI USRP-2922	NI USRP-2942R
対応する周波数帯	400 MHz ~ 4.4 GHz	
PC との通信インターフェース	Ethernet	ExpressCard
最大帯域幅	約 20 MHz	約 40 MHz
DA コンバータの性能	16 bit, 400 Msps	16 bit, 800 Msps
AD コンバータの性能	14 bit, 100 Msps	14 bit, 200 Msps

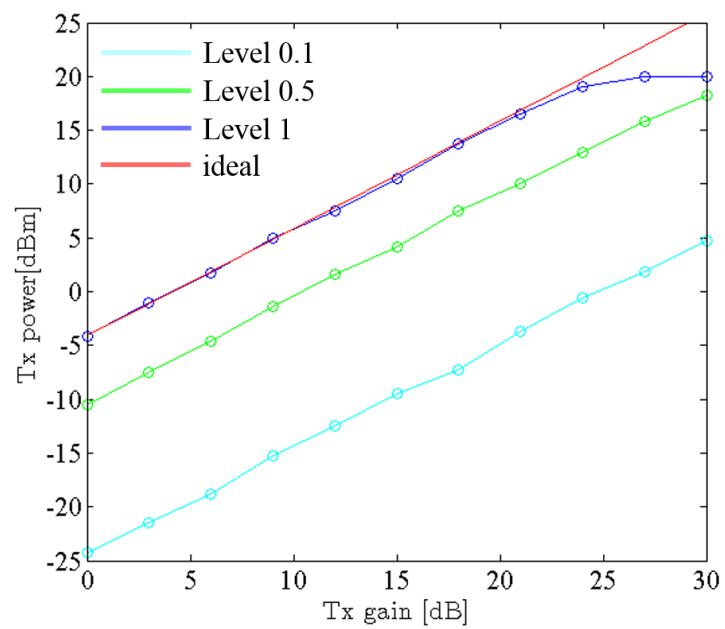


図 2.2: ゲイン特性

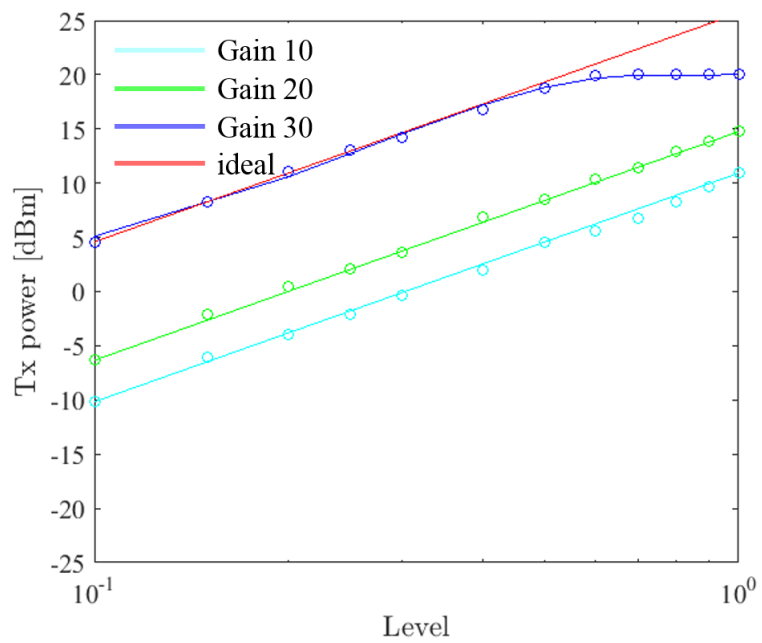


図 2.3: 振幅特性

2.3 測定システムの構成

本研究では図 2.4 のように測定システムを構成した.1 台の MasterPC により送信側と受信側の USRP を制御を行う．測定は最初に Master PC は送信側の USRP に信号を繰り返し送信するように命令をする．受信側の USRP に送信した信号を受信するように命令を行う．信号が受信されたら任意の角度アンテナを回転させるように Master PC は回転台に命令をする．回転を終えたら受信側 USRP に信号を再び受信するように Master PC は命令をする．任意の回数が終了したらアンテナの高さを手動で変化させまた同様の測定を行う．任意の回数と角度については 3 章の 仮想アレーアンテナ設計で詳細を述べる．

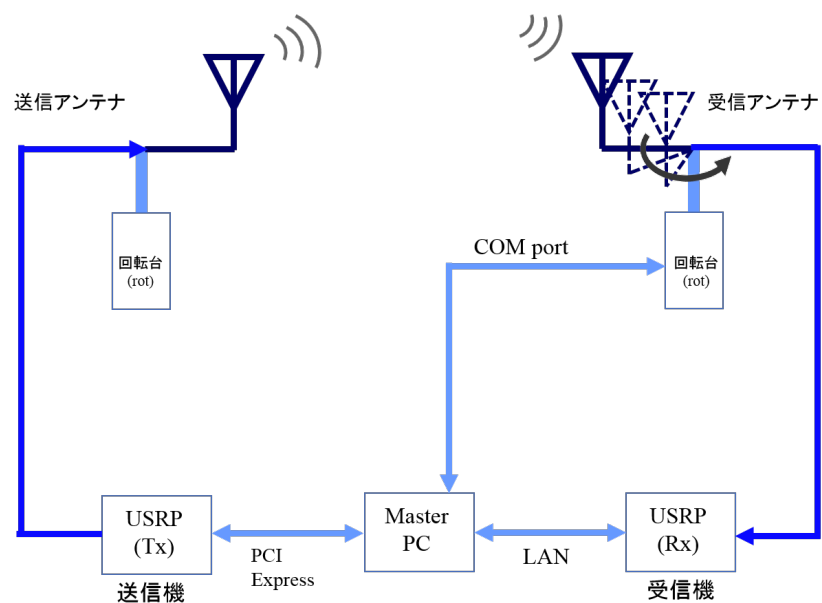


図 2.4: 測定システム構成概要

第 3 章

測定システムの開発

3.1 電波伝搬路測定にける信号処理

電波伝搬路測定とは伝搬路のインパルス応答を測定することである．伝搬路推定に用いられる広帯域信号は，均一パワースペクトル，低 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) になるように設計する必要がある [13]．本研究では次のような Newman Phase Multitone(NPM) 信号 [14] を用いてこれを実現している．非変調複素 NPM 信号を次式で示す．

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \exp(j2\pi\Delta_f t + j\phi_k) \quad (3.1)$$

ただし $\phi_k = \exp(\frac{k^2\pi}{N})$ は PAPR 逓減のための Newman 位相 [14] のことである． N は副搬送波(トーン)の数であり，信号の帯域幅 $2B$ で割り当てられている． Δ_f は副搬送波の間隔である．伝搬路のインパルス応答は以下の式より得られる．

$$y(t) = \int h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \quad (3.2)$$

ただし $s(t)$ は伝送信号， $h(\tau)$ はチャネルのインパルス応答， $y(t)$ は受信信号， $w(t)$ は白色ガウス雑音である．さらに式 (3.2) を離散フーリエ変換することにより以下の伝達関数が得られる．

$$Y[k] = H[k]S[k] + W[k] \quad (3.3)$$

両辺を $S[k]$ で割ると，チャネルの推定伝達関数 $\tilde{H}[k]$ が得られる．ここで $W[k]$ が信信号 $Y[k]$ に比べて十分小さいとき，次のように表せる．

$$\tilde{H}[k] = \frac{Y[k]}{S[k]} \quad (3.4)$$

ここで $\tilde{H}[k]$ を逆フーリエ変換することによって，チャネルのインパルス応答が計算できる．

3.2 仮想アレーアンテナ信号処理

本研究で使用する伝搬路測定装置 USRP はチャネルサウンダ比べてハードウェアの制約により帯域幅が狭い問題がある．そのため高い遅延分解能を望むことができないためインパルス応答による電力遅延プロファイル (PDP) を比較をすることは困難である．そのため、本研究では帯域幅に依存しない仮想アレーアンテナ信号処理より、電波到来方向推定を行う．推定結果を 60 GHz の角度電力スペクトル (APS) の比較を行うことによって本研究の目的を達成する．

仮想アレーアンテナ信号処理とはアンテナを物理的に移動させてアンテナの位置が変化することにより生じる位相差を持つ受信信号を信号処理によって位置情報と振幅および位相を加算し、電波の到来方向を推定する．アレーアンテナを使用した電波到来方向推定のアルゴリズムは、様々なものが提案されている [15]．本研究では、最も古典的であるアレーアンテナのメインビームをモードベクトルにより全方向に走査させて電波の到来方向を推定するビームフォーマ法を使用した．

ビームフォーマ法の原理を説明するためにアレー構成は簡単のためにリニアアレーを使用する．図 3.1 に K 素子リニアアレーを示す．アレーの出力 $y(t)$ は次式で得られる．

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (3.6)$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (3.7)$$

$\mathbf{X}(t)$ はそれぞれのアレーアンテナの入力信号を表し、 \mathbf{W} はそれぞれのアンテナのウェイトを示す．また、アレーの出力電力 P_{out} は次式で得られる．

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} E[|y(t)|^2] = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} \quad (3.8)$$

ここで、 H は複素共役転置を示し、 \mathbf{R}_{xx} は相関行列を示す． \mathbf{R}_{xx} は次式のように定義される．

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(t) \mathbf{X}^H(t)] \quad (3.9)$$

リニアアレーアンテナにおけるウェイトベクトル \mathbf{W} は次式のように示せ、またモードベクトルと呼ばれる θ の関数として $\mathbf{a}(\theta)$ で定義される．

$$\mathbf{W} = \left[\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} d_1 \cos \theta\right), \dots, \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} d_K \cos \theta\right) \right]^T \equiv \mathbf{a}(\theta) \quad (3.10)$$

最後にビームフォーマ法によるアレー出力電力を正規化した表現 $P_{BF}(\theta)$ を次式で示す．

$$P_{BF}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)} \quad (3.11)$$

入力の相関行列 R_{xx} とモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いて $P_{BF}(\theta)$ を構成し、 θ を変化させたときの $P_{BF}(\theta)$ のピークの位置から到来方向が分かり、ピークの高さから到来波の入力電力が分かる。

原理の説明ではリニアアレーアンテナを使用した、アンテナの素子配置には直線状、平面状、円状などの様々な配置が考えられている。比較を行う 60 GHz のアンテナを図 3.2 に示す。60 GHz の伝搬路測定は回転台を用いて指向性アンテナの角度を変化させて行う。2.4 GHz の伝搬路測定は 60 GHz の伝搬路測定と同様の環境で行うため、回転台を用いた円形仮想アレーアンテナの素子配置が適切だと考えられる。円状アレーアンテナの形を図 3.3 に示す。しかしながら、円状のみのアレーアンテナによるビームフォーミングでは角度分解能が低いため、高さ方向に円状アレーアンテナを移動させてアンテナの素子数を増やし分解能を高める。そのため、本研究では円筒仮想アレーアンテナを使用する。

円筒アレーアンテナにおけるモードベクトルの導出を行う。円筒アレーアンテナのモードベクトルは等間隔円形アレーアンテナと等間隔リニアアレーアンテナのモードベクトルの積で表せる。図 3.4 のように、円筒アレーアンテナを上から見た場合は円形アレーアンテナと見なせる。円形アレーアンテナのモードベクトル \mathbf{a}_{UCA} は次式で示せる。

$$\mathbf{a}_{UCA}(\theta, \phi) = \left[\exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \sin \theta \cos \left(\phi - \frac{2\pi}{K} \right) (1-1) \right), \dots, \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \sin \theta \cos \left(\phi - \frac{2\pi}{K} \right) (K-1) \right) \right]^T \quad (3.12)$$

K と r は円状に並べるアンテナの素子数と円の半径を示す。次に図 3.5 のように、円筒アレーアンテナを側面から見た場合はリニアアレーアンテナと見なせる。リニアアレーアンテナのモードベクトル $\mathbf{a}_{ULA}(\theta)$ は次式で示せる。ここで、

$$\mathbf{a}_{ULA}(\theta) = \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (-Qd_L) \cos \theta \right), \dots, \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (Qd_L) \cos \theta \right) \right]^T \quad (3.13)$$

Q は中心から上下方向に並べるアンテナの素子数を示す。円筒アレーアンテナのモードベクトル $\mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi)$ は次式で示せる。

$$\mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi) = \mathbf{a}_{ULA}(\theta) \otimes \mathbf{a}_{UCA}(\theta, \phi) \quad (3.14)$$

ここで、 \otimes はクロネッカー積を示す。

モードベクトル $\mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi)$ を使用した円筒アレーアンテナの出力電力 P_{out} は次式で示せる。

$$P_{out}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \mathbf{a}_{stack}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi) \quad (3.15)$$

ビームフォーマ法によるアレー出力電力を正規化した表現を次式で示す。

$$P_{BF}(\theta, \phi) = \frac{\mathbf{a}_{stack}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi)}{\mathbf{a}_{stack}^H(\theta, \phi) \mathbf{a}_{stack}(\theta, \phi)} \quad (3.16)$$

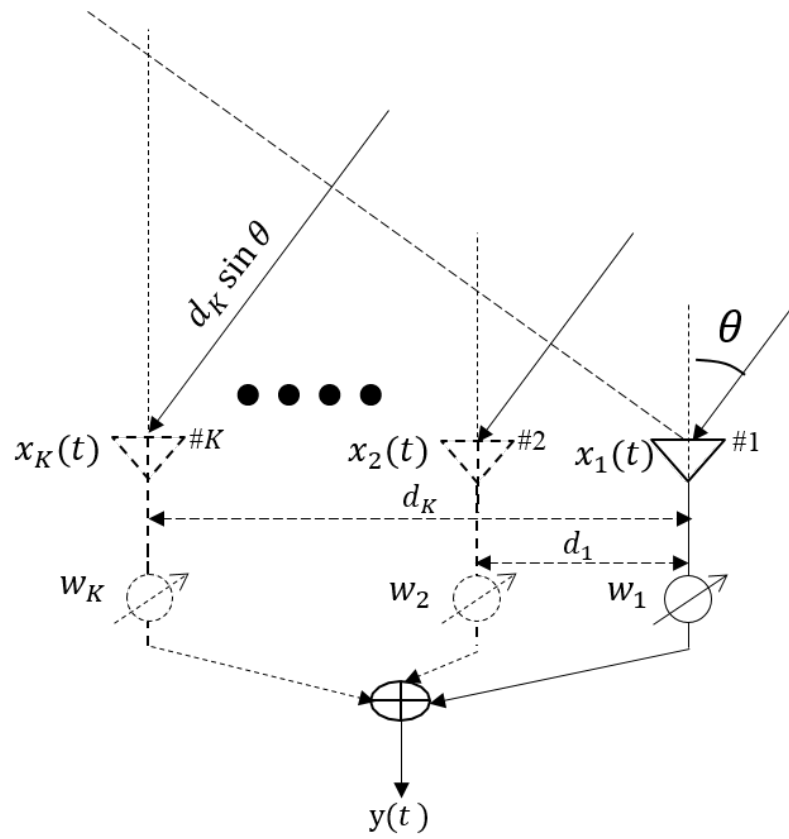


図 3.1: 仮想アレーアンテナ原理

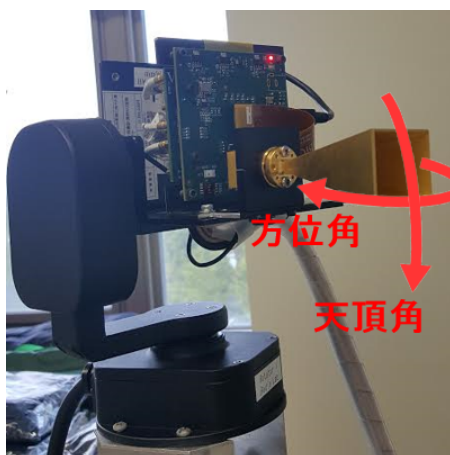


図 3.2: 60GHz 帯測定方法

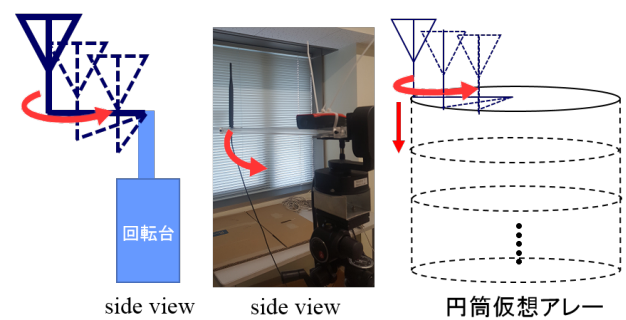


図 3.3: 2.4GHz 帯測定方法

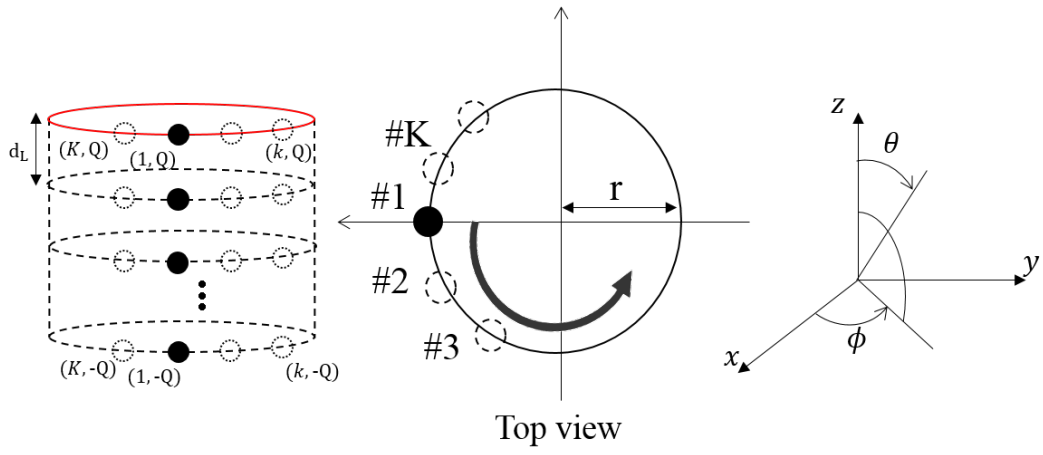


図 3.4: 円形アレーアンテナ

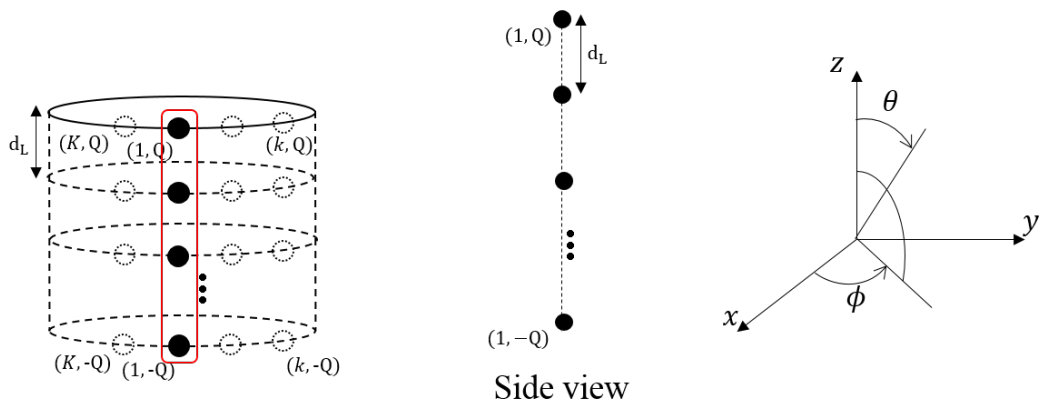


図 3.5: リニアアレーアンテナ

3.3 仮想アレーアンテナの設計

本研究は 60 GHz の電波伝搬路測定装置と角度電力スペクトル (APS) による電波伝搬特性を行う．そのため，角度分解能を同程度のものにしなければならない．本研究では 60 GHz の電波伝搬路測定で使用している半値幅 12 度のホーンアンテナと同様の分解能を持つようにアレーアンテナを設計する．本研究では実際の測定では無指向性アンテナ (VERT2450) を使用 [16]．アンテナの仕様を表 3.1 に示す．アンテナパターンと大きさについて図 3.6 に示す．

アレーアンテナの分解能はアンテナの素子数に依存する．アンテナ素子数と一番目のヌル点が到来する角度 θ_R の関係式で示す．

$$\theta_R = \sin^{-1} \left(\frac{1}{Nd_L} \right) \quad (3.17)$$

$$\theta_R = \sin^{-1} \left(\frac{2.4}{Nd_L} \right) \quad (3.18)$$

式 (3.17) はリニアアレーアンテナについてであり，式 (3.18) は円形アレーアンテナの一番目のヌル点がかかる角度の理論式である． N と d_L はアンテナの素子数とアンテナ素子間距離を示す．この二つの式からアレーアンテナはアンテナの素子数が多いとメインローブの幅が狭くなり，精度の高い電波到来方向推定ができることが分かる．

アレーアンテナはアンテナ素子間隔も重要である．アンテナの素子間隔が狭い場合は電磁界的な素子結合が生じる原因となる．素子結合が生じた場合，アンテナ素子の特性が変動し，電波到来方向推定と精度が下がる．反対にアンテナ素子間隔が広い場合は不要方向へのエネルギー放射が大きくなり，グレーティングローブの発生の原因となる．

本研究ではアンテナ素子間隔を搬送波周波数の半波長ごとの間隔にすることによってこれらの問題を解決している．アンテナ素子間距離が半波長になる円形アレーアンテナにおける円の半径 r は次式で決まる．

$$r = \frac{N\lambda}{4\pi} \quad (3.19)$$

以上の式を用いて円の半径が 0.298 m，アンテナ素子数を円上に 30 個配置を行い，これを高さ方向に 9 段構成の円筒アレーアンテナにすることによって半値幅 12 度のホーンアンテナと同程度の分解能をもつことをシミュレーションによって確認した．到来波 1 波を方位角方向に 0 度，天頂角方向に 90 度シミュレーションにより発生させた．シミュレーション結果を図 3.8 に示す El は天頂角を示し， Az は方位角を示す．また 60 GHz のアンテナパターンの比較した結果を図 3.9 と図 3.10 に示す．今回設計したアレーアンテナは 60GHz に比べてメインローブが鋭いことがわかる．また，方位角方向のサイドローブの影響が強く出ている．

表 3.1: アンテナの仕様

周波数範囲 (MHz)	2400 ~ 2500 4900 ~ 5350 5725 ~ 5850
利得 (dBi)	3
水平ビーム幅 (degree)	360
インピーダンス (Ω)	50
最大電力 (W)	50

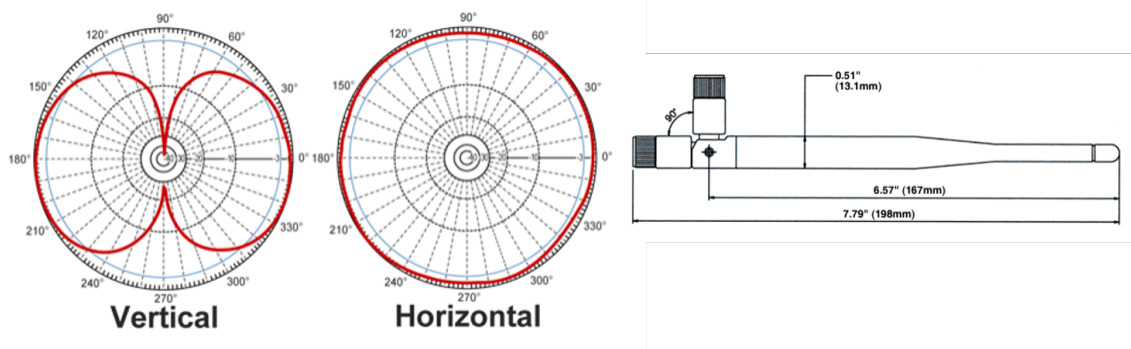


図 3.6: アンテナパターンとアンテナの大きさ

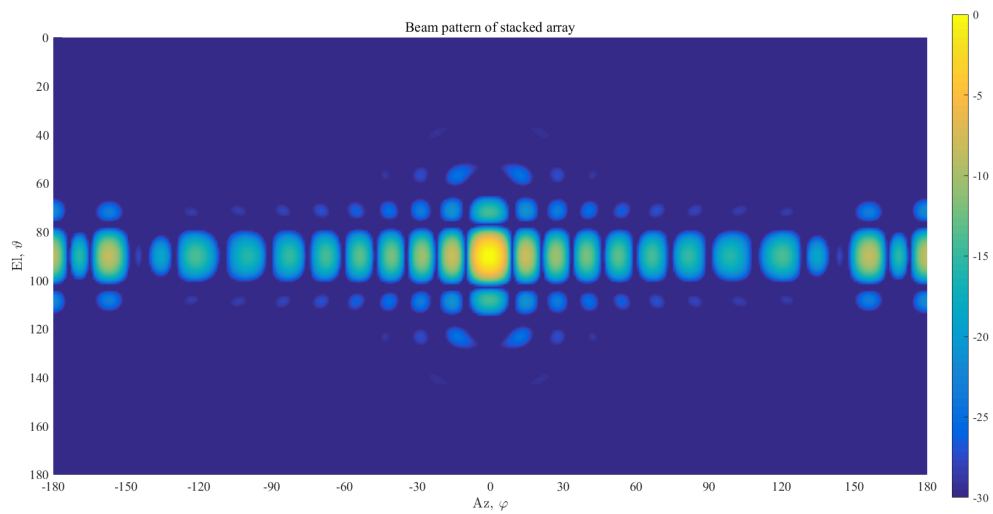


図 3.7: アンテナビームパターン

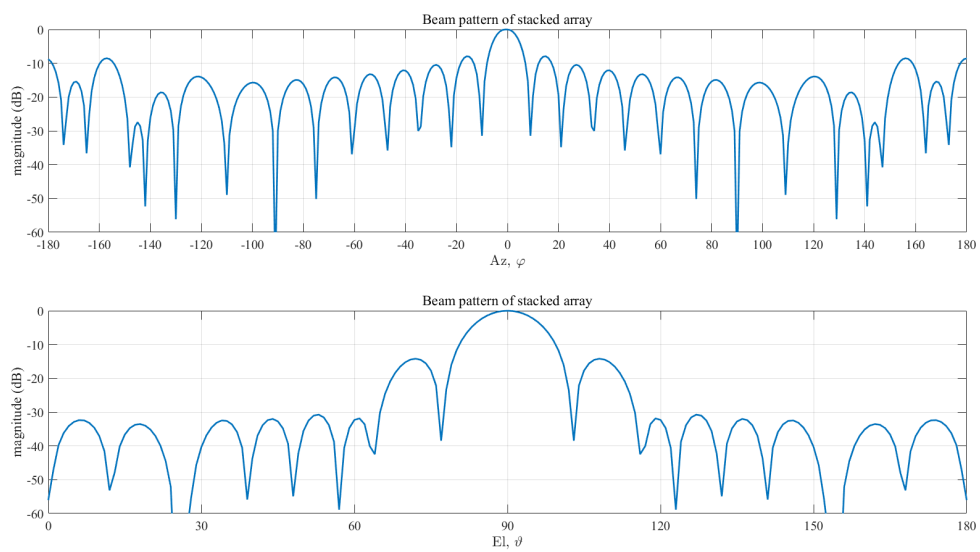


図 3.8: アンテナビームパターン

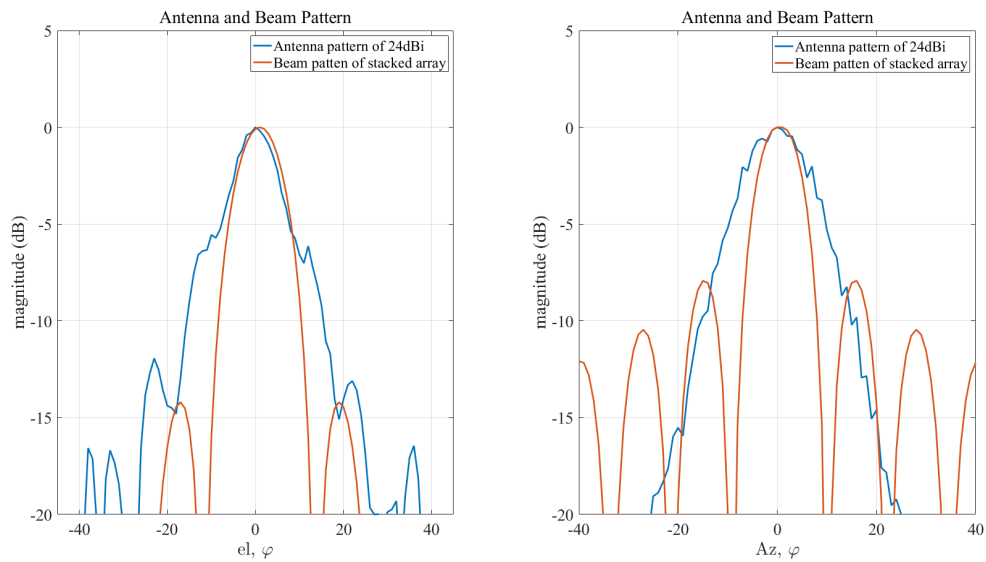


図 3.9: アンテナビームパターン比較

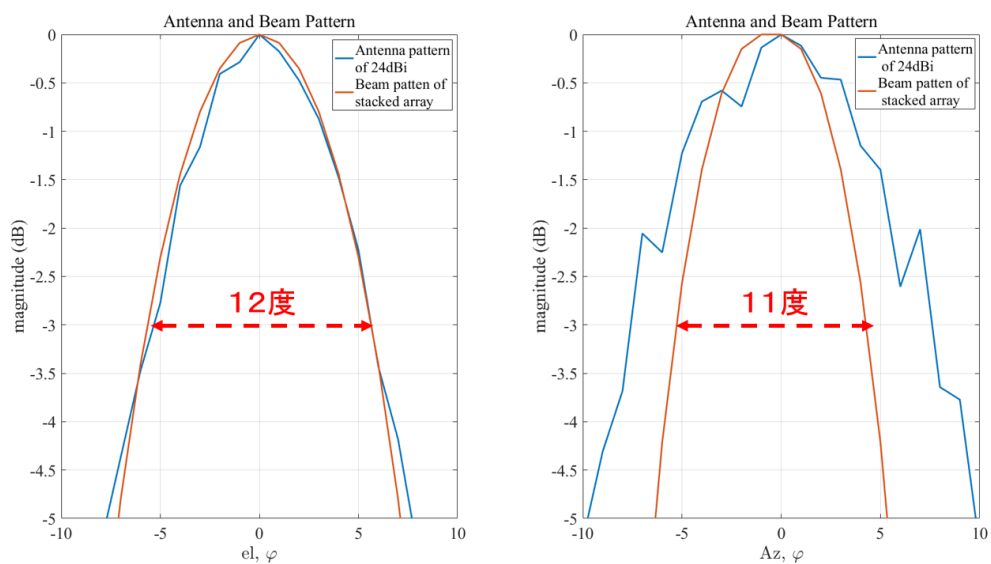


図 3.10: アンテナビームパターン比較

3.4 送受信機の同期

電波伝搬路測定において信号データを正確に送受信するために、搬送波周波数とシンボルタイミングの同期を考えなければならない。複数の無線機を使用して電波伝搬路測定を行うためには送信側と受信側の周波数同期と信号データのタイミング同期が必要である。USRP には同期用インターフェースとして REF 端子と PPS(Pulse Per Second) 端子が用意されている。本研究では外部の周波数精度の高いルビジウム発振器 [17] から 10 MHz の正弦波と PPS 信号を送信側と受信側の USRP にケーブルで接続することによって同期を実現した。

次に、シンボルタイミングの同期について述べる。受信信号の絶対遅延を得るために、受信器は送信器から信号が送信される時刻を知らなければならない。そこで、USRP 内部で生成される PPS 信号をトリガーとして使用する。図 3.11 にあるように、PPS 信号に同期して信号の送受信が行われ、これによりシンボルタイミングの同期が可能である。図 3.11 に示す Packet とは 1 秒間に送信するサンプル数のことである。

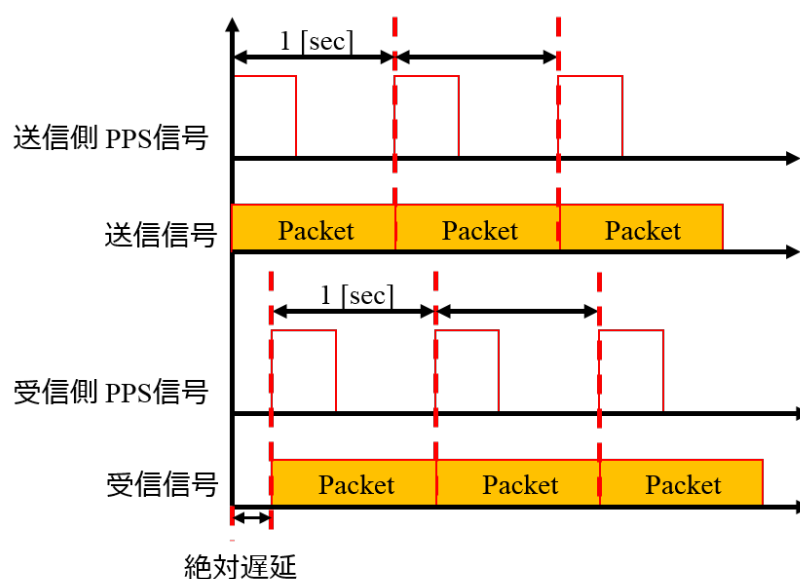


図 3.11: タイミング同期

3.5 測定諸元と測定環境

2.4 GHz の伝搬路測定装置と比較を行う 60 GHz の伝搬路装置の測定諸元を表 3.2 と表 3.3 に示す．当研究グループで所有しているチャネルサウンダは， 2×2 MIMO の構成となっており，56～63GHz の出力信号を生成することができる．送信と受信の設置高さはアクセスポイントを想定し，端末は成人が端末をもつ高さを想定している．2.4 GHz の Rx の高さが変化する理由は仮想円筒アンテナを使用するためである．測定環境は新潟大学工学部 A 棟 505 室を使用した．測定環境を図 3.12 に示す．測定場所は MS_Pos1 と MS_Pos2 で行った．

表 3.2: 2.4 GHz 伝搬路測定装置諸元

中心周波数	2.4 GHz
帯域幅	20 MHz
サンプリングレート	400 kHz
ベースバンド信号	正弦波信号
送受信アンテナ	3dBi 無指向性アンテナ
アンテナ高さ	Tx:2.5m , Rx:1.16 ~ 1.35 ~ 1.53 m

表 3.3: 60 GHz 伝搬路測定装置諸元

中心周波数	58.5 GHz
帯域幅	400 MHz
サンプリングレート	800 MHz
ベースバンド信号	無変調マルチトーン
送受信アンテナ	24dBi ホーンアンテナ
アンテナ高さ	Tx:2.5m , Rx: 1.35 m



図 3.12: 測定環境

第 4 章

測定結果と考察

4.1 測定結果

MS_Pos1 と MS_Pos2 で行った測定結果を図 4.1 と図 4.2 に示す．写真は各測定場所の Rx 側から見た写真となる．両結果とも 2.4GHz 帯の測定ではサイドローブの影響が強く見られる．両周波数ともアンテナからの直接波の成分が一番強いことが分かる．MS_Pos1 の結果からは両周波数共に ± 150 度方向にある壁と窓の影響による反射が強く出ていることが確認された．MS_Pos2 の結果からは両周波数共に -90 度方向にある壁と窓と金属の棚の影響による反射が強く出ていることが確認された．

4.2 考察

2.4GHz 帯の MS_Pos1 と ± 150 度方向にある壁と窓が強く出ている影響は角度分布の位置的にバックローブの影響も考えることができる．また 2.4 GHz 帯のマイクロ波は 60 GHz 帯のミリ波に比べて波長が短いため、金属や窓のサッシなどの影響を強く受けると考えられる．

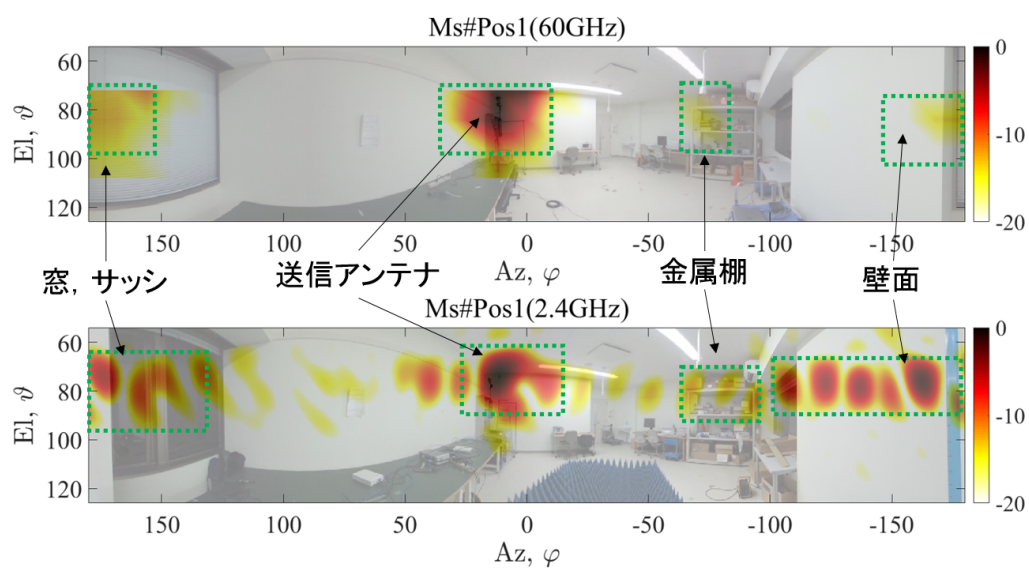


図 4.1: APS, MS_Pos1: 60 GHz(上部) と 2.4 GHz(下部)

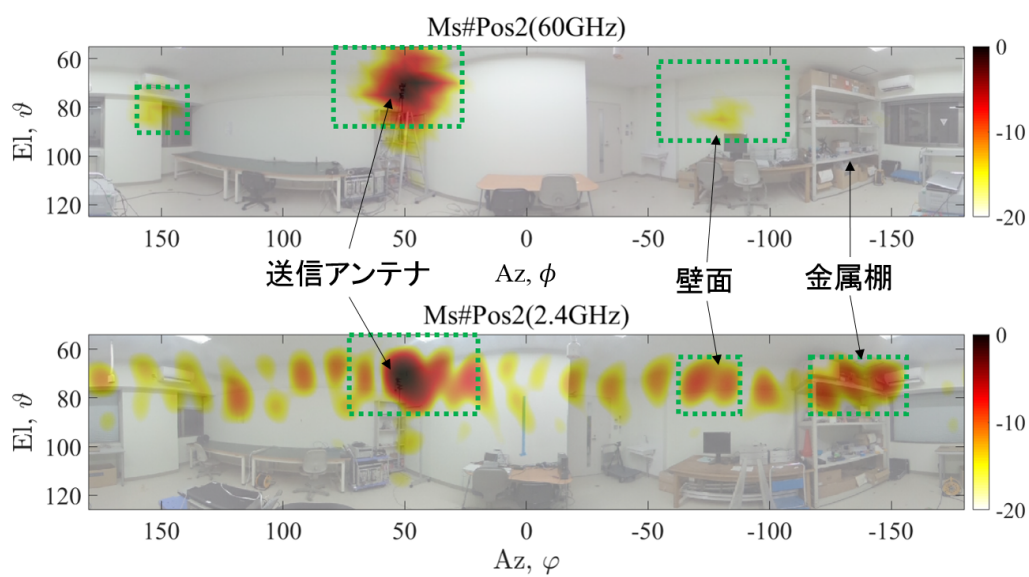


図 4.2: APS, MS_Pos2: 60 GHz(上部) と 2.4 GHz(下部)

第 5 章

結 論

5.1 まとめ

本研究では 2.4/5 GHz 帯と 60 GHz 帯における様々な運用環境における電波伝搬特性の比較のためにソフトウェア無線機を用いて電波伝搬路測定装置の開発を行った．電波伝搬路測定装置として必要な信号処理の実装を行い，仮想アレーアンテナ信号処理によって 2.4 GHz 帯の電波到来方向推定を行った．推定結果を同様の環境で測定した 60GHz のデータと比較と検討をした．2.4 GHz と 60 GHz では窓やサッシまたは壁面による正規反射が確認された．しかしながら，本研究で使用したビームフォーマ法の電波到来方向推定はサイドローブの影響が強く，60 GHz の測定データと比較するにはサイドローブの影響を抑制する必要があるということが分かった．

5.2 今後の課題

従来のビームフォーマ法では，サイドローブが測定データに強い影響を与えるため，サイドローブを抑える信号処理を実装を行う必要がある．また，今後様々な環境において 60 GHz の伝搬路測定装置と電波伝搬路測定を行い，電波伝搬特性の比較を行っていく．

参考文献

- [1] 総務省, “電波政策 2020 懇談会,” http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/kenkyu/denpa_2020/index.html (accessed Sep. 2016)
- [2] “Channel Models for IEEE 802.11ay,” IEEE Document 802.11-15/1150r2, Sep. 2015.
- [3] M. Kim, J. Takada, and Y. Konishi, “Novel Scalable MIMO Channel Sounding Technique and Measurement Accuracy Evaluation with Transceiver Impairments,” IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.61, No.12, pp. 3185–3197, Dec. 2012
- [4] 梅木建人, 金ミンソク, 岩田樹, カルマ ワンチュー, 高田潤一, 佐々木重信, “ミリ波帯屋外オープンエリアアクセス環境における伝搬路モデル,” 信学技報, vol. 115, no. 474, SRW2015-76, pp. 35–40, 2016 年 3 月.
- [5] M Kim, K Umeki, K Wangchuk, J Takada, S Sasaki, , “Polarimetric Mm-Wave Channel Measurement and Characterization in a Small Cell Office Environment,” IEICE Technical Report, SR2015-20, Jul. 2015.
- [6] C. Dias, N. Tervo, A. Roivainen, V. Hovinen, M. Tapani Sonkki, G. Fraidenraich, M. Latva-aho, “Spatial Radio Channel Sounding for Static Environment at 10 GHz”, EurAAP, Proc. of 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016.
- [7] T. Min, M. Kim, J. Takada, “Development of Channel Sounder using GNU Radio/USRP: Timing Synchronization and Phase Alignment,” IEICE Technical Report, SR2014-131, Mar. 2015.
- [8] T. Min, K. Saito, J. Takada, “Development of Directional Channel Sounder using USRP and GNU radio,” IEICE Technical Report, SR2015-102, Mar. 2016.
- [9] USRP, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社, <http://www.ni.com/ja-jp.html>
- [10] トランジスタ技術編集部, “LabVIEW と USRP で体験する SDR (RF ワールド No.27),” CQ 出版, 2016.
- [11] NI USRP-2942R device specifications, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社, <http://www.ni.com/pdf/manuals/374410c.pdf>
- [12] NI USRP-2922 device specifications, 日本ナショナルインスツルメンツ株式会社, <http://www.ni.com/pdf/manuals/375868b.pdf>
- [13] 黒川雄介, “ソフトウェア無線を用いた伝搬路測定装置の開発,” 新潟大学学士論文, 2015.

- [14] S. Boyd, “Multitone signals with low crest factor,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.CAS-33, no.10, pp. 1018–1022, Oct. 1986.
- [15] 菊間 信良, “アダプティブアンテナ技術,” オーム社, 2003.
- [16] 無指向性アンテナ VERT2450 , Ettus Research, A National Instruments Company <https://www.ettus.com/product/details/VERT2450>
- [17] ルビジウム発振器, FS725, Stanford Research Systems, <http://www.thinksrs.com/products/FS725.htm>
- [18] T. Kurose, T. Iwata, K. Yusuke, M. Kim, S. Sasaki, “Developement of Channel Sounder at 2.4 GHz using Software Radio Periperal,” IEICE Technical Report, SR2016-64, Oct. 2016.