

# 電波の伝わり方の見える化技術 電波によるモノの見える化技術

2019年7月3日

新潟大学産学連携協力会

工学部 電気電子工学科

准教授 金 暎錫

[mskim@eng.niigata-u.ac.jp](mailto:mskim@eng.niigata-u.ac.jp)

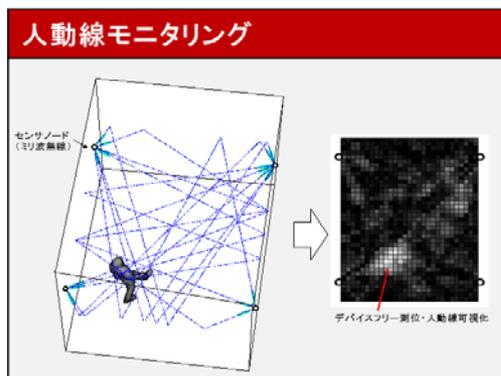
# 自己紹介

- 1992～1999: 漢陽大学(韓国, ソウル), 電気工学
- 1999～2002: 横浜国立大学, 電子情報工学, 修士課程終了
- 2002～2005: 横浜国立大学, 電子情報工学, 博士課程終了
  - 専門はアレーアンテナ信号処理
- 2005～2006: 組み込み系の会社
- 2007～2014: 東京工業大学 理工学研究科 助教
- 2014～現在: 新潟大学 工学部 大学院 自然科学研究科 准教授
  - 移動通信の電波伝搬測定・モデリング
  - 電波センシング
- 学会活動
  - 米電気電子工学会(IEEE) シニアメンバ
  - 電子情報通信学会(IEICE)
    - ソフトウェア無線研究会(元)専門委員
    - マイクロ波研究会(元)専門委員
    - ヘルスケア・医療情報通信研究会(元)幹事



# Radio Signal Processing Lab

- Research interests
  - Radio channel sounding/modeling
  - Millimeter-wave
  - MIMO, Array signal processing, direction finding
  - Radio sensing/localization/imaging
  - Context classification by machine learning
  - Body area network, vital signal detection



# Visit to <http://radio.eng.niigata-u.ac.jp>



## Radio Signal Processing Laboratory

[HOME](#)
[MEMBERS](#)
[RESEARCH](#)
[PUBLICATION](#)
[LECTURES](#)
[LINKS](#)


### Welcome to Kim Laboratory

ようこそ金研

The radio signal processing laboratory of Niigata University has been launched in Apr. 2014. The research area covers various topics of radio signal processing including radio propagation channel measurement and modelling, direction-of-arrival finding, SDR/CR technology and ICT for medical healthcare.

#### History

Current top

Oct. 2016

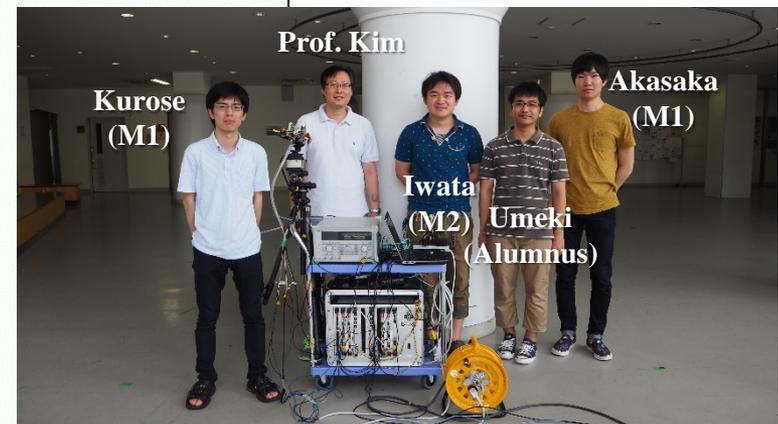
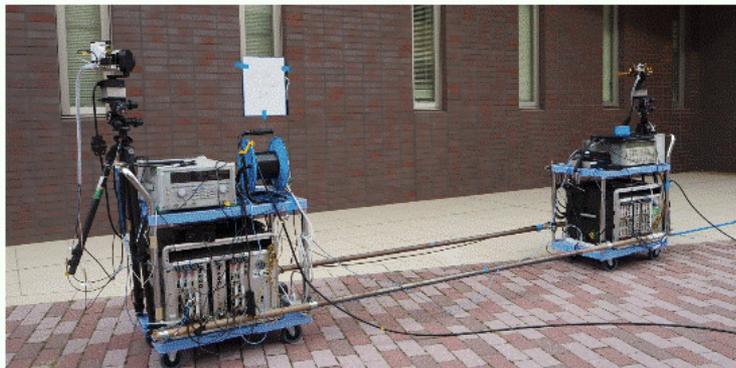
Jul. 2016

Nov. 12, 2016

Posted by mskim

Mm-wave Outdoor Measurement Campaign on Wall Scattering (Nov. 2016).

ミリ波帯伝搬路測定：屋外散乱係数測定（H28年11月）



# 研究シーズ

## ■ 電波伝搬測定と解析

電波の伝わり方の見える化

- 大手キャリアさんにとっては大事な課題
- 測定装置の開発に膨大な資金が必要である

## ■ アレーアンテナ・適応信号処理に得意

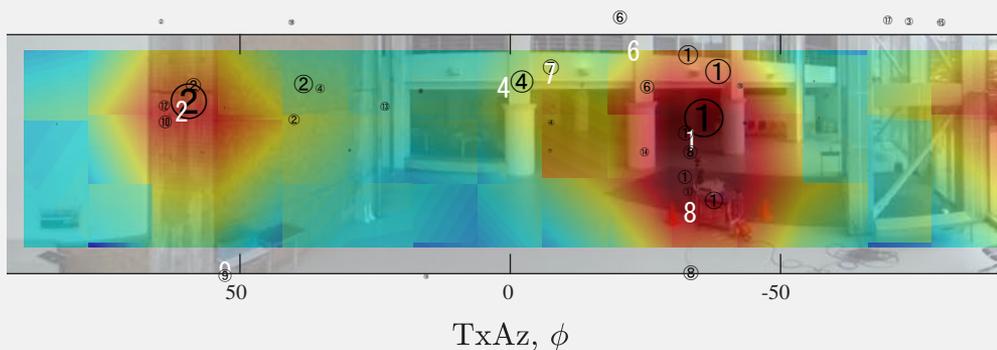
- 電波到来方向推定
- レーダ信号処理・イメージング
- 非接触センシング
- 測位・状態センシング

電波によるモノの見える化

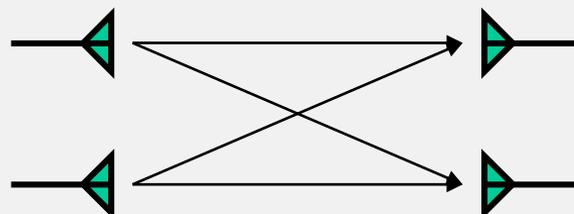
# 紹介する内容

## ■ 電波の伝わり方の見える化

### ミリ波チャンネルサウンディング

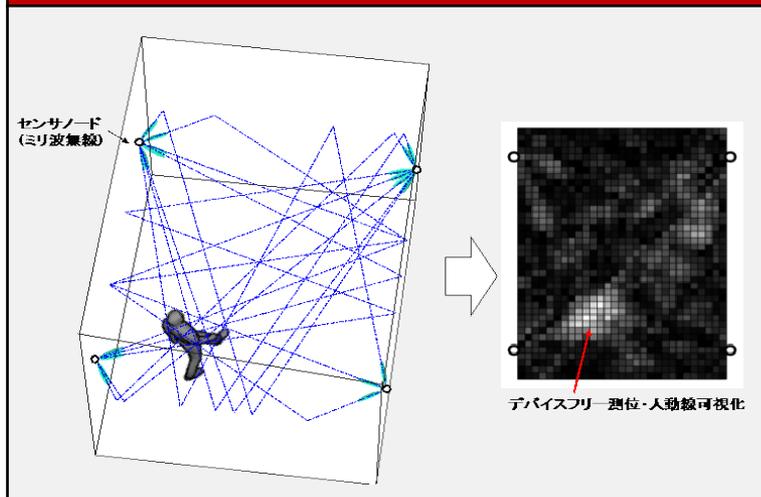


### WiFi MIMOチャンネルサウンダ



## ■ 電波によるモノの見える化

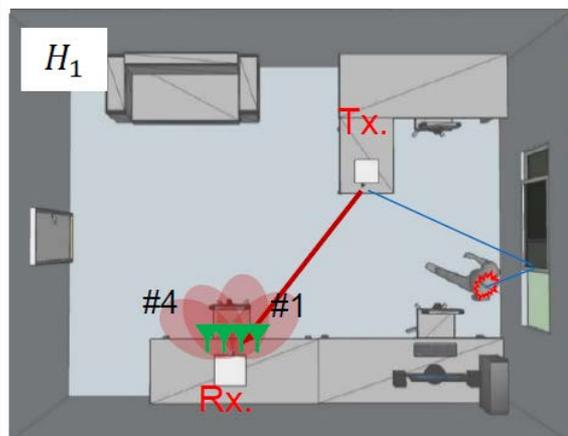
### 人動線モニタリング



### 非接触生体信号モニタリング



### 屋内測位・状態センシング



### ウェアラブルセンサによる動作同定



# 電波の伝わり方の見える化技術

# 電波の見える化

- 電波の伝わり方が知りたい
  - 複雑なメカニズムの解明
  - 無線通信の性能を決定する鍵
- 電波は見えないもの！眼鏡をかけてみえるもんじやない
- 見える化に二つの方法がある
  - 計算機シミュレーション ⇒ 理論とパソコン
  - 測定 ⇒ えらい高い装置が必要

# マクスウェル方程式

- 電磁界理論を集大成
- 電波の波動方程式が導かれる
- 厳密に計算することは不可能

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$$

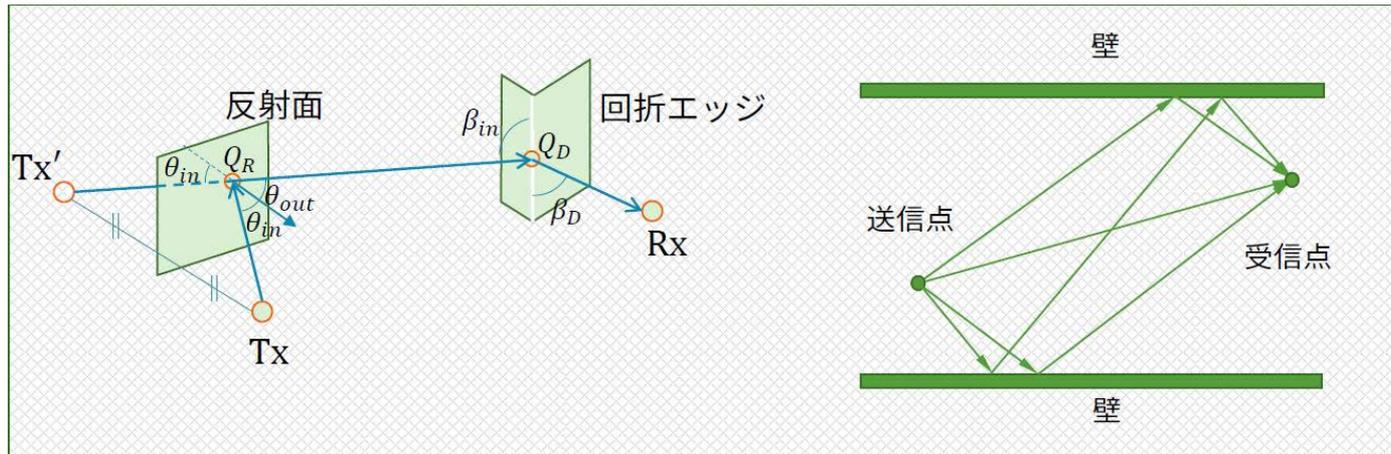
$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

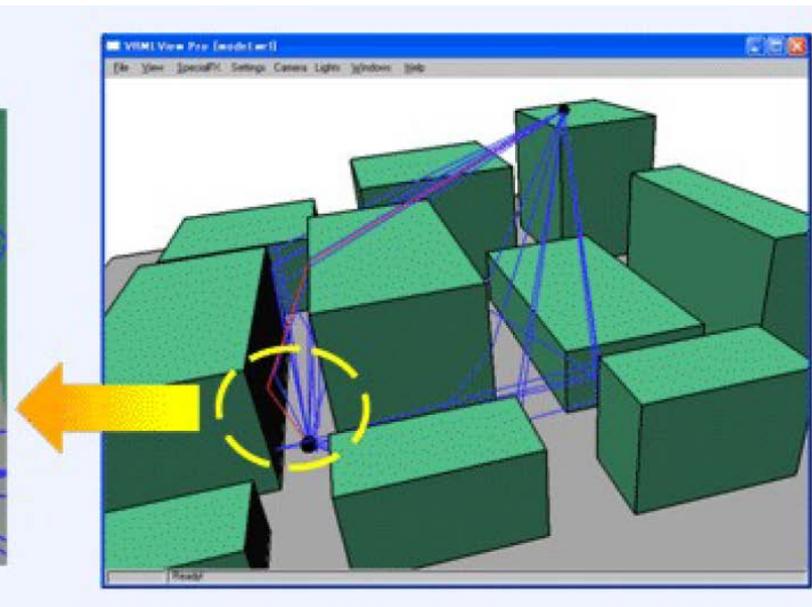
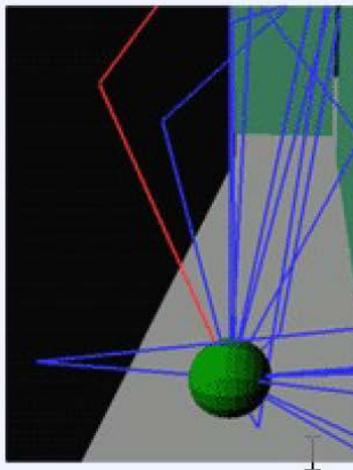
$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$$



# 光線追跡法 (レイトレーシング法)

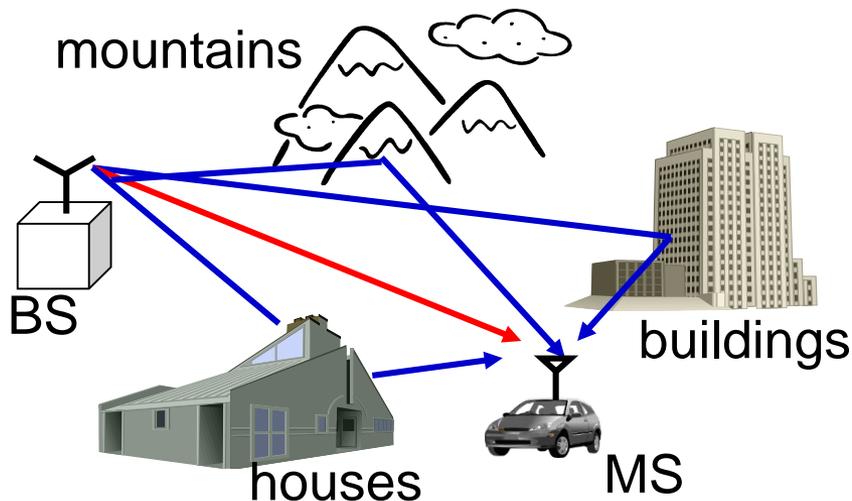


## 商用ソフトウェアの例



# 電波伝搬路測定

- 電波伝搬路を測定する装置⇒チャンネルサウンダ
- 信号を入力して(伝搬させて)応答を測る

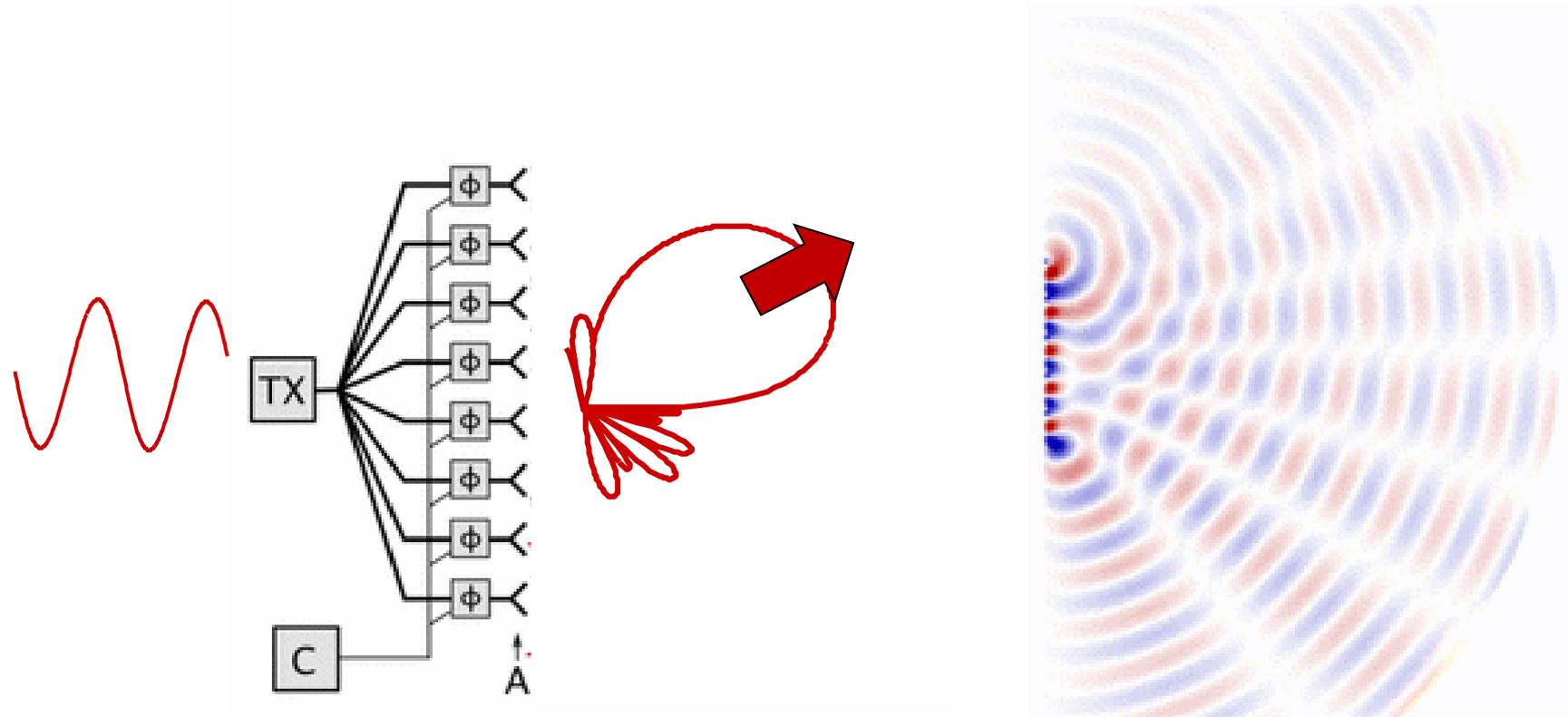


# 無線通信で起きること

- 伝搬状況は、周りの地形や構造物、大気の状態などで時々刻々と変化する
- 都市空間は電波にとって極悪環境、建物、構造物で反射、幾重にも重なり伝搬
- 伝搬しながら互いに干渉し、位相が合うと大きな振幅、逆位相だと互いに打ち消しあう
- 受信電界強度は激しく変動する  
(マルチパスフェージング)

# 測定方法

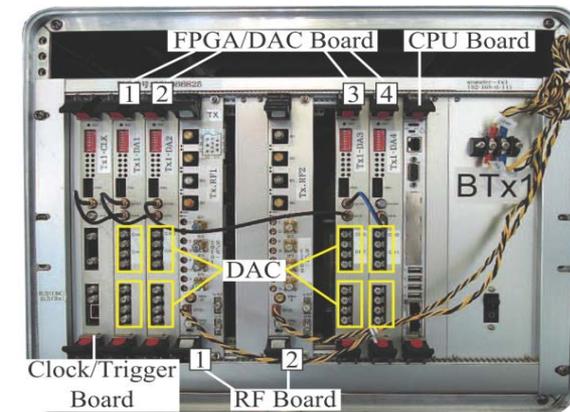
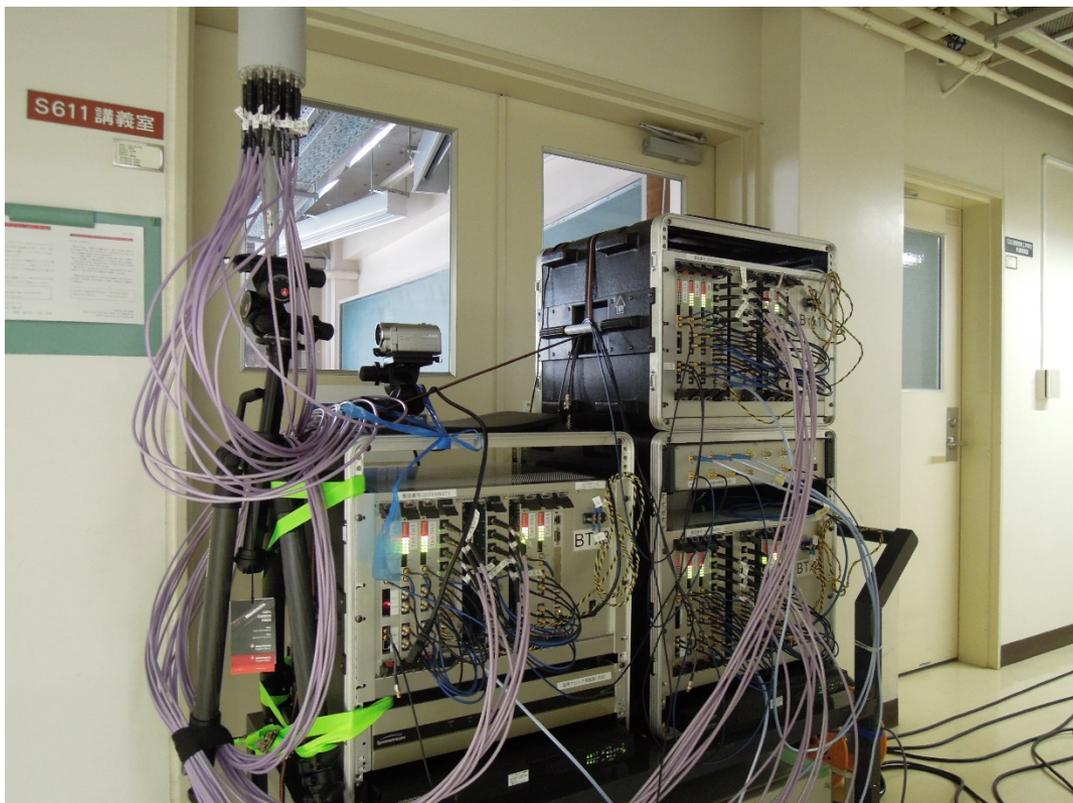
- アレーアンテナで仮想的にビーム走査



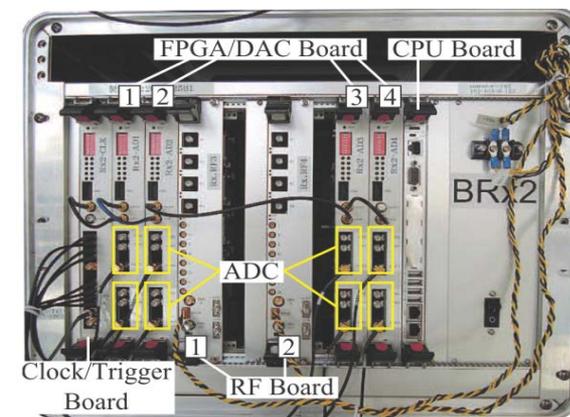
# 11 GHz MIMOチャネルサウンダ (東工大)

2010~2012

- Transmitter with 24 antennas composed of 3 sub-systems



Tx sub-system



Rx sub-system

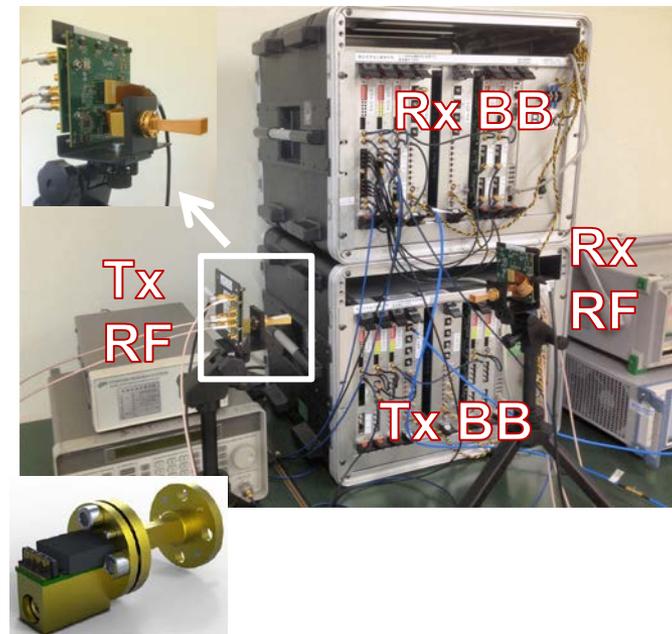
Yohei Konishi, Minseok Kim, Yuyuan Chang, Jun-ichi Takada, "Versatile Radio Channel Sounder for Double Directional and Multi-link MIMO Channel Measurements at 11 GHz," *IEICE Trans. Electron.* Vol.E97-C, No.10, pp. 994-1004, Oct. 2014

# ミリ波チャネルサウンダ (新潟大)

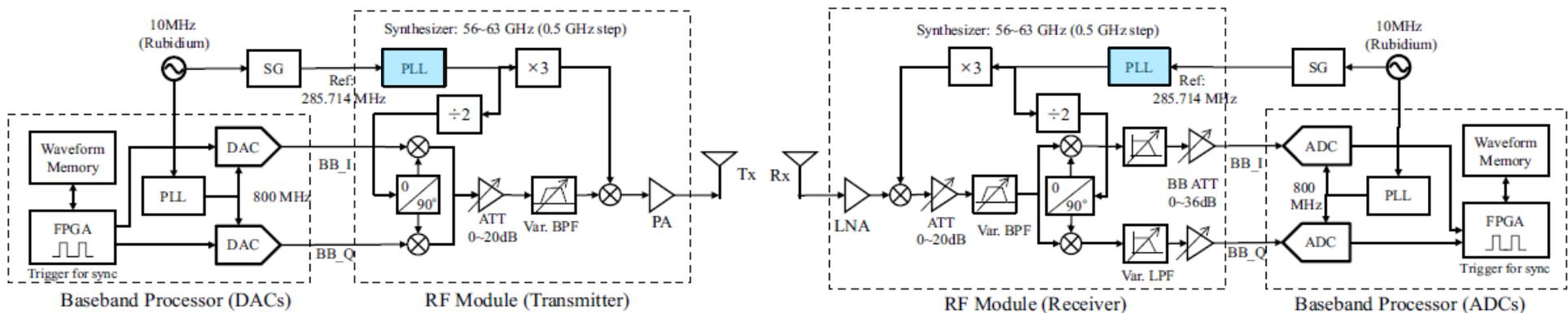
2014~

## ■ Full polarimetric double-directional measurement

Carrier frequency	58.5 GHz
Signal bandwidth	400 MHz
Sampling rates ( $f_s$ )	800 MHz ( $R_{OV}=2$ )
Sounding signal	Unmodulated multitone (No. tones ( $N$ ) = 256)
FFT length ( $N_f$ )	512
Cyclic prefix ( $N_{CP}$ )	512
Total length ( $N_{sym}$ )	1,024
Tone spacing ( $\Delta_F$ )	1.563 MHz
Delay resolution	2.5 ns
Maximum delay	640 ns
Multiplexing scheme	Time Division Multiplexing (TDM)

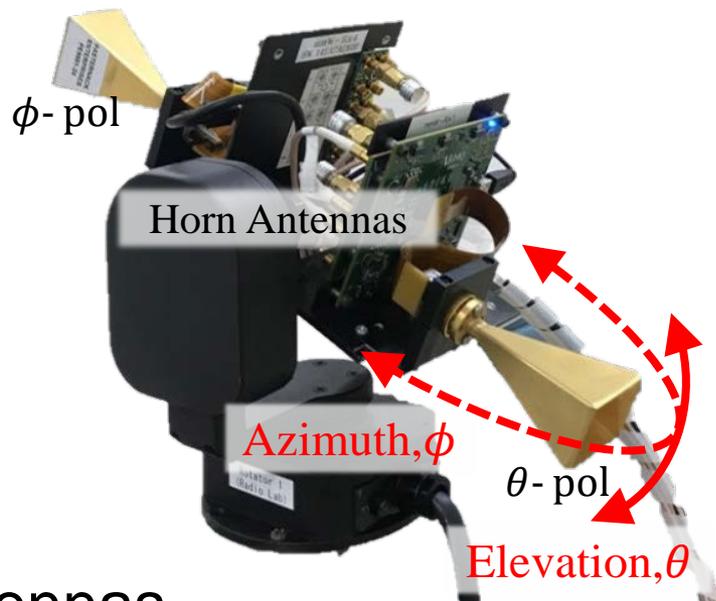


## ■ Schematic diagram



# ミリ波チャネルサウンダ (新潟大)

- Directional antenna scanning



- Antennas



Standard Gain Horn  
15 dBi Gain,  
30 deg. HPBW



Standard Gain Horn  
24 dBi Gain,  
12 deg. HPBW



Lens  
34 dBi Gain,  
3 deg. HPBW

# 測定も正確ではない

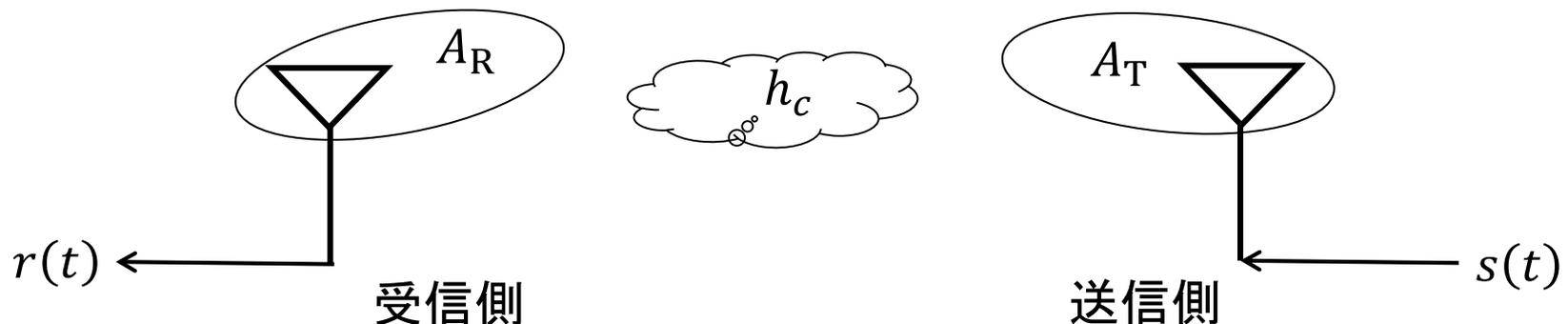
- 受信信号には測定装置の特性が含まれている
  - アンテナパターン, 測定回路の特性
  - 信号の帯域幅(帯域制限)

$$\underbrace{r(t)}_{\text{測定信号}} = \underbrace{A_R(\theta_R, \phi_R)}_{\text{受信アンテナ}} * \underbrace{h_c(t, \theta_R, \phi_R, \theta_T, \phi_T)}_{\text{伝搬路特性}} * \underbrace{A_T(\theta_T, \phi_T)}_{\text{送信アンテナ}} * \underbrace{s(t)}_{\text{送信信号}}$$

測定信号 受信アンテナ

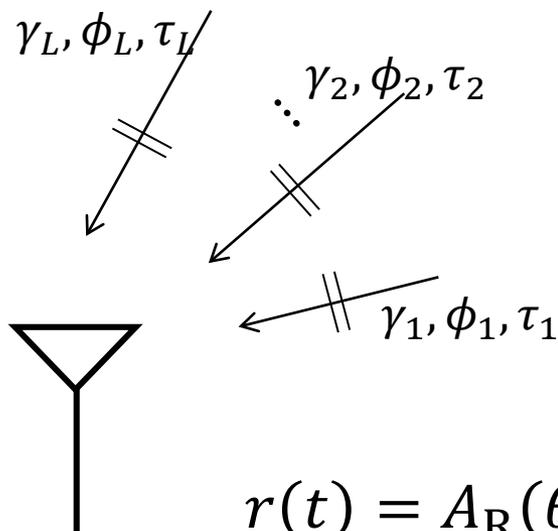
伝搬路特性

送信アンテナ 送信信号



# 伝搬路の推定

- $L$ 個の平面波が重なって到来するモデル



$$h_c(t, \theta_R, \phi_R) = \sum_{l=1}^L \gamma_l \delta(\phi - \phi_l) \delta(t - \tau_l)$$

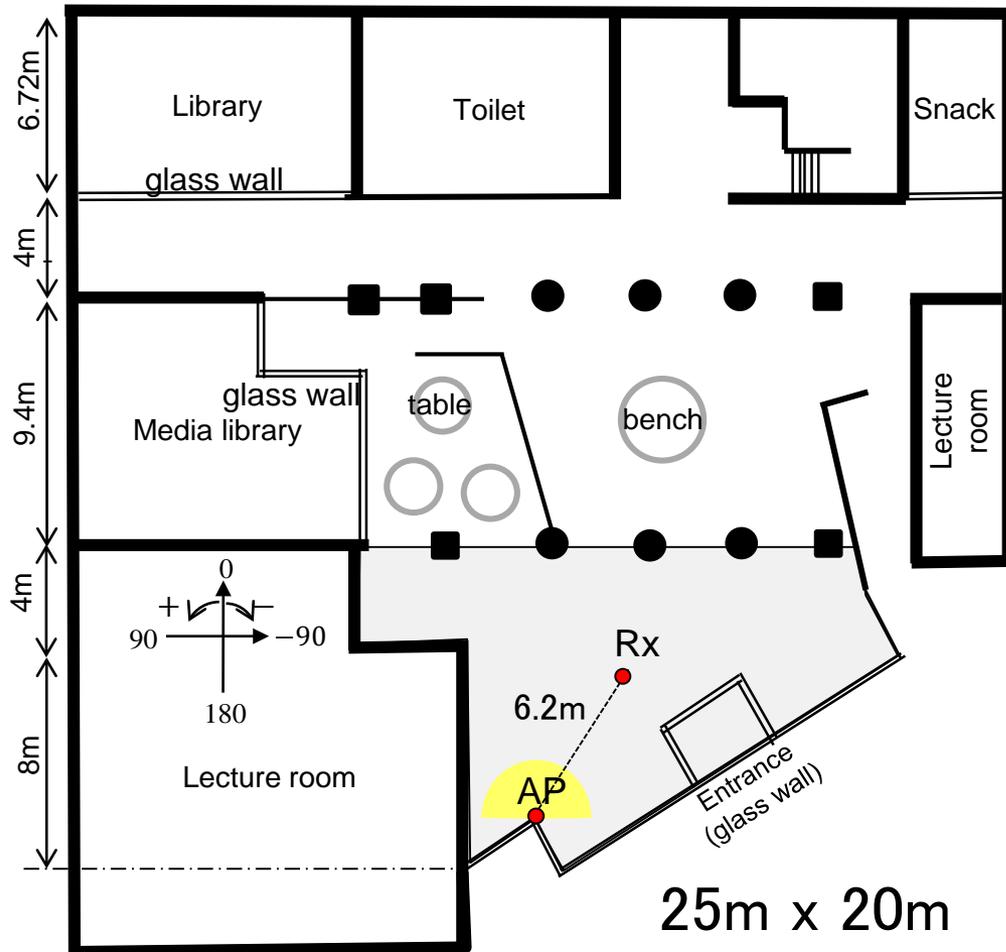
$$r(t) = A_R(\theta_R, \phi_R) * h_c(t, \theta_R, \phi_R) * s(t) + w(t)$$

測定信号    受信アンテナ    伝搬路特性    送信信号    熱雑音

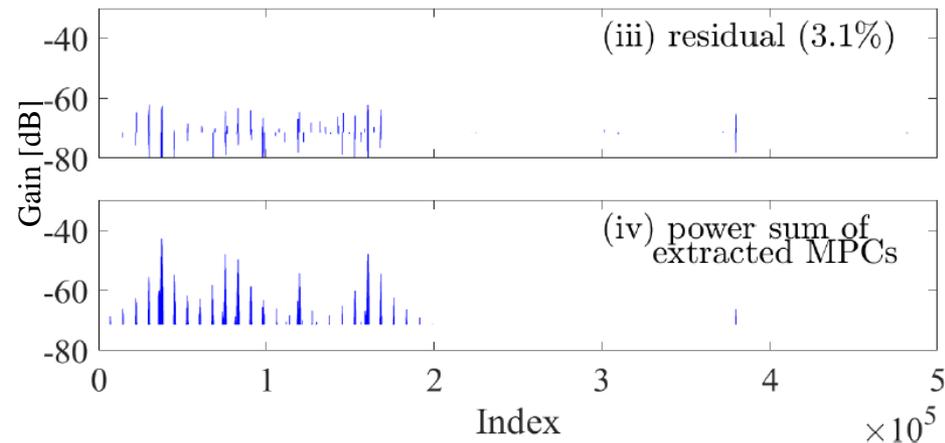
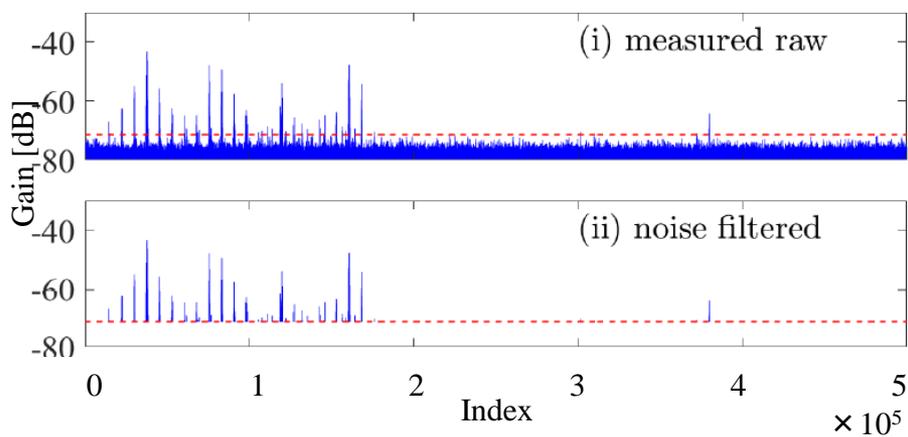
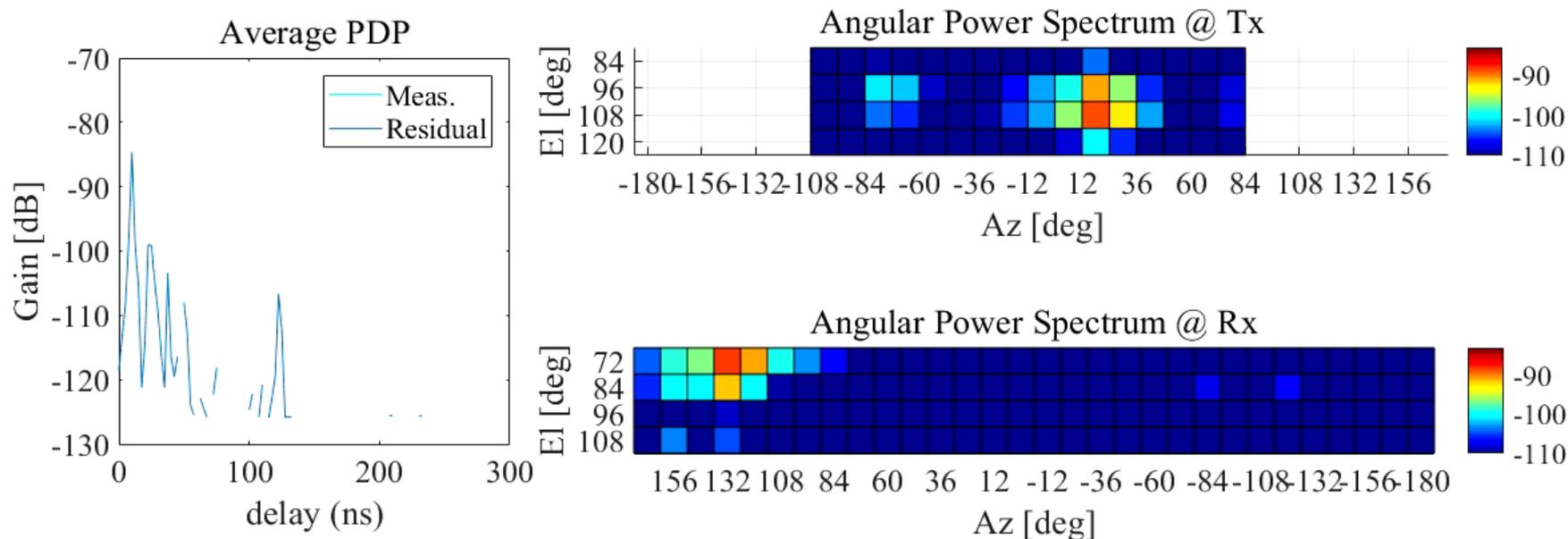
各平面波のパラメータ $\{\gamma_l, \phi_l, \tau_l\}$ を推定する問題  
 $\Rightarrow$  最尤推定, EM-SAGEアルゴリズム

# ミリ波帯電波伝搬測定例

## ■ Entrance hall atrium

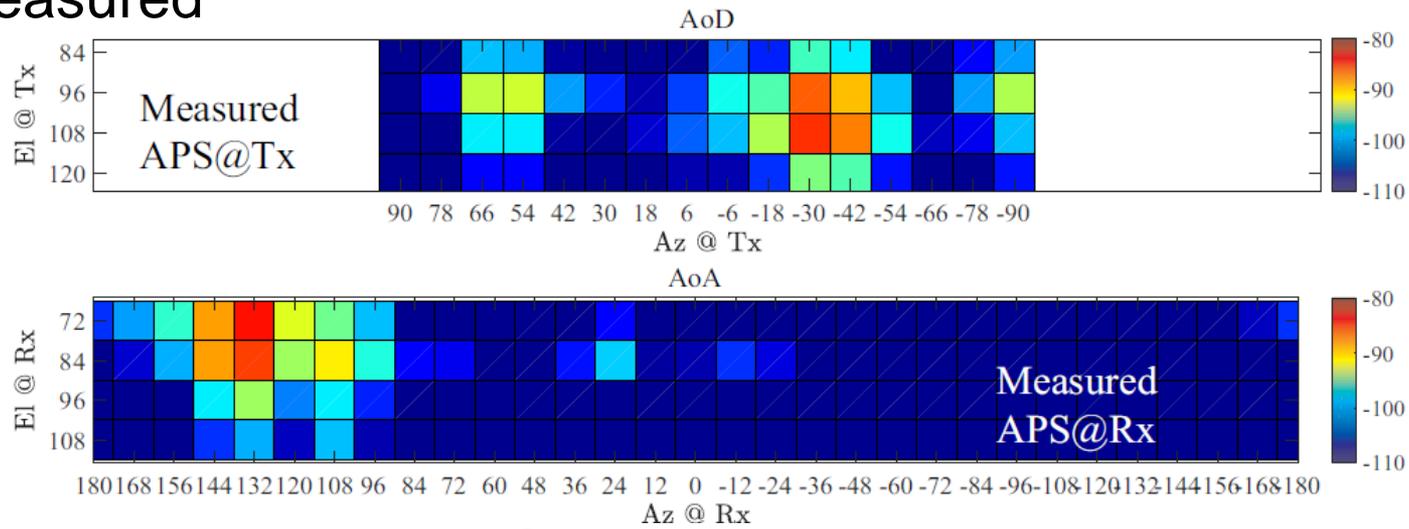


# 伝搬経路抽出の例

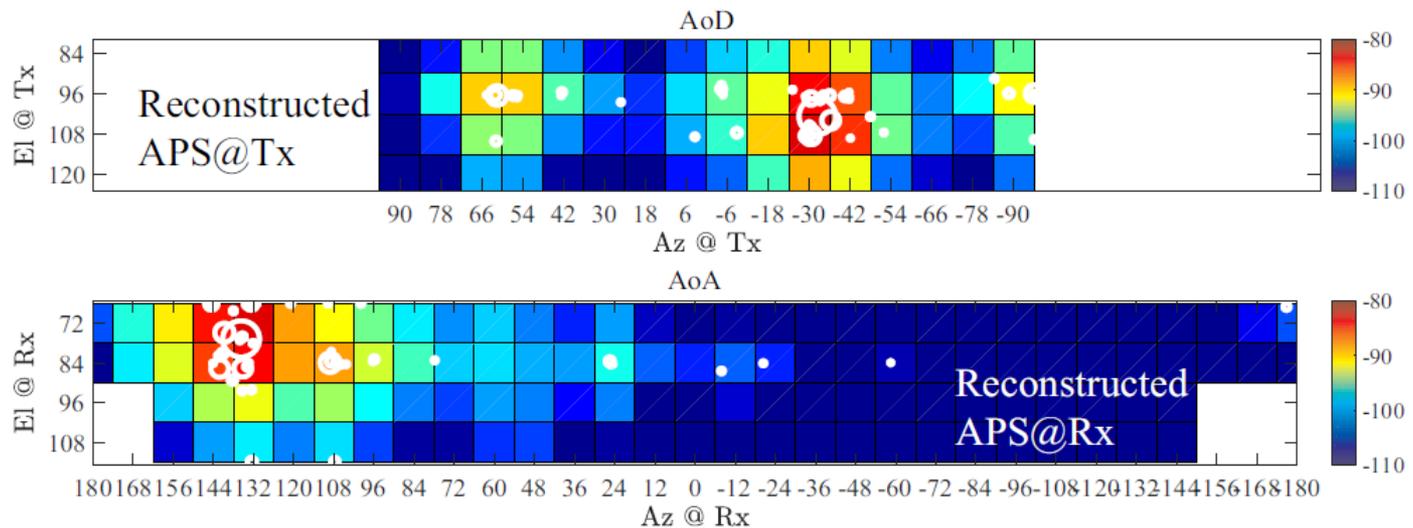


# Results

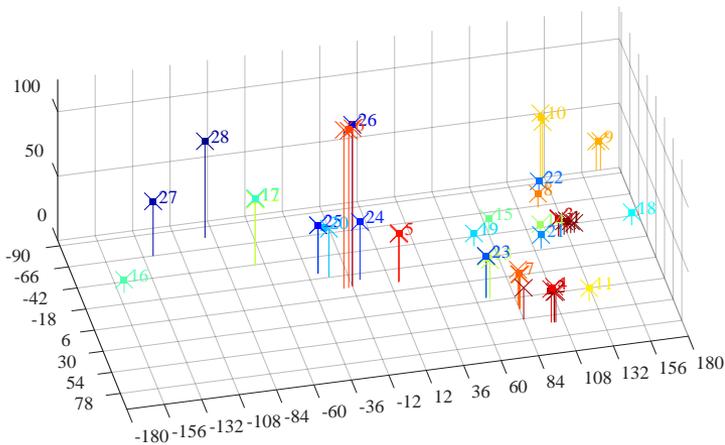
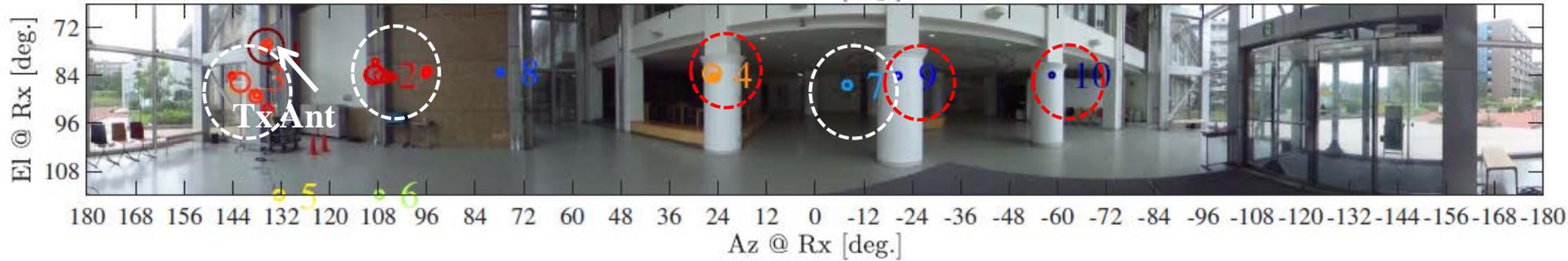
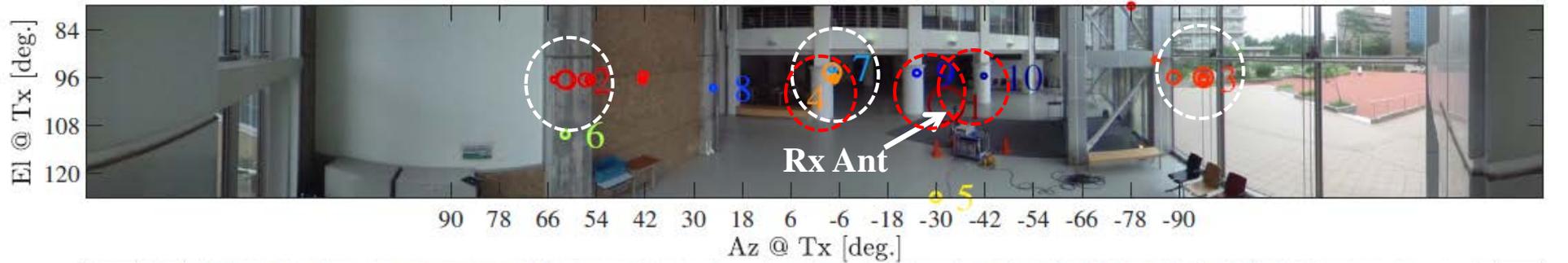
## Measured



## Reconstructed by MPC



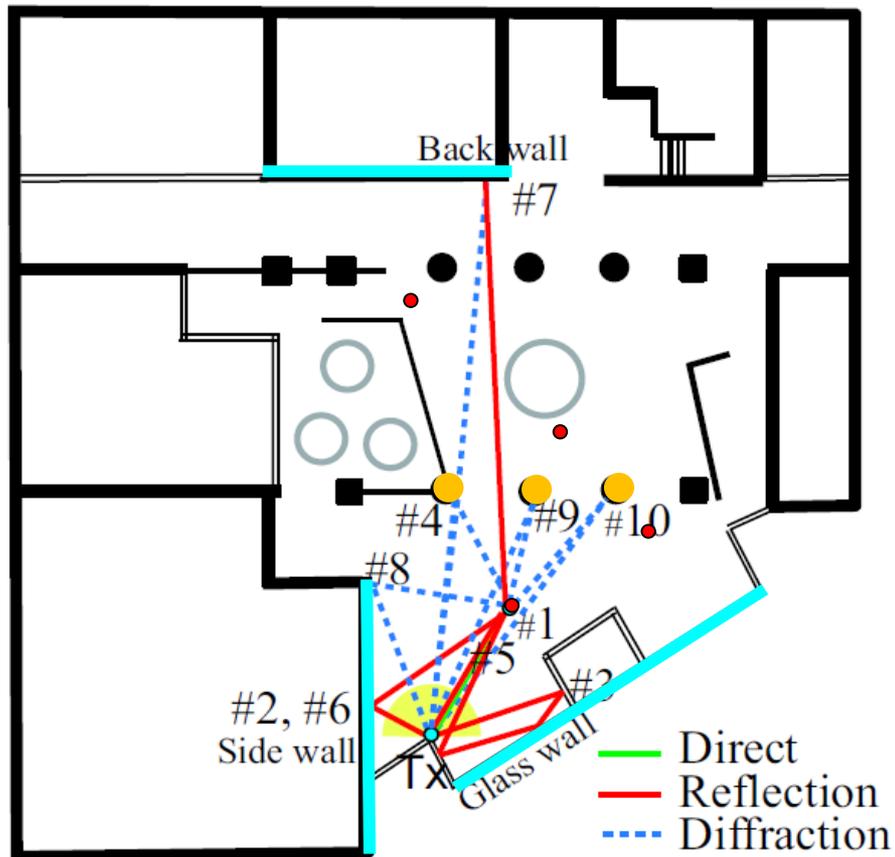
# 伝搬経路同定



Item	Value
No. extracted paths ( $L$ )	50
Fine search resolution (angle)	0.1 deg
Fine search resolution (delay)	0.1 ns
Clustering Method	KpowerMean

# Scattering Process

(Rx1:LoS)



- LoS: 87%
- 1-order refl.: 7%
- other: 6%

#	TxEI [deg]	TxAz [deg]	RxEI [deg]	RxAz [deg]	相对遅延 [ns]	PG [dB]	Process	Scatterer
1	104.4	-31.4	74.5	131.0	0.0	-86.3	直接波	
2	97.5	61.1	81.8	99.7	13.7	-98.4	1回反射	壁
3	126.0	-30.5	114.0	126.0	3.6	-102.2	1回反射	床
4	111.8	61.2	114.0	100.8	16.1	-103.1	2回反射	柱, 床
5	94.6	-3.5	82.9	17.4	27.5	-107.4	散乱	円柱
6	93.7	-4.2	84.8	-14.3	112.6	-107.8	1回反射	後ろ壁
7	95.5	41.6	80.9	84.2	17.0	-108.0	散乱	タイル壁
8	94.0	-64.3	68.7	120.6	0.5	-110.9		
9	100.4	-96.0	81.4	166.8	12.5	-111.4	1回反射	ガラス
10	94.0	-91.4	84.9	129.1	40.0	-112.4	3回反射	ガラス, 金属柱, 金属柱
11	91.1	44.3	69.5	128.4	0.2	-113.4		
12	94.3	-41.8	84.6	-65.8	40.7	-113.6	散乱	円柱
13	96.9	25.6	80.1	67.7	20.0	-114.2		
14	107.3	-28.7	66.0	114.0	2.2	-115.2		
15	99.9	-45.0	76.6	84.6	0.2	-116.4		
16	102.0	-29.9	78.0	-152.7	0.3	-116.5		
17	104.4	-41.8	114.0	-65.8	41.8	-116.7		
18	107.1	-31.7	73.6	173.3	0.2	-117.2		
19	102.0	-31.2	67.0	72.0	0.0	-117.2		
20	95.3	-20.9	79.3	-26.5	27.5	-117.4	散乱	円柱
21	90.0	-19.3	73.0	112.2	0.7	-118.1		
22	126.0	-78.1	66.0	124.4	0.2	-119.1		
23	108.9	26.1	114.0	66.5	22.5	-119.2	散乱, 反射	金属パイプ, 床
24	126.0	-11.1	66.0	-5.8	35.0	-121.4	2回反射	床, 電灯
25	108.1	-23.6	114.0	-29.8	27.5	-125.0		
26	108.1	-5.7	110.5	-12.0	115.0	-126.4		
27	78.0	-65.8	66.0	-125.8	32.5	-127.5		
28	96.9	-78.2	96.9	-89.7	65.0	-136.6		

# 電波の見える化

- 何を見えるようにするのか
  - 電波はどの方向から届くのか (角度広がり)
  - 電波はどの位遅れて届くのか (遅延広がり)
  - 電波の周波数はどれ位ゆれているのか (ドップラ広がり)
  - 電波の届かない場所はどこなのか・どこまで飛ぶのか (伝搬損失場所特性)
  - 電波の障害物は何なのか (メカニズム)
  - などなど

以上のことを解明する ⇒ 電波伝搬研究の課題

# 電波によるモノの見える化技術

- (II-1) ミリ波通信路特性を用いたハンドジェスチャー認識
- (II-2) ミリ波通信路応答を用いた呼吸と心拍計測法の検討
- (II-3) 多重波トモグラフィイメージング(RTI)による屋内測位法
- (II-4) ウェアラブルBAN伝搬路特性を用いた人体動作同定システム
- (II-5) 市販のWiFiを用いた電波伝搬測定
- (II-6) 無線通信路の時空間特徴量を用いた屋内測位法

(II-1)

ミリ波通信路特性を用いた  
ハンドジェスチャー認識

# 高周波数帯の利用

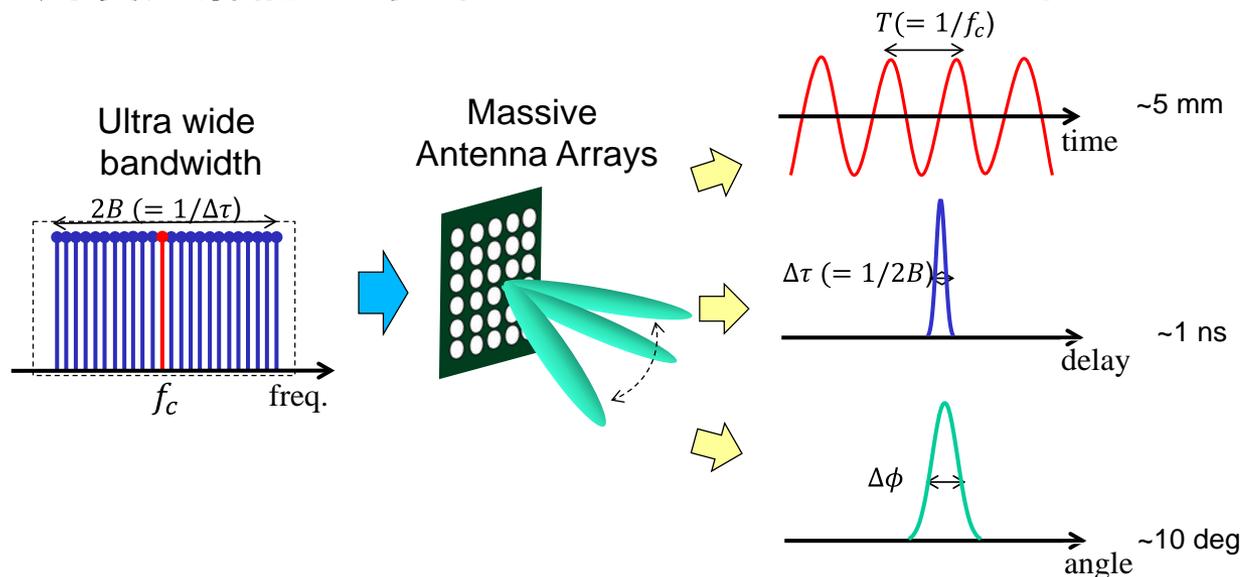
- 高周波数帯の開拓
  - 6GHz以下の周波数帯は広帯域の確保が困難
  - WRC15で、24.25～86 GHz帯がIMT-2020(第5世代移動通信) 検討対象周波数として指定 ⇒ WRC19の議題
  - 免許不要バンド(60GHz)における超高速無線LANの開発
- ミリ波近距離マルチギガビット通信

	免許有無	周波数	帯域幅
60 GHz帯	不要	57 GHz～64 GHz(米) 59 GHz～66 GHz (特定小電力無線局)(日)	～ 7 GHz
28 GHz帯	必要	27.5 ～ 29.5(日) 26.5 ～ 28.9(韓)	2.0 ～ 2.4 GHz
70～80 GHz帯 (E-Band)	必要 (取得が容易)	71～76 GHz 81～86 GHz	5 GHz

# ミリ波無線通信を用いたセンシング

## ■ 超高速無線LAN (IEEE802.11ad/ay)

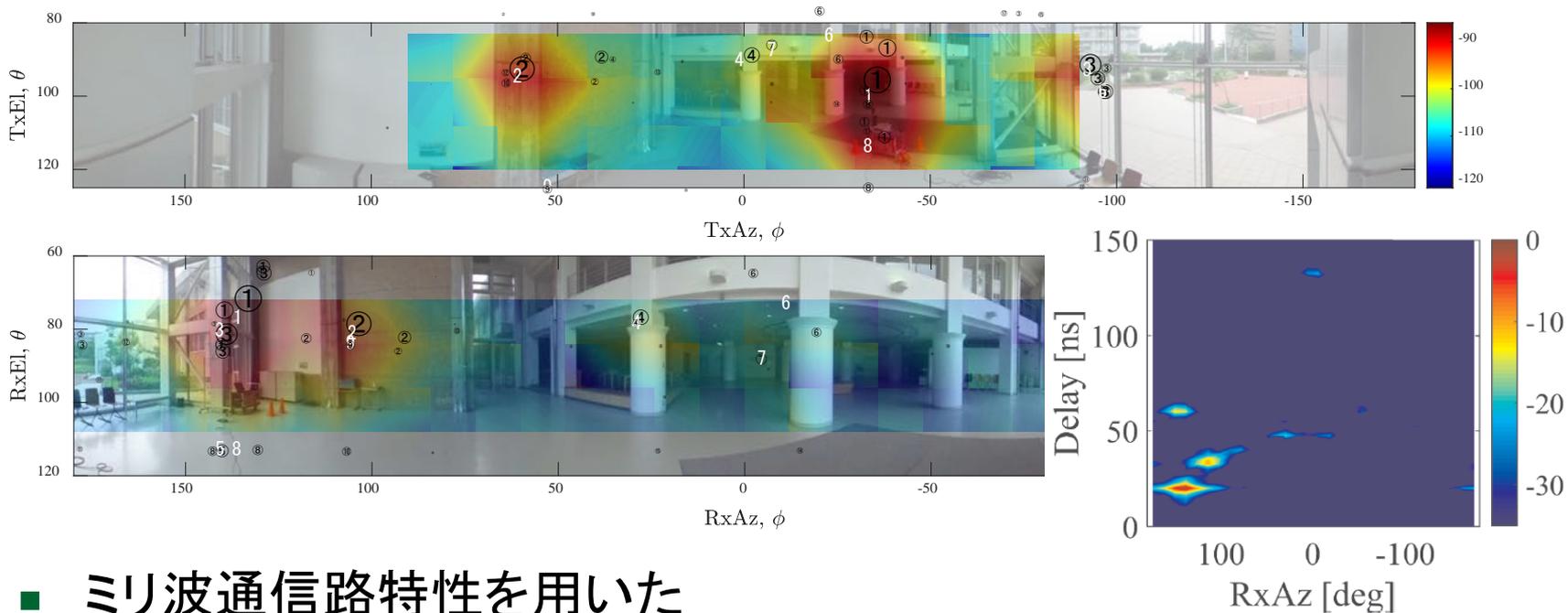
- 高周波数帯: 60 GHz帯 特定小電力
- 広帯域幅:  $\sim 7$  GHz
- 高い角度分解能: 超多素子アレーによるビームフォーミング



- 距離・遅延時間・角度領域で高い分解能が得られ, 高分解能・ユビキタスセンシング・測位・追尾ができる

# ミリ波センシング

## ■ ミリ波通信路の時空間特性(チャネルサウンディングの例)



## ■ ミリ波通信路特性を用いた 高分解能ユビキタスセンシング

- 高分解能測位・トラッキング
- 心拍・呼吸など微弱信号の検出 ⇒ MICT2017-55(2018年3月)
- 小物体ジェスチャーの認識 ⇒ 今回の報告

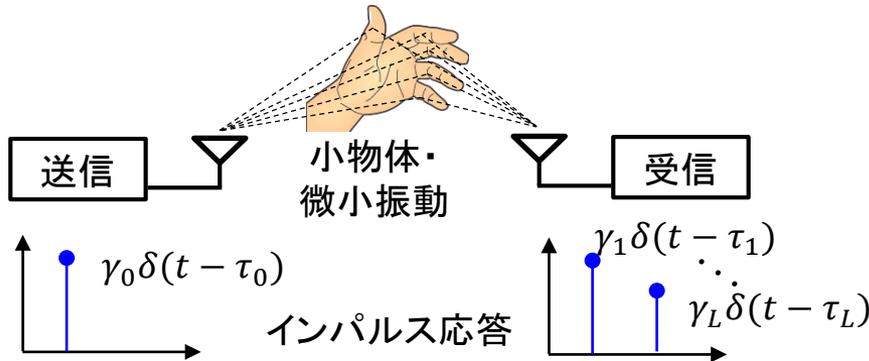
# ジェスチャー認識

- ジェスチャーによる機器の遠隔制御
  - 機器に触れずに操作が可能
  - 医療・ヘルスケア
    - X-ray・MRIなど画面の非接触操縦
    - 患者・高齢者のサポート
- ハンドジェスチャー認識技術
  - 映像(カメラ)を用いる方法
    - 周囲背景の影響を受けやすい
    - 奥行き情報の取得が困難(コストが高くなる)
  - 電波(レーダー)を用いる方法
    - 照明や太陽光の影響を受けない
    - 高周波数・広帯域信号 ⇒ 高分解能
    - 小型化可能

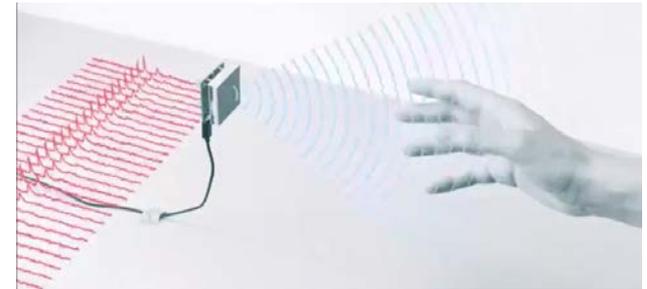


# ミリ波によるハンドジェスチャ認識

- 手や指から散乱する多重波成分の変化パターンを学習



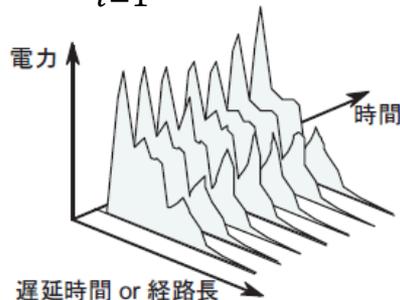
[1] Google Project Soli, <https://atap.google.com/soli/>



- 手の各部から得られる通信路特性

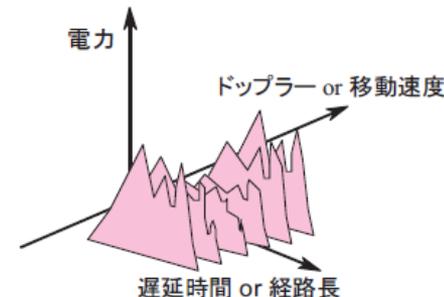
インパルス応答

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L \gamma_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l(t))$$



ドップラースペクトル

$$S(\tau, t, \rho) = \int_t^{t+W} h(\tau, t') e^{-j2\pi\rho t'} dt'$$



$\tau$ : 遅延時間  
 $\gamma$ : 複素振幅  
 $\delta$ : デルタ関数

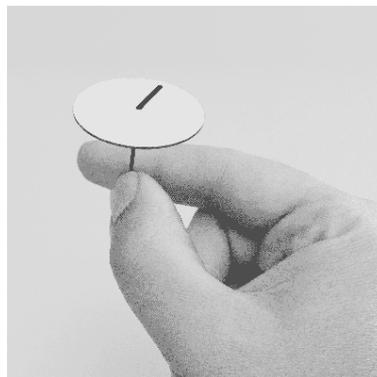
# 既存研究

## ■ Google Project Soli [2]

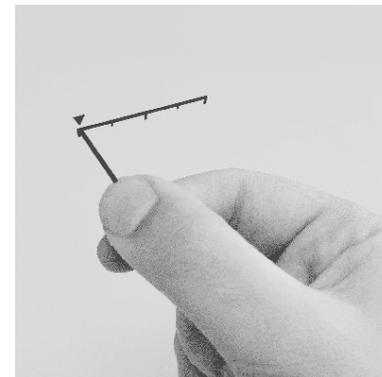
- スマートウォッチの入力インターフェース
- 個別散乱体の異なる動きをドップラースペクトルから識別
- 問題点
  - 正確な位相情報を必要とする ⇒ コストがかかる
  - 時間領域特徴量を用いて手のジェスチャーの簡単な操作に限定され高度な識別性能には達していない



ボタン



ダイヤル

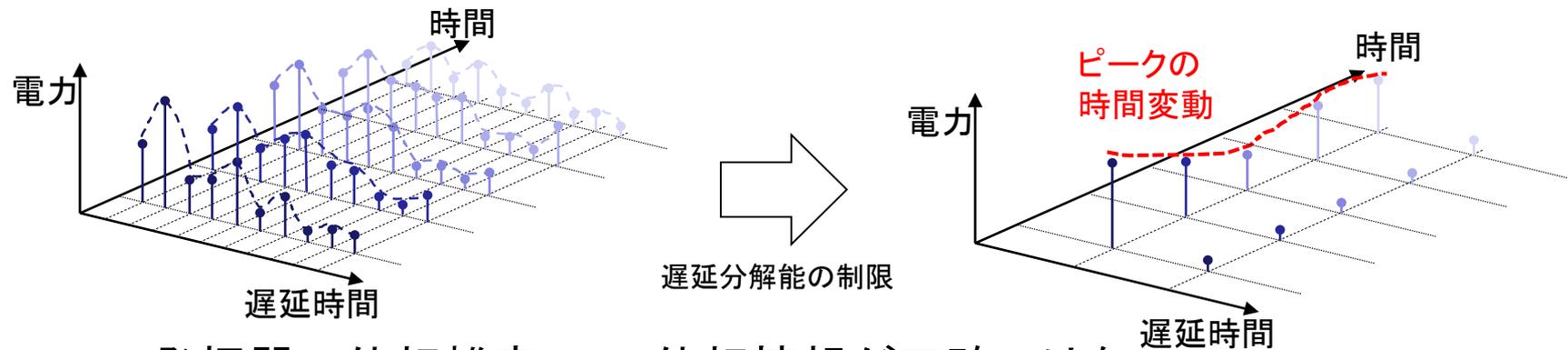


スライダ

# 提案手法

## ■ ミリ波通信を用いたハンドセンシング

- 帯域幅: 数GHz程度
  - 距離分解能: 4.3 cm (7GHz帯域幅の場合)
  - 手や指の位置変化を捉えるための遅延分解能が得られない



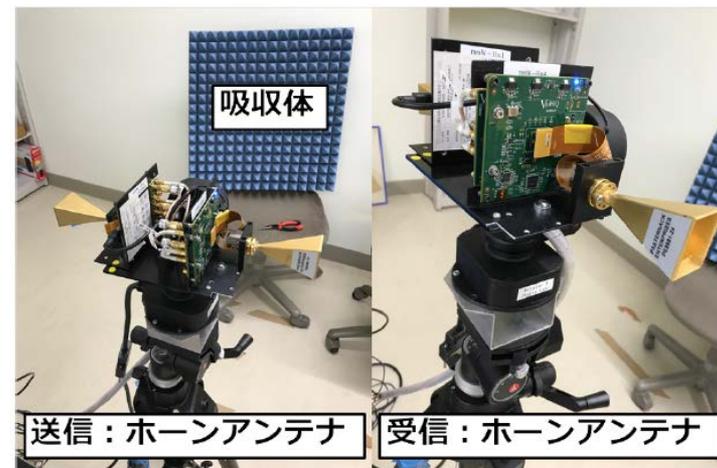
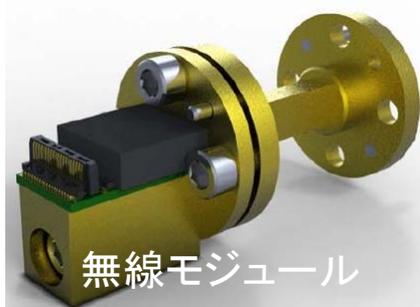
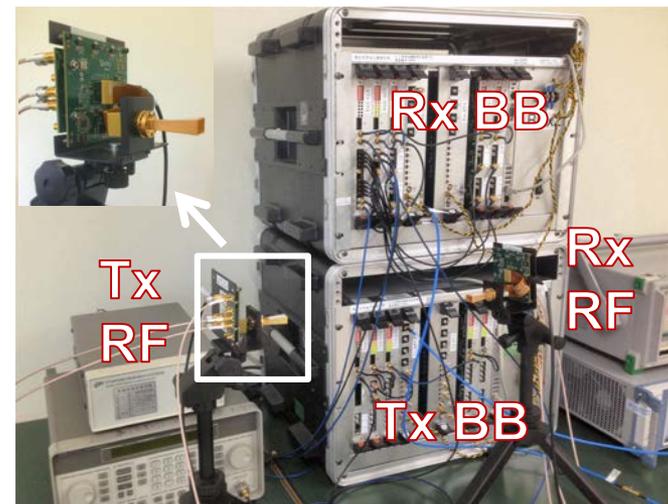
- 発振器の位相雑音 ⇒ 位相情報が正確ではない
  - ドップラー解析が困難

## ■ 提案手法

- 受信信号の電力変動(ファストフェージング変動)に注目
- 手や指の動きにより生じる電力変動からジェスチャーを識別

# ミリ波チャネルサウンダ

Carrier frequency	58.5 GHz
Signal bandwidth	400 MHz
Sampling rates ( $f_s$ )	800 MHz ( $R_{ov}=2$ )
Sounding signal	Unmodulated multitone (No. tones ( $N$ ) = 256)
FFT length ( $N_f$ )	512
Cyclic prefix ( $N_{CP}$ )	512
Total length ( $N_{sym}$ )	1,024
Tone spacing ( $\Delta_F$ )	1.563 MHz
Delay resolution	2.5 ns
Maximum delay	640 ns
Multiplexing scheme	Time Division Multiplexing (TDM)
Antennas	24 dBi Pyramidal Horn 12 deg. HPBW



# ジェスチャー測定

## ■ 測定方法

- ターゲットまでの距離: 約1m(伝搬距離: 約2m)
- 送受信アンテナ同士を近くに配置
- チャンネルサンプルレート: 167 Hz(6 ms間隔)

## ■ 測定シナリオ

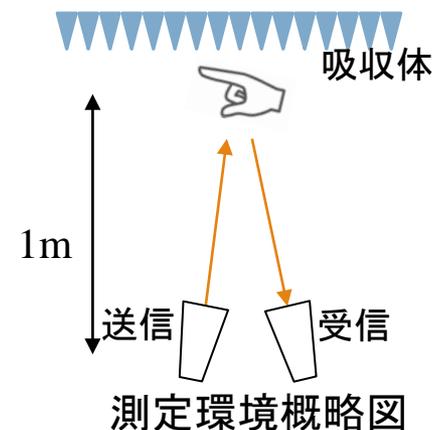
- ジェスチャー: 10種類

手のジェスチャー  
(大まかなジェスチャー)

\* 約1秒周期で繰り返した

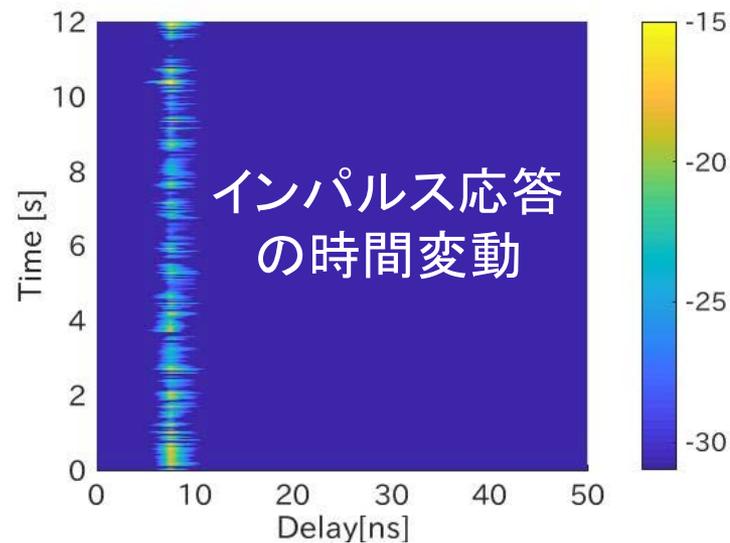
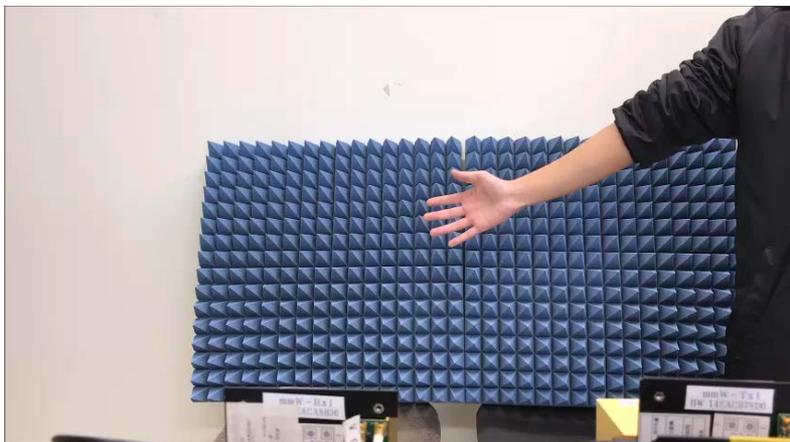
- 被験者: 2人

a	円
b	開閉
c	左右
d	裏表
e	前後
f	ボタン
g	スライダー
h	スワイプ(2本指)
i	スワイプ(4本指)
j	Vサイン

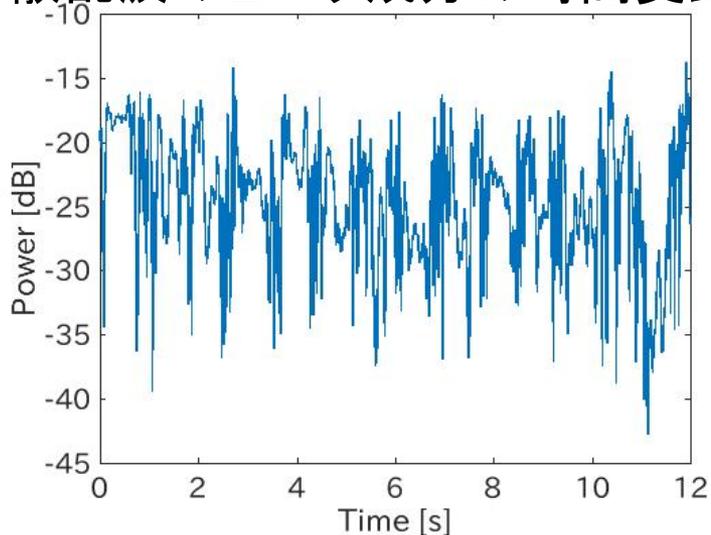


指のジェスチャー  
(細かいジェスチャー)

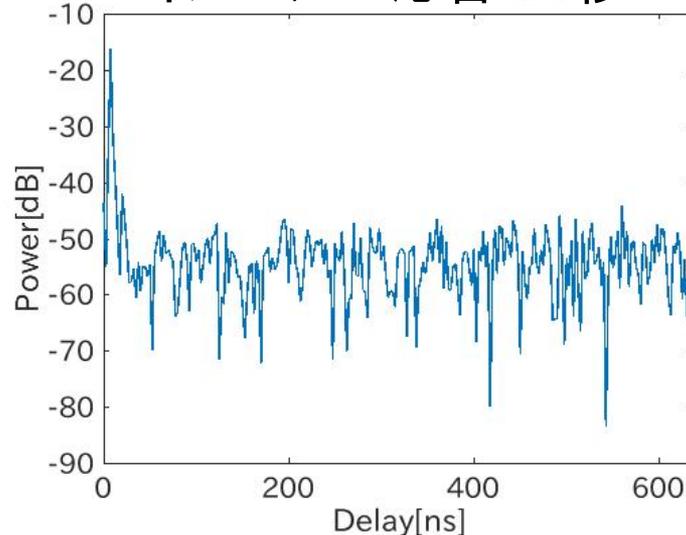
# 手のジェスチャー(開閉)



散乱波のピーク成分の時間変動



インパルス応答@6秒



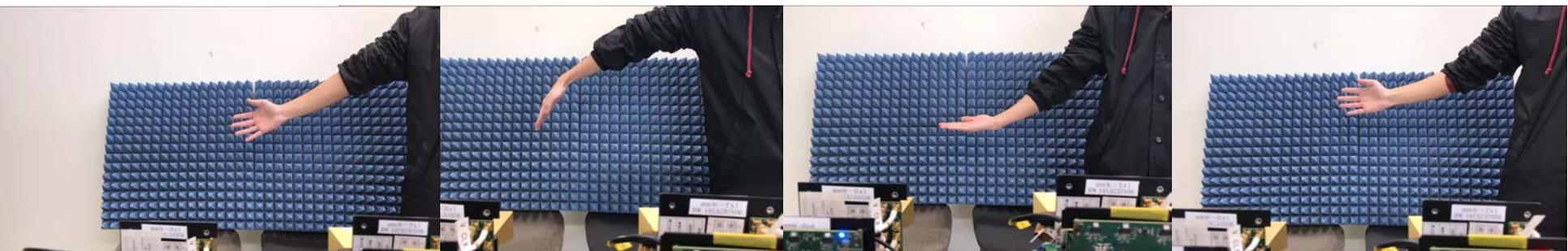
# 手のジェスチャー

(a) 開閉

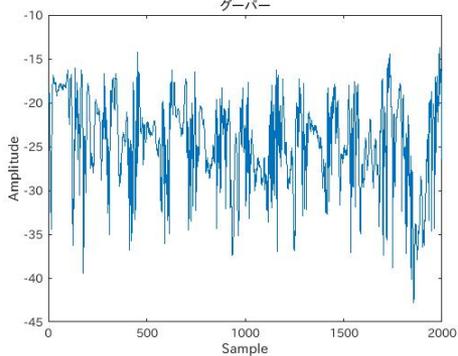
(c) 左右

(d) 裏表

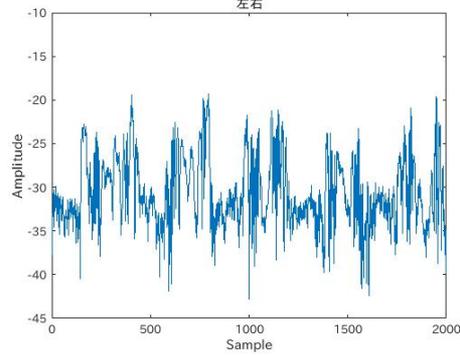
(e) 前後



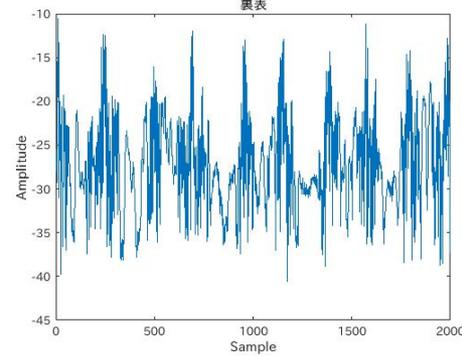
グーバー



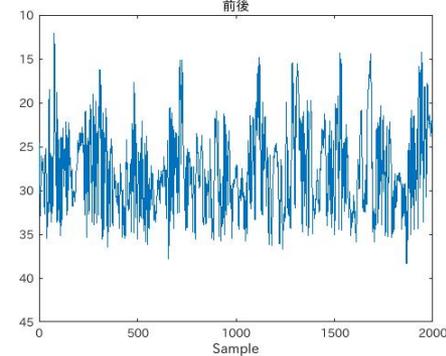
左右



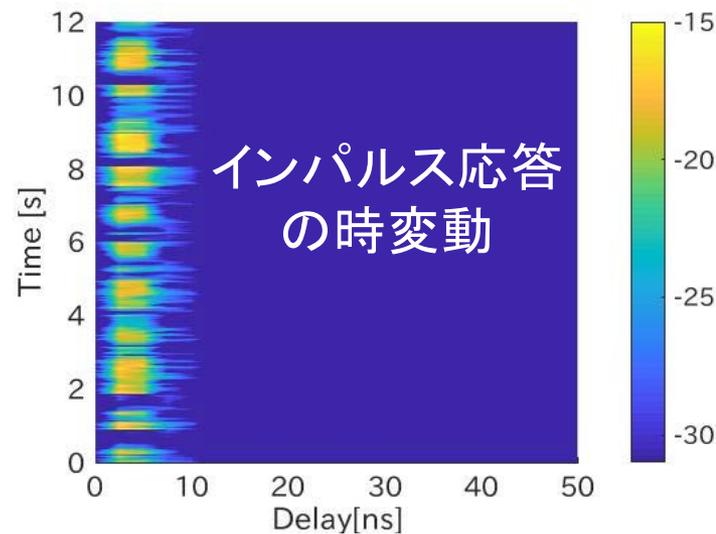
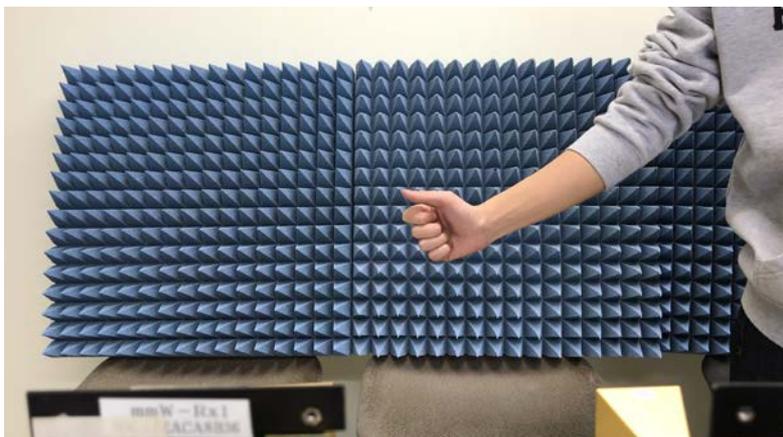
裏表



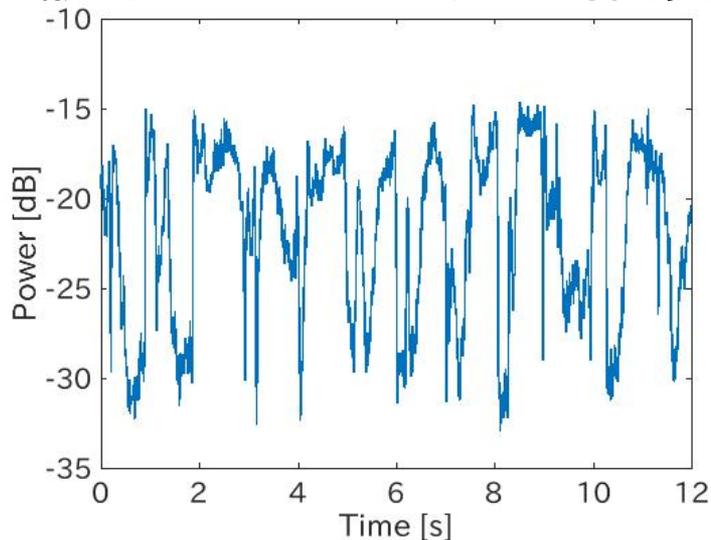
前後



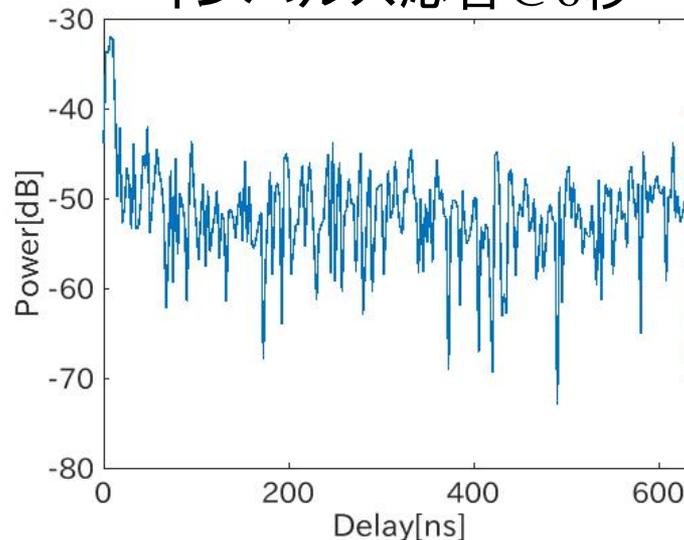
# 指のジェスチャー(ボタン)



散乱波のピーク成分の時間変動



インパルス応答@6秒

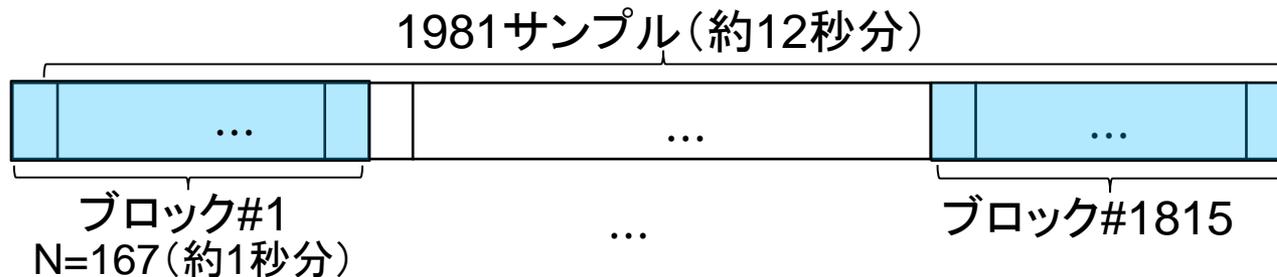


# データ処理

## ■ 特徴量の抽出

- 前処理: Moving Average Filter (cutoff: 2.5Hz)
- 特徴量の計算: 3種類の統計量の特徴量を使用

- 二乗平均平方根 (RMS) 
$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_n^2}$$
- 平均レベル変動 (LC) 
$$\text{LC} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=2}^N |z_n - z_{n-1}|$$
- スペクトル広がり (SPREAD) 
$$\text{SPREAD} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N k^2 |Z_k|^2}{\sum_{k=1}^N |Z_k|^2}} \quad Z_k = \text{DFT}\{z_n\}$$



- 後処理: MinMaxScaling

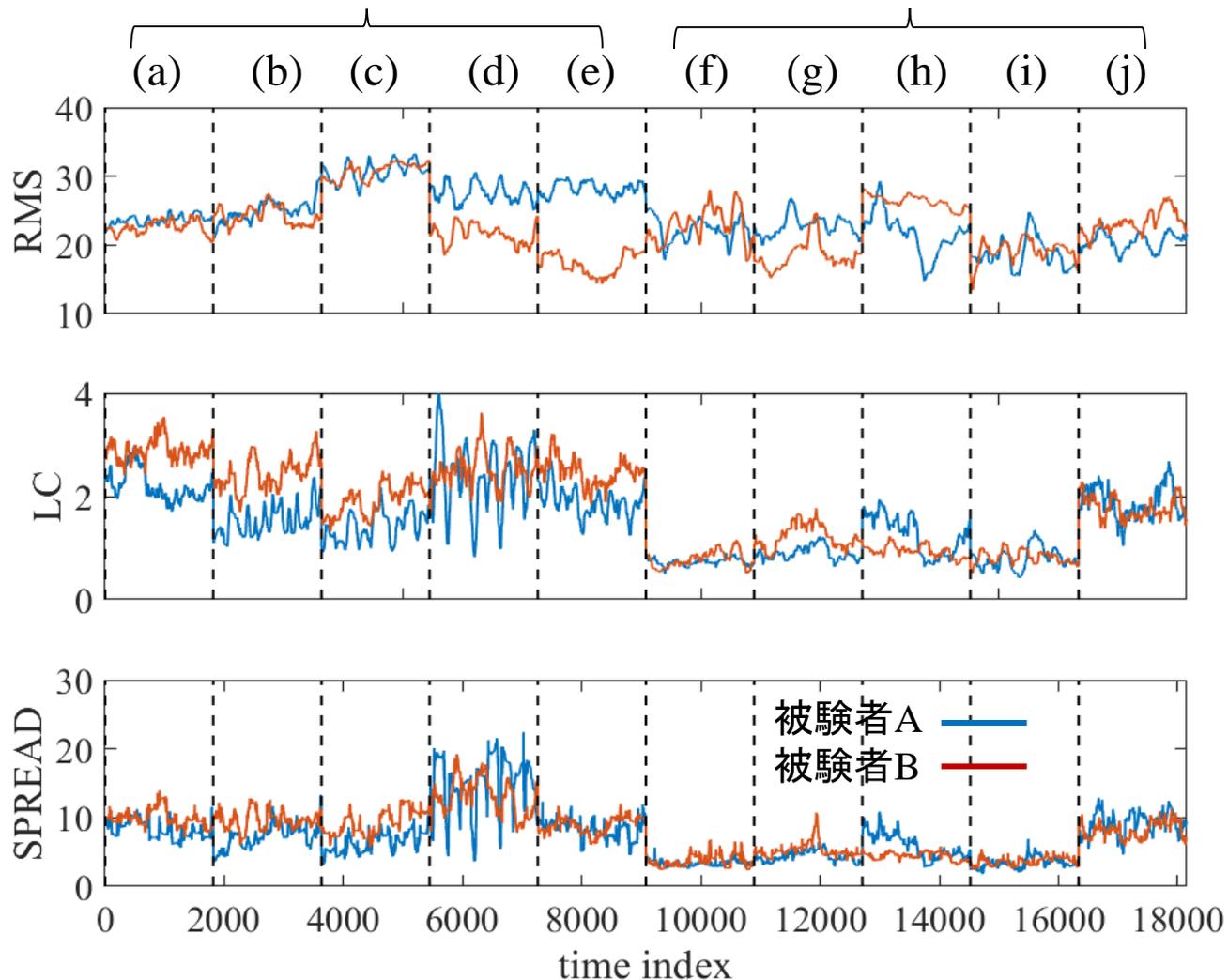
## ■ データセット: $(1,815 \times 10 \times 2) \times 3 = 36,300 \times 3$

$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\text{ブロック数}} / \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\text{特徴量数}}$   
 $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\text{ジェスチャー数}} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\text{被験者数}}$

# 特徴量抽出結果

手のジェスチャー

指のジェスチャー



a	円
b	開閉
c	左右
d	裏表
e	前後
f	ボタン
g	スライダー
h	スワイプ (2本指)
i	スワイプ (4本指)
j	Vサイン

# サポートベクトルマシン(SVM)

- 凸最適化に基づいてグローバル最適解を保証する
- 非線形分類問題に適している(カーネルトリック)
- 2値判定ルール

$$y(x_i) = \text{sign}[\mathbf{w}^T \phi(x_i) + b]$$

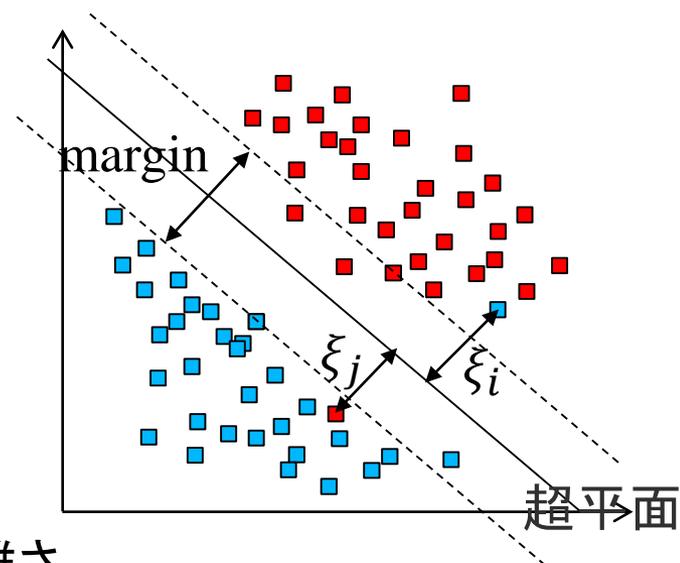
$$\min_{\mathbf{w}, b} \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_i \xi_i$$

subject to  $y_i(\mathbf{w}^T \phi(x_i) + b) \geq 1 - \xi_i, \xi_i \geq 0, \forall i$

$$K(x_i, x_j) = \phi^T(x_i) \phi(x_j) = \exp(-\gamma \|x_i - x_j\|^2)$$

RBFカーネル

$\phi(x_i)$ : 高次特徴空間へのマッピング関数  
 $\xi_i$ : スラック変数

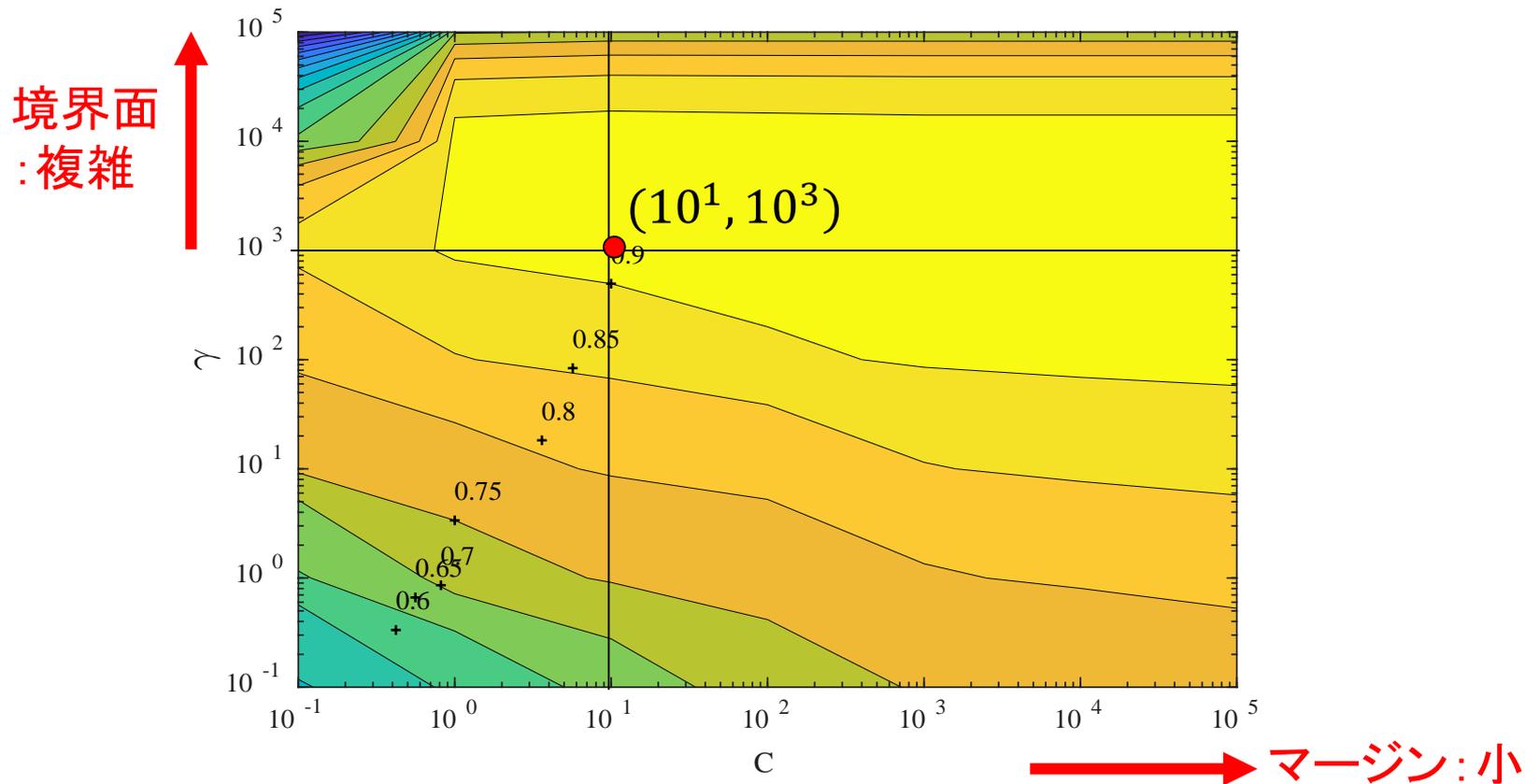


## ■ SVM設計

- コストパラメータ( $C$ ): マージンの大きさ
- カーネルパラメータ( $\gamma$ ): 決定境界の複雑さ

# サポートベクトルマシン(SVM)

- scikit-learn (Python機械学習ライブラリ)
- 交差確認法(セグメント数10)によるパラメータ評価

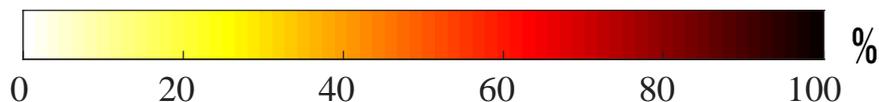


$\gamma$ がかなり大きくなる  $\Rightarrow$  分類に複雑な境界面が必要

# 混同行列

- $(C, \gamma) = (10^1, 10^3)$
- 平均識別率: 94.1 % (手: 95.9 %, 指: 92.4 %)

(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)	(j)		平均 識別率
1073	37	0	0	0	0	0	0	0	11	(a) 円	95.7 %
55	1005	6	3	7	0	6	5	3	15	(b) 開閉	91.0 %
0	0	1089	3	7	4	0	3	0	0	(c) 左右	98.5 %
0	4	5	1087	4	0	0	0	0	11	(d) 裏表	97.8 %
0	5	16	6	1012	0	0	8	0	4	(e) 前後	96.3 %
0	0	1	0	0	975	68	31	21	0	(f) ボタン	89.0 %
0	8	0	0	0	52	965	10	2	9	(g) スライダー	92.3 %
0	11	0	0	11	24	9	964	19	28	(h) スワイプ(2本指)	90.4 %
0	1	0	0	0	28	9	23	1014	0	(i) スワイプ(4本指)	94.3 %
4	15	0	9	0	0	5	14	0	1066	(j) Vサイン	95.8 %



# まとめ

- ミリ波通信を用いたハンドジェスチャーセンシング
  - 受信信号の電力変動(ファストフェージング変動)に注目
  - 手や指の動きにより生じる電力変動からジェスチャーを識別
- SVMを用いた識別結果
  - 平均識別率94.1 % @ $(C, \gamma) = (10^2, 10^0)$ 
    - 手のジェスチャー: 95.9 %
    - 指のジェスチャー: 92.4 %
    - 判定境界面が複雑となり, 特徴量の改善が必要
  - 手と指のジェスチャーの交差誤り率は低い
  - 交差誤り率がややたかめ
    - (b) 開閉 $\leftrightarrow$ (a) 円: 4 %
    - (f) ボタン $\leftrightarrow$ (g) スライダー: 5.5 %

(II-2)  
ミリ波通信路応答を用いた  
呼吸と心拍計測法の検討

# 研究背景・目的

## ■ 背景

- 生体情報「呼吸・心拍」の遠隔常時モニタリングへのニーズ
- 睡眠時無呼吸症候群の評価
  - 従来手法：心電図やウェアラブル機器
  - 機器の身体への接触による不快感，煩わしさが問題とされる[1]

## ■ 目的：非接触計測方法の開発

- ミリ波通信路特性  
皮膚表面の微細な動きを反射波の位相変化として検知
- 周期定常性  
体動・位相雑音などの影響への対応

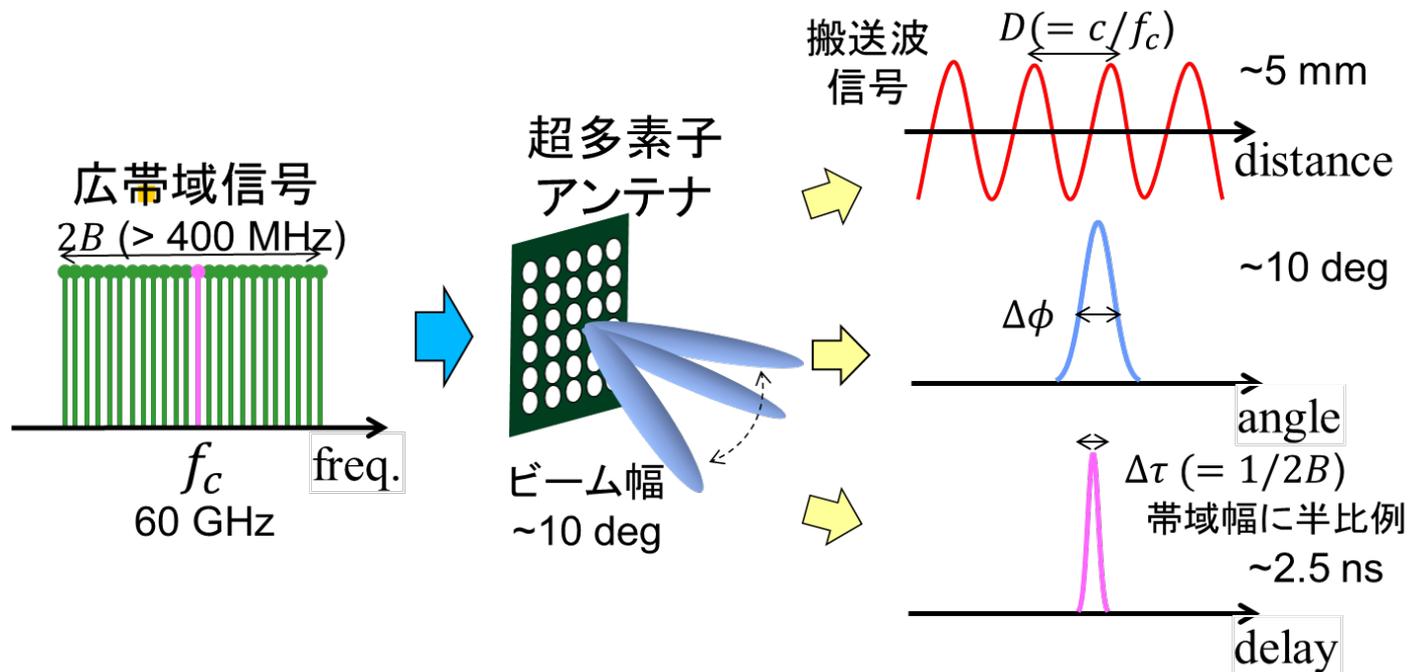
# ミリ波通信

## ■ 第5世代移動通信の展開とIEEE超高速無線LANの普及

- 高周波数帯 (EHF帯: 30~100 GHz)
- 広帯域幅 (数GHz)
- 指向性制御

心拍数	0.83~3.3 Hz
呼吸速度	0.15~0.4 Hz
呼吸の振幅	1~50 mm
心拍の振幅	0.1~0.5 mm

## ■ ミリ波センシング



# 心拍・呼吸の遠隔測定の問題

## ■ 体動の影響[2][3]

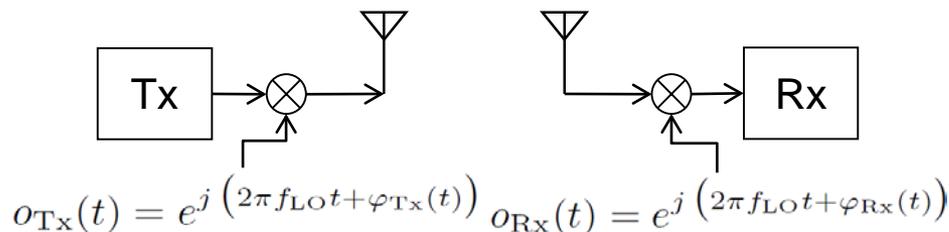
- 身体が左右前後に動くことによって生じる経路差が引き起こす位相変化の問題

(例)睡眠時の寝返りによる身体の移動など

- 体動による推定誤差を低減する方法

## ■ 位相雑音の影響[4]

- 送受信機の局部発振器の位相ドリフト
- 位相誤差によるセンシング性能劣化



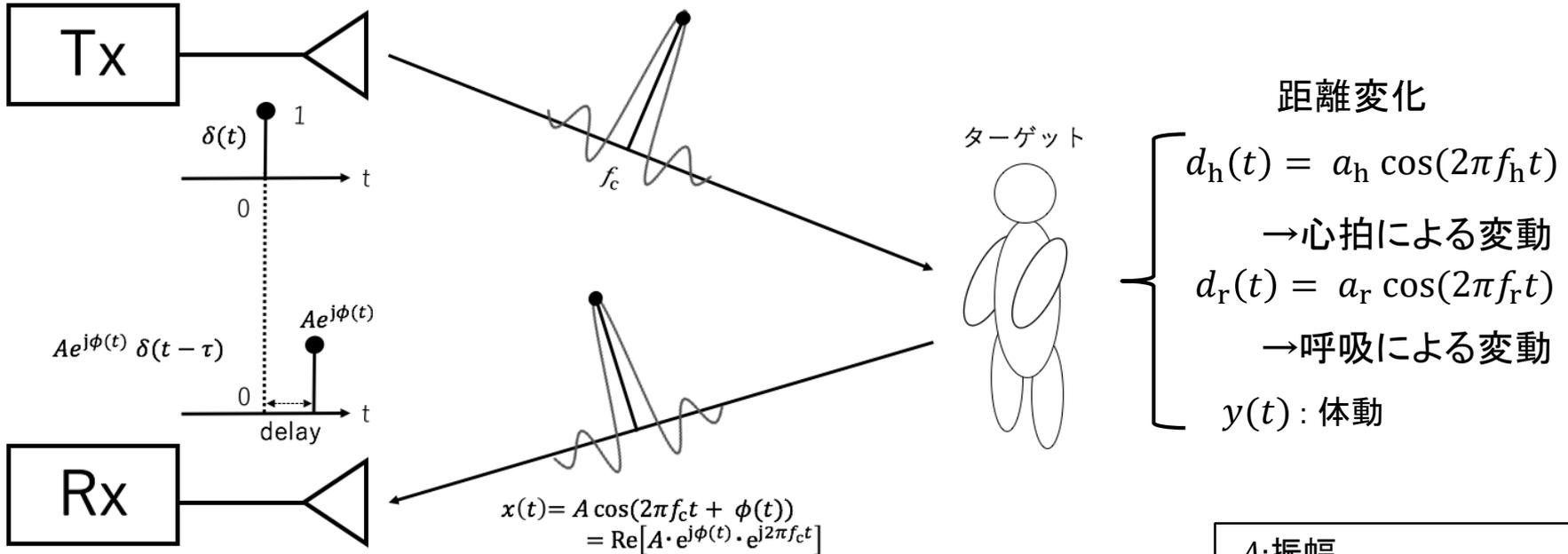
[4] M. Kim, H. K. Pham and J. Takada, "Development of Low-Cost 60-GHz Millimeter-Wave MIMO Channel Sounding System," Proc. *GSMM 2013*, Apr. 2013.

[2] Zhicheng Yang, "Monitoring Vital Signs Using Millimeter Wave", MobiHoc'16, July 04-08, 2016, Padreborn, Germany

[3] Somayeh Kazemi, et al, "Cyclostationary Approach for Heart and Respiration Rates Monitoring with Body Movement Cancellation Using Radar Doppler System" arXiv:1310.2293v1[physics.med-ph] 8 Oct 2013

# 信号モデル

$$s(t) = \cos(2\pi f_c t) = \text{Re}[1 \cdot e^{j2\pi f_c t}]$$



$$x(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) = \text{Re}[A \cdot e^{j\phi(t)} \cdot e^{j2\pi f_c t}]$$

A: 振幅  
 $N_I, N_Q$ : 白色雑音  
 $\varphi_n(t)$ : 送受信機の位相雑音  
 $z(t) = N_I + j N_Q$

$$\begin{aligned} x(t) &= A \cdot \exp(j\phi(t)) \\ &= A \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} a_h \cos 2\pi f_h t\right) \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} a_r \cos 2\pi f_r t\right) \\ &\quad \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda} y(t)\right) \cdot \exp(j\varphi_n(t)) + z(t) \end{aligned}$$

$$= \underline{A} \cdot \underline{m(t)} \cdot \underline{\exp(jA_h \cos 2\pi f_h t)} \cdot \underline{\exp(jA_r \cos 2\pi f_r t)} + \underline{z(t)}$$

振幅

体動と位相雑音

心拍と呼吸による位相変化

白色雑音

# 信号モデル(2)

- Corrupted by body movement, phase noise, and thermal noise

$$x(t) = \alpha A \cdot \exp(jA_h \cos 2\pi f_h t) \cdot \exp(jA_r \cos 2\pi f_r t) \cdot \exp\left(j\frac{4\pi}{\lambda} y(t)\right) \cdot \exp(j\varphi_n(t)) + z(t)$$

Body movement

Phase noise

Thermal noise

- Example

$$f_r = 0.16 \text{ Hz}$$

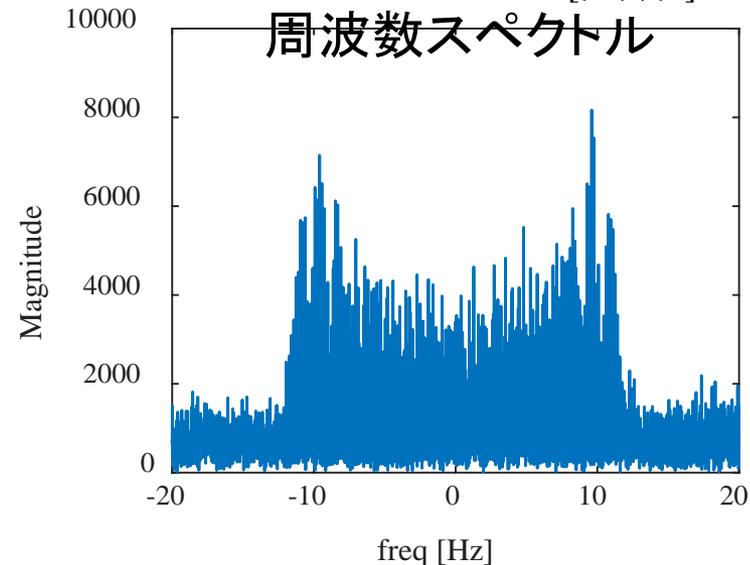
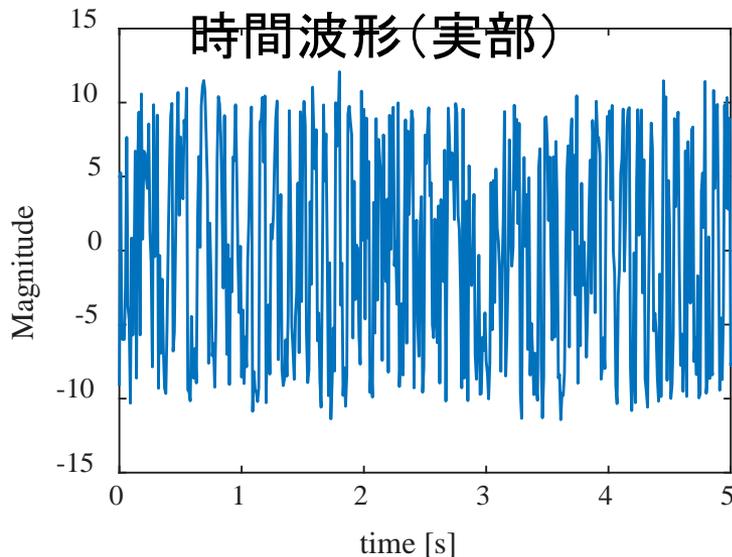
$$f_h = 1.34 \text{ Hz}$$

$$a_r = 25 \text{ mm}$$

$$a_h = 0.25 \text{ mm}$$

$$\varphi = U[0, \pi]$$

$$\text{SNR} = \frac{\alpha^2 A^2}{E[|z(t)|^2]} = 20 \text{ dB}$$



# 提案手法

## ■ 周期定常性を用いた信号処理

- 心拍と呼吸の位相変化は, 時間領域で周期性を持つ
- 周期定常過程としてモデル化できる [4]



## ■ 特徴

- 非周期定常過程の成分が除去できる
  - 体動
  - 発振器の位相雑音
  - 白色雑音
- 微弱信号検出に有効

# 周期定常過程

- 自己相関関数が時間領域で周期性をもつ

- フーリエ級数展開

- $R_x(t, \tau) = E \left[ x \left( t + \frac{\tau}{2} \right) x^* \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right] = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha\tau}$

- 周期自己相関関数 (Cyclic Autocorrelation Function; CAF)

- $R_x^{\alpha}(\tau) = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt$

$\alpha$ : 周期周波数

- スペクトル相関密度関数 (Spectral Correlation Density; SCD)

$$S_x^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$= \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} X_T \left( t, f + \frac{\alpha}{2} \right) X_T^* \left( t, f - \frac{\alpha}{2} \right) dt$$

- ここで,  $X_T(t, f) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j2\pi fu} du$

: 測定時間  $T$  におけるフーリエ変換

# スペクトル相関密度関数 (SCD) の推定

## ■ 周波数スムージング

- 実際のデータは有限長であるため、得られたSCDの推定値に含まれ得るランダムな変動を除去
- SCDを滑らかにするためにスムージングを周波数軸上で行う

$$S_{x_T}^\alpha(t, f)_{\Delta f} = \frac{1}{M} \sum_{v=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} \frac{1}{T} X_T \left( t, f + \frac{\alpha}{2} + vF_s \right) X_T^* \left( t, f - \frac{\alpha}{2} + vF_s \right)$$

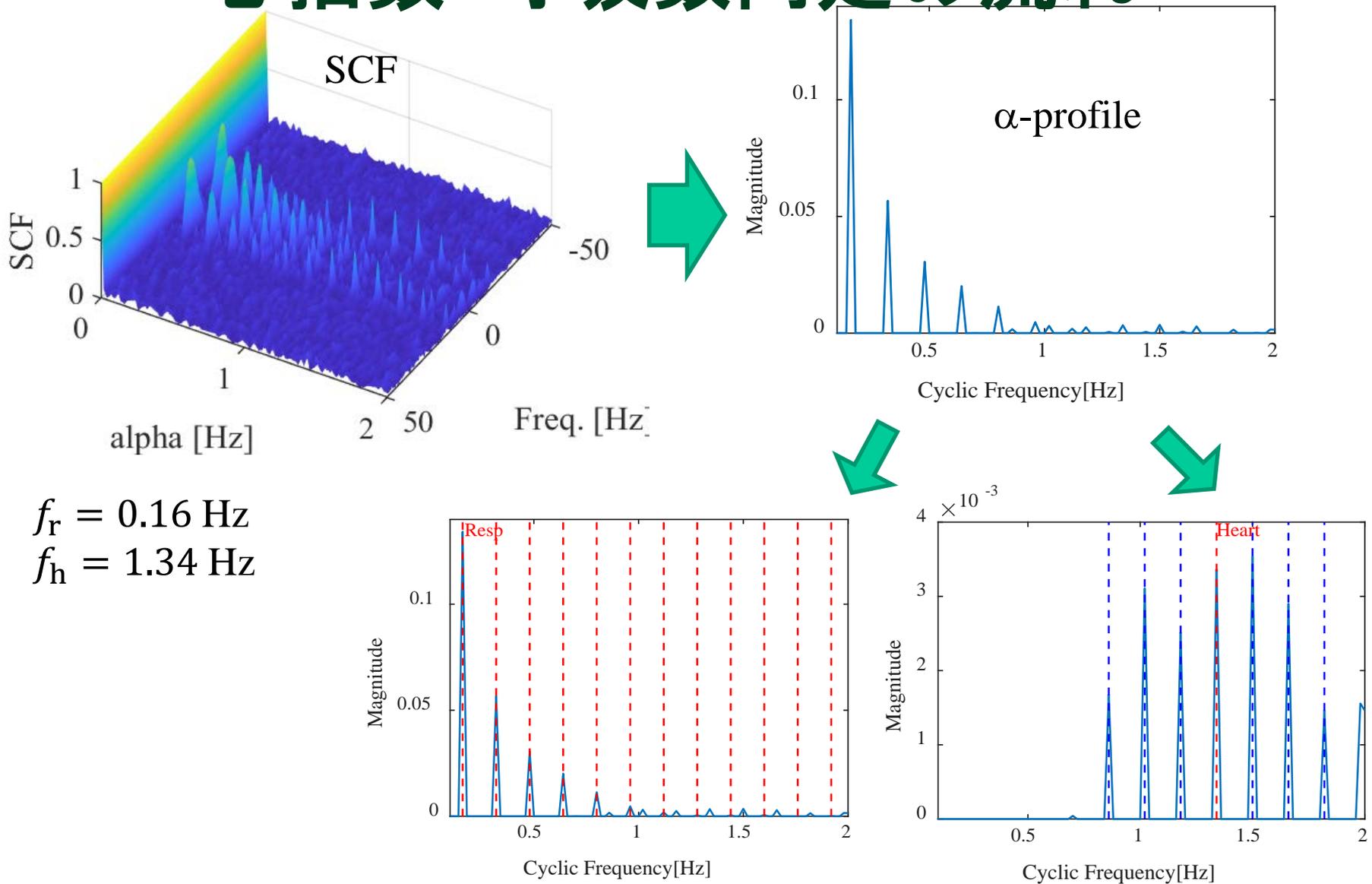
$\Delta f = MF_s$ : 周波数スムージング窓の長さ,  $F_s$ : FFT binの間隔

## ■ スペクトルコヒーレンス関数 (Spectral Coherence Function; SCF)

- 正規化により相関係数 ( $\leq 1$ ) として扱うことができる

$$C_{x_T}^\alpha(t, f)_{\Delta f} = \frac{S_{x_T}^\alpha(t, f)_{\Delta f}}{\left[ S_{x_T}^0 \left( t, f + \frac{\alpha}{2} \right)_{\Delta f} S_{x_T}^0 \left( t, f - \frac{\alpha}{2} \right)_{\Delta f} \right]^{1/2}}$$

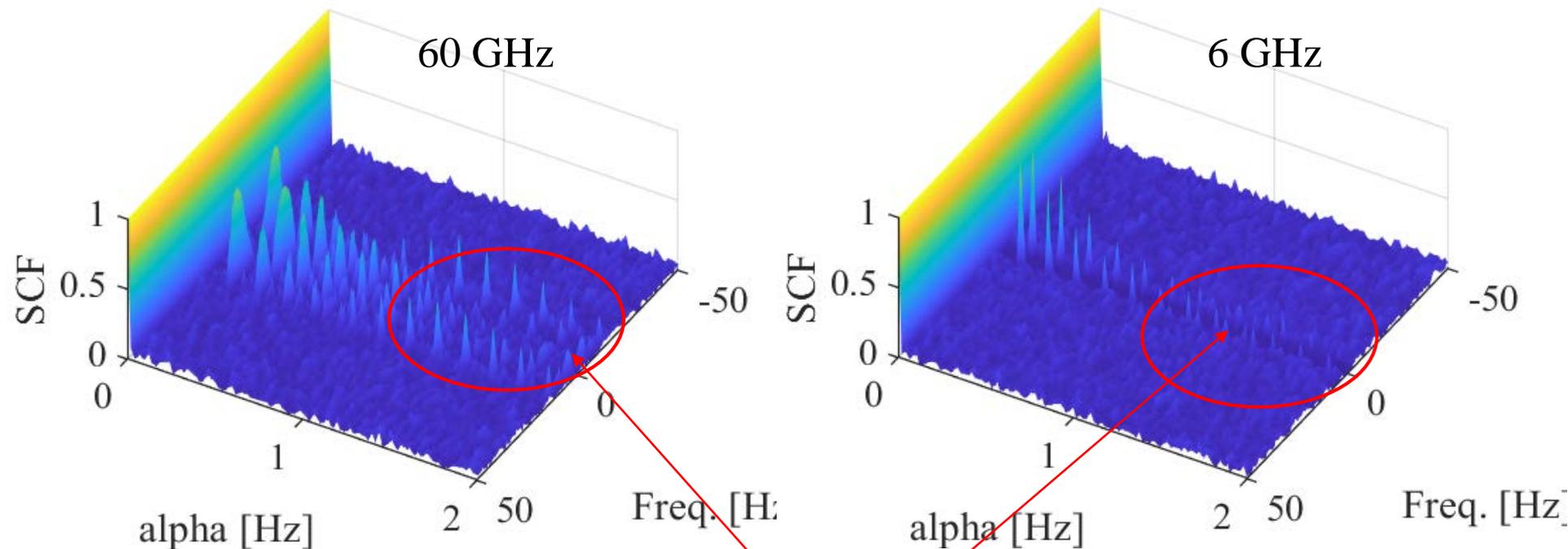
# 心拍数・呼吸数同定の流れ



# Carrier Frequency Dependency

- Carrier frequency determines modulation index,

$$A_h = \frac{2\pi}{\lambda} \gamma a_h, \quad A_r = \frac{2\pi}{\lambda} \gamma a_r$$



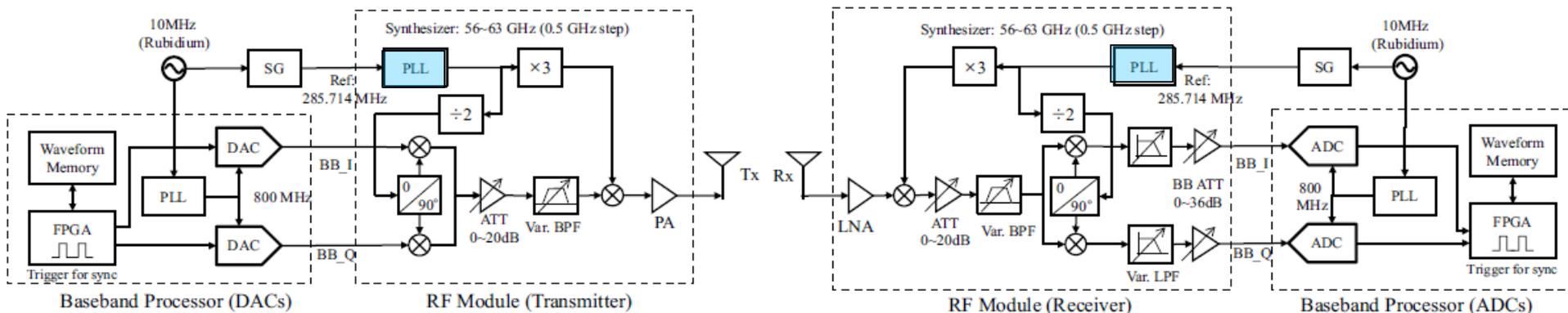
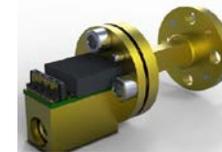
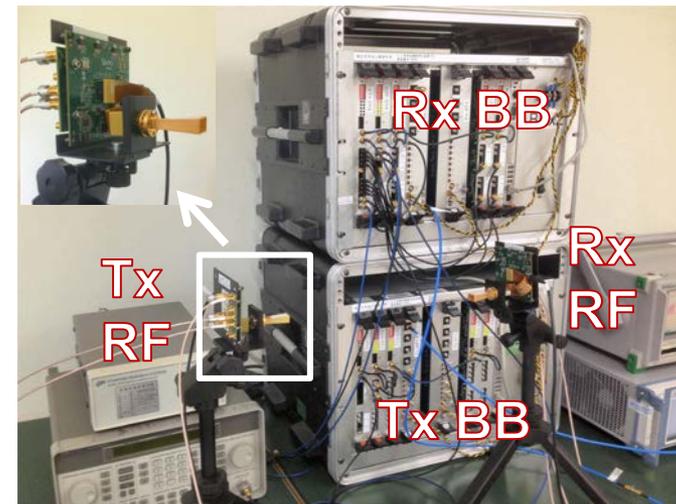
$$f_r = 0.16 \text{ Hz}$$

$$f_h = 1.34 \text{ Hz}$$

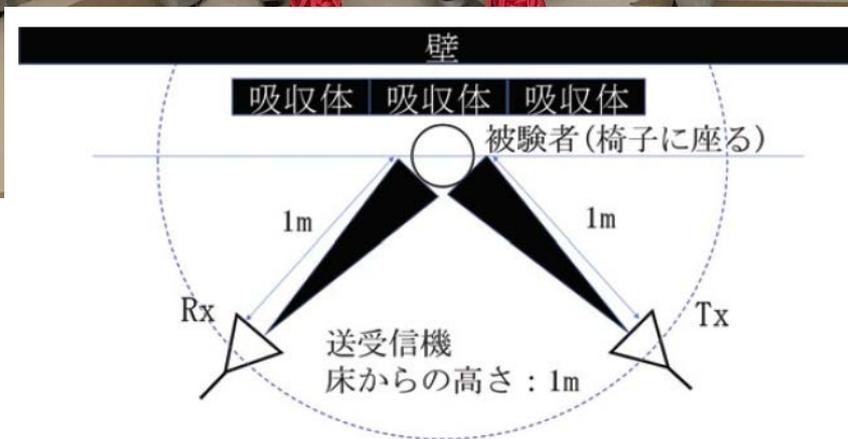
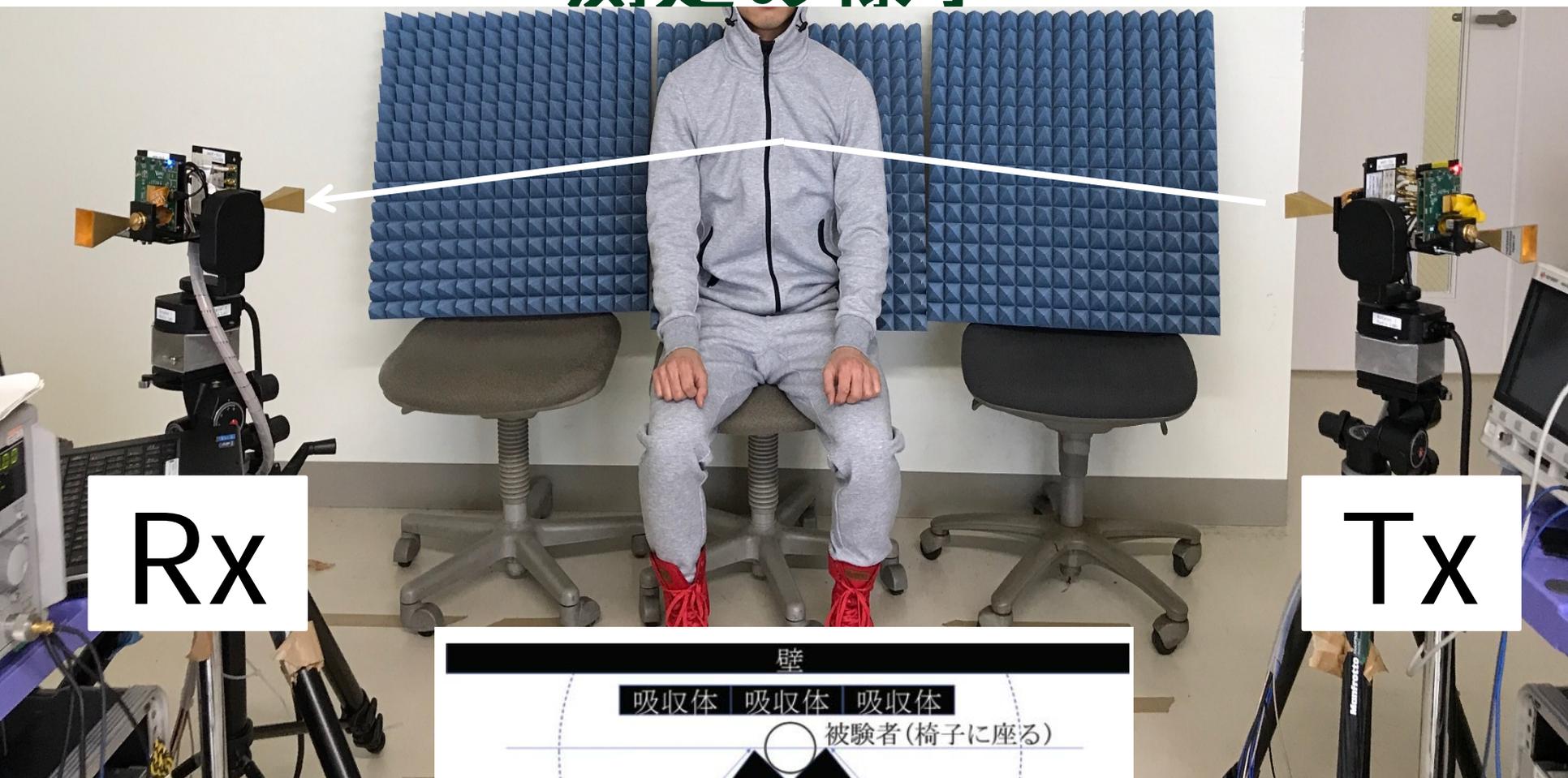
Heartbeat rates

# Mm-wave Channel Sounder

Carrier frequency	58.5 GHz
Signal bandwidth	400 MHz
Sampling rates ( $f_s$ )	800 MHz ( $R_{OV}=2$ )
Sounding signal	Unmodulated multitone (No. tones ( $N$ ) = 256)
FFT length ( $N_f$ )	512
Cyclic prefix ( $N_{CP}$ )	512
Total length ( $N_{sym}$ )	1,024
Tone spacing ( $\Delta_F$ )	1.563 MHz
Delay resolution	2.5 ns
Maximum delay	640 ns
Multiplexing scheme	Time Division Multiplexing (TDM)
Antennas	24 dBi Pyramidal Horn 12 deg. HPBW



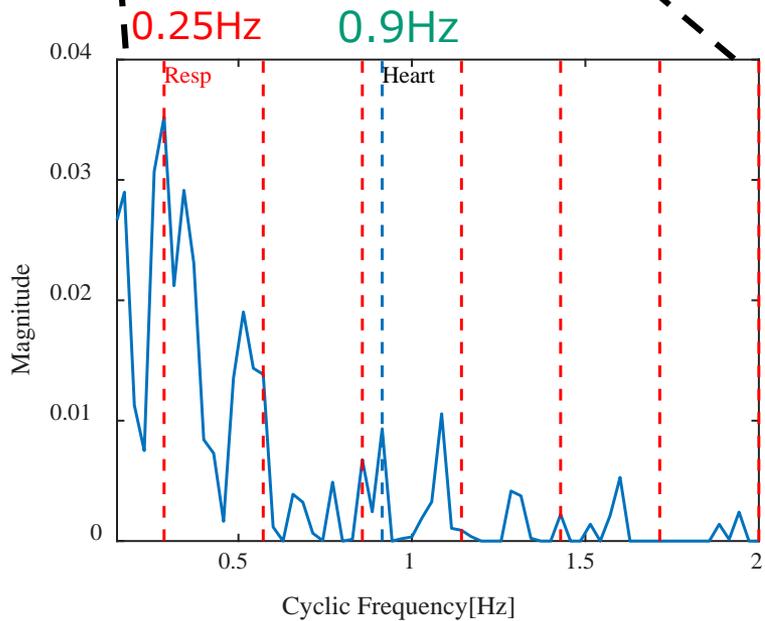
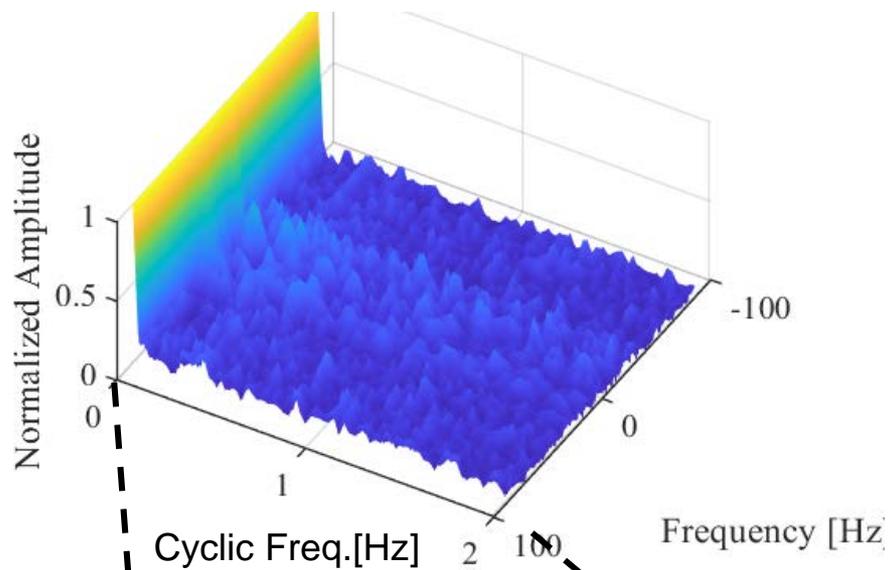
# 測定の様子



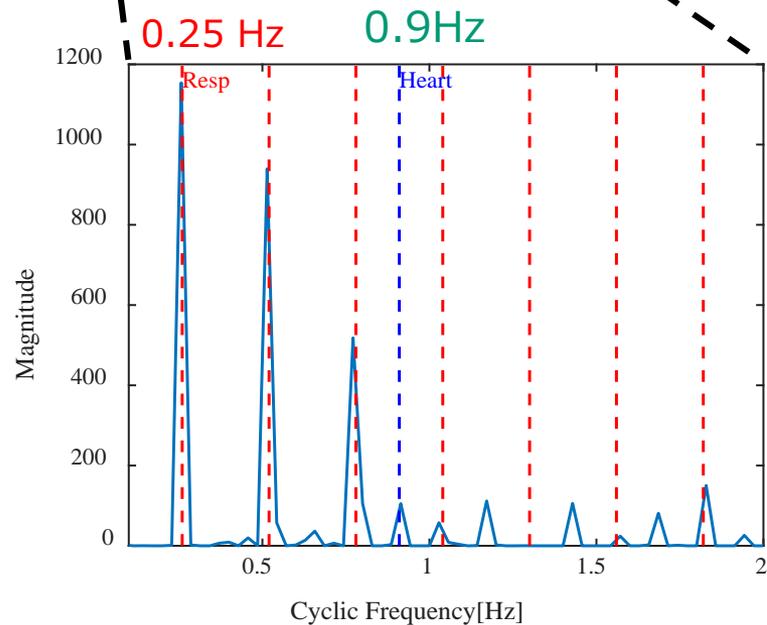
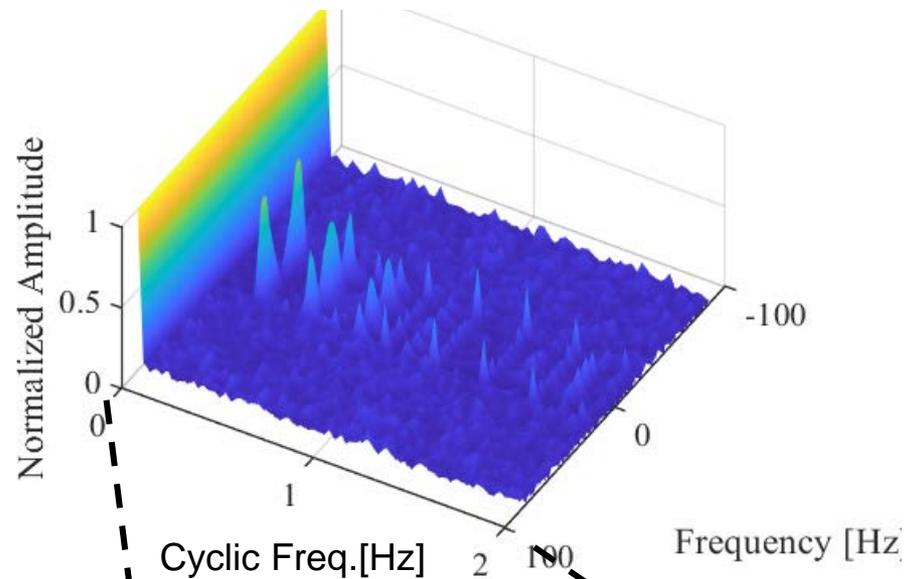
# 設定パラメータ

	シミュレーション	実験
搬送波周波数	60 GHz	58.5 GHz
測定時間 $T$	約70 秒	
サンプリング周波数	約170 Hz	
サンプル数	11,900	11,915
FFT bin bandwidth	約0.014 Hz	
smoothing point	500 point	
心拍の周波数 $f_h$	1.4 Hz	0.85~1.0 Hz
呼吸の周波数 $f_r$	0.25 Hz	0.25~0.3 Hz
心拍の振幅	0.25 mm	-
呼吸の振幅	25 mm	-
SNR	20 dB	約20dB
位相雑音	一様分布	-
送受信アンテナ	-	ビーム幅:12度 利得:24 dBi

Measurement



Simulation

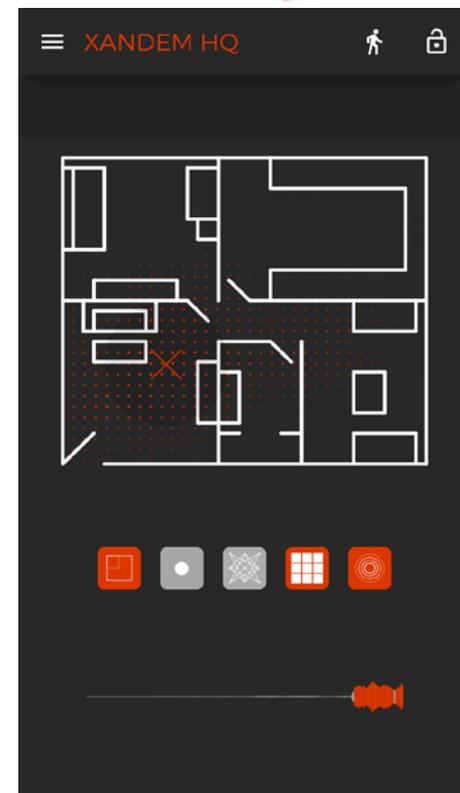


(II-3)

**多重波トモグラフィイメージング (RTI)  
による屋内測位法**

# 研究背景

- スマートホーム・スマートビルディング
  - 第5世代移動通信の登場・IoT技術の発展
  - より快適な住居環境の提供
  - 安全・安心な業務環境を支援
- 人の位置情報のデータ化
  - 居場所
  - 動線(移動経路)
- デバイスフリー測位法
  - 監視カメラ・映像を用いる手法
    - 照明の影響・適用エリアの制限
    - プライバシー侵害
  - 電波を用いる手法
    - 電波トモグラフィイメージング  
(Radio Tomographic Imaging: RTI) 法



# トモグラフィックイメージング法

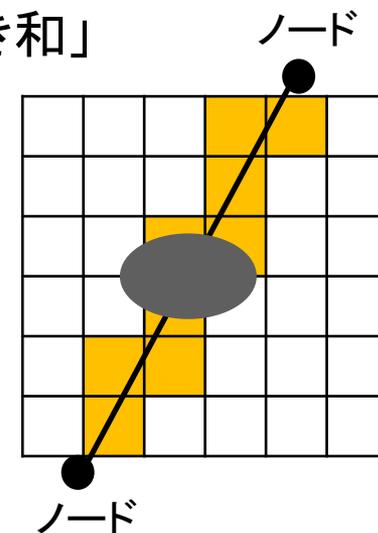
## ■ トモグラフィックイメージング法

- 対象エリアを取り囲む形で走査線を配置し、内部の物性の分布を調べる逆解析技術
- 物理探査や医療診断(CT)等で用いられている

## ■ 電波トモグラフィックイメージング (Radio Tomographic Imaging: RTI) 法

- 対象エリアを画素 (voxel) として表し、  
「ノード間RSS = 見通し経路上の画素値の重み付き和」と仮定し、画素値を観測したRSS値から逆に推定
- 人体遮蔽によりRSSの変化が生じた場合にその位置が同定できる

見通し波(LOS)の透過・遮蔽特性を用いる



RSS: Received Signal Strength

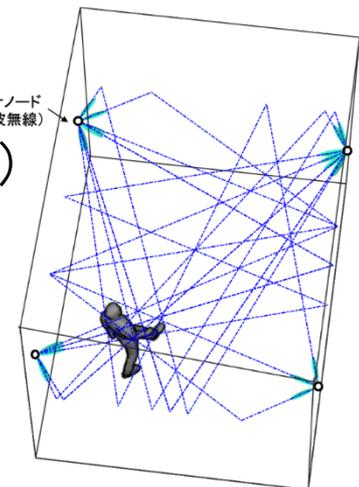
# 研究目的

## ■ 従来のRTI法

- マイクロ波帯狭帯域無線システム 例) 2.4 GHz帯 ZigBee
- RSS変化を用いる(RSS-RTI)
- 見通し線(LOS)の透過・遮蔽特性を用いる
  - 実際は, 反射・回折などによる多重波伝搬環境である
  - 多重波干渉による精度劣化
  - 膨大な数のセンサノードが必要

## ■ 提案手法

- ミリ波帯広帯域無線システム 例) 60GHz帯 WiGig
- 多重波を分離し個別のRSS変化を用いる(多重波RTI)
- 多重波経路の透過・遮蔽特性を用いる
  - 多重波干渉を受けない
  - センサノード数の低減が見込める



# RTI法の原理

- RSSと画素値([dB])の変換関係

$$y_l = \sum_{m=1}^M w_{lm} x_m + n_l$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{L1} & \cdots & w_{LM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix}$$

RSSベクトル (Lx1)      重み行列 (LxM)      画素ベクトル (Mx1)      ノイズベクトル

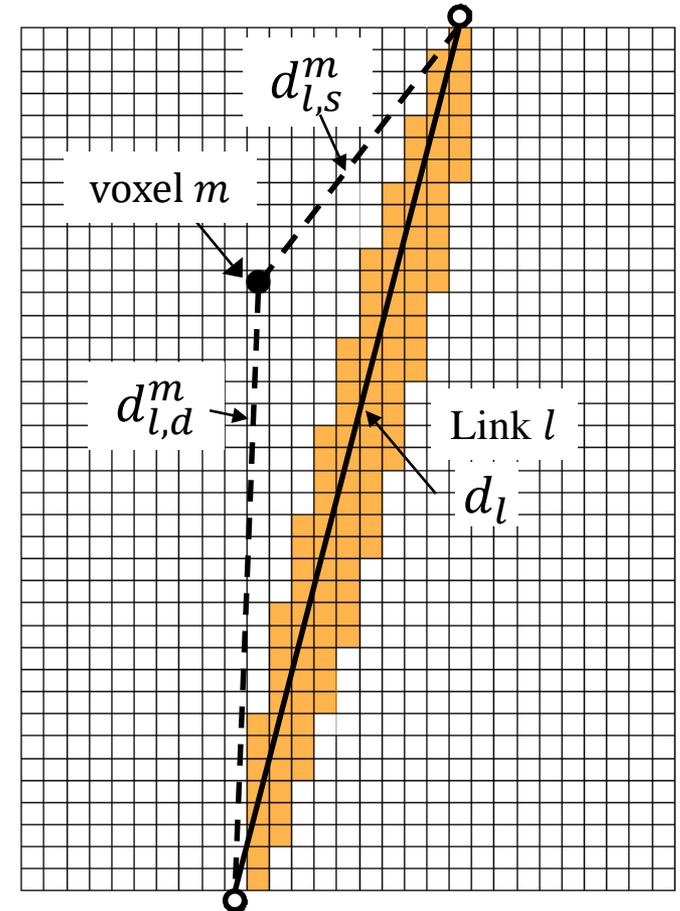
- 重み行列,  $W$

$$w_{lm} = \begin{cases} 1/\sqrt{d_l}, & d_{l,d}^m + d_{l,s}^m < d_l + \lambda \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

- 画素ベクトルの変化量 $\widehat{\Delta x}$ を求める

$$\mathbf{y}(t_2) - \mathbf{y}(t_1) = \Delta \mathbf{y} = \mathbf{W} \Delta \mathbf{x} + \Delta \mathbf{n} \rightarrow \widehat{\Delta \mathbf{x}}$$

未知数の数が方程式の数より多い $\Rightarrow$ 不定  
悪条件(ill-posed) 線形方程式の逆問題の解



■ :重みづけされた画素

$d$  : ノード間の距離

$d_{l,s}^m, d_{l,d}^m$  :  $x_l$ とノードの距離

# RTI法の原理

- RSSと画素値([dB])の変換関係

$$y_l = \sum_{m=1}^M w_{lm} x_m + n_l$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{L1} & \cdots & w_{LM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix}$$

RSSベクトル  
(Lx1)

重み行列  
(LxM)

画素ベクトル  
(Mx1)

ノイズ  
ベクトル

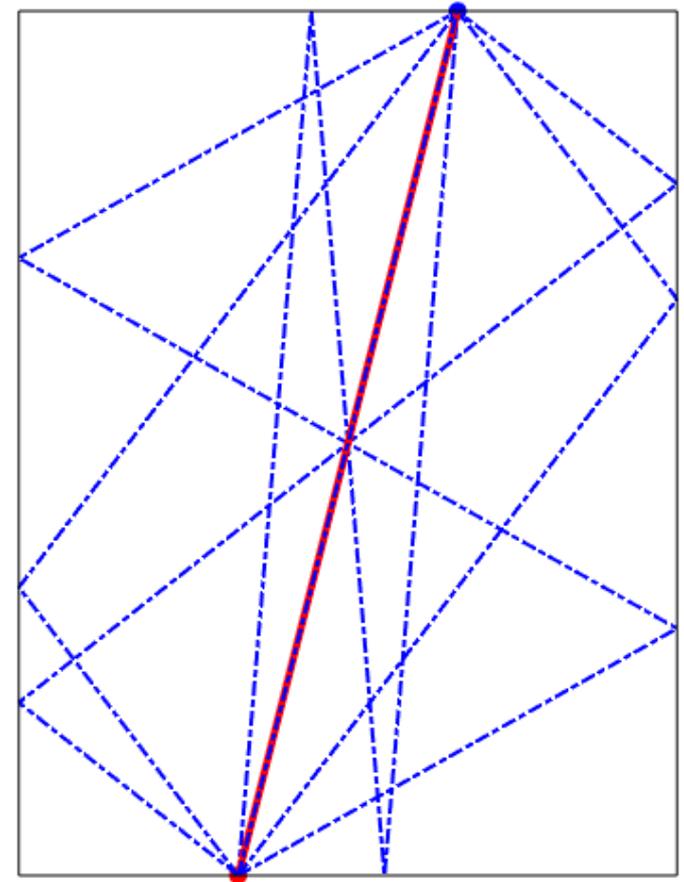
- 重み行列,  $W$

$$w_{lm} = \begin{cases} 1/\sqrt{d_l}, & d_{l,d}^m + d_{l,s}^m < d_l + \lambda \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

- 画素ベクトルの変化量 $\widehat{\Delta x}$ を求める

$$\mathbf{y}(t_2) - \mathbf{y}(t_1) = \Delta \mathbf{y} = \mathbf{W} \Delta \mathbf{x} + \Delta \mathbf{n} \rightarrow \widehat{\Delta \mathbf{x}}$$

一般に $W$ はスパース行列であることから、  
悪条件(ill-posed)線形方程式の逆問題の解

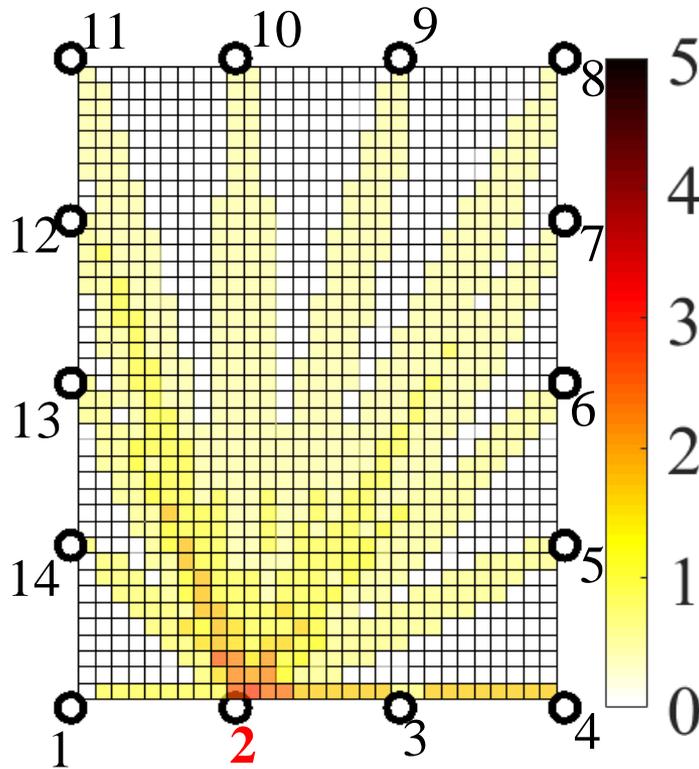


RSS-RTI

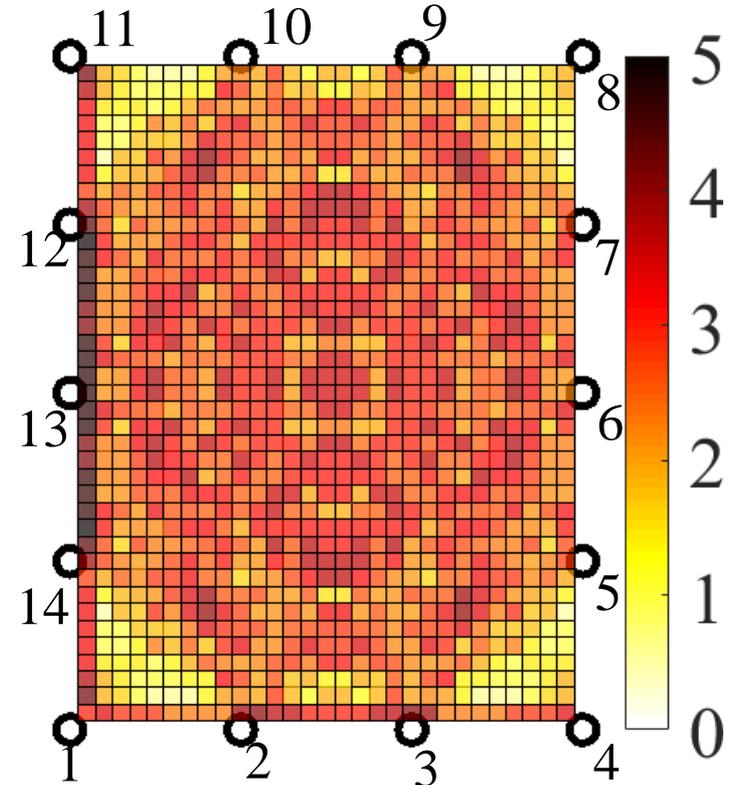
ノード数: 14個

# 画素の重み付け

- 片方のノードを2番に固定



- すべてのリンク



# 多重波RTI

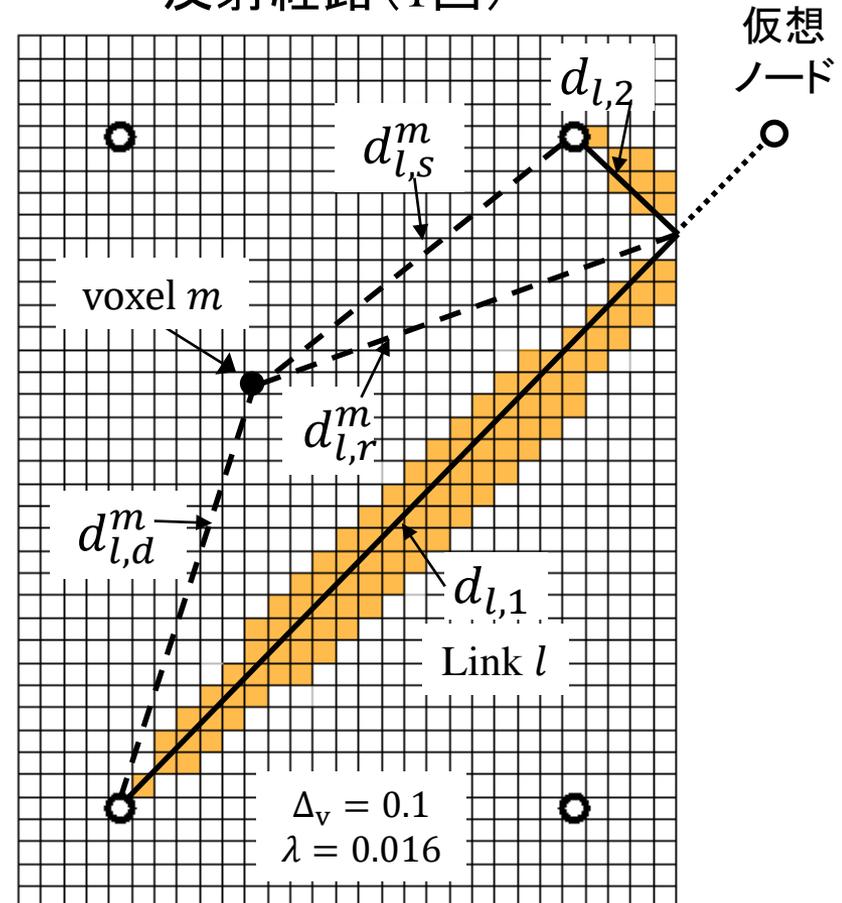
## ■ 特徴

- 多重波経路を分離し個別に扱う
- 仮想ノードの活用により  
実ノード数軽減が図れる
- 多重波の制御

## ■ 仮想ノード

- 長方形2次元空間において最大  
12個(2回反射まで)が存在
- ミリ波の電波伝搬測定[\*]から,  
7~14パスが観測されている

反射経路(1回)



$d_l (= \sum_k d_{l,k})$ : ノード間伝搬距離

$d_{l,s}^m$ : voxel  $m$ と始点間の距離

$d_{l,d}^m$ : voxel  $m$ と終点間の距離

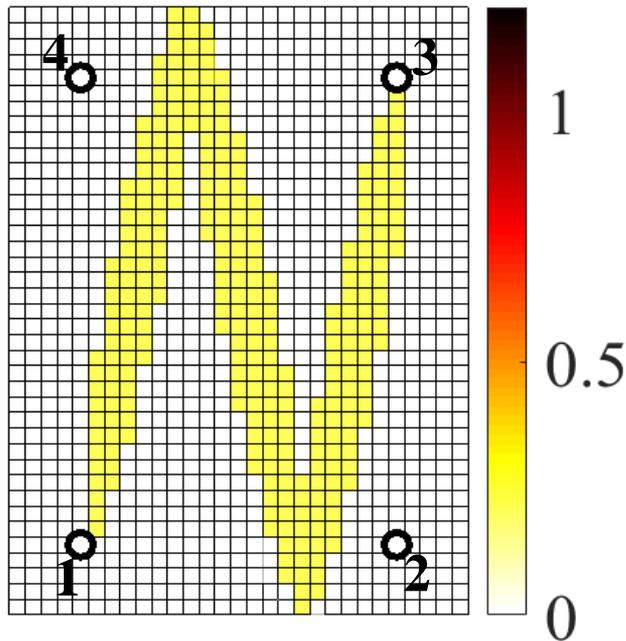
$d_{l,r}^m$ : voxel  $m$ と反射点間の距離

[\*] 岸本, 金, 「ミリ波帯屋内超高速無線アクセス回線における準決定論的伝搬経路モデル」, 2019総大B-1-30

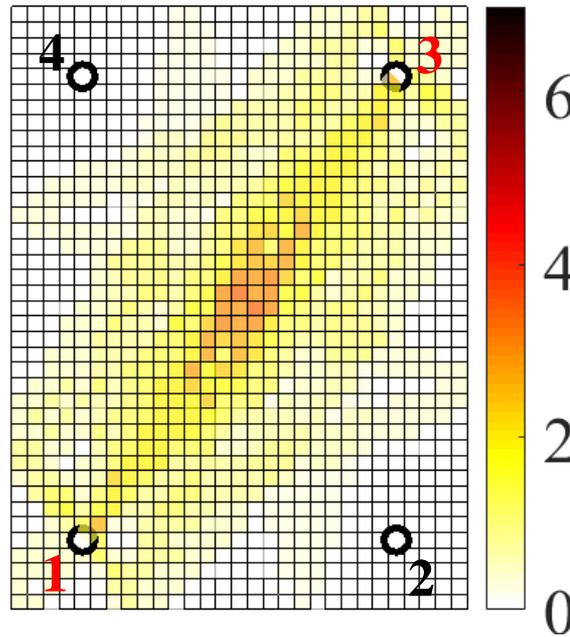
多重波-RTI  
ノード数:4個

# 画素の重み付け

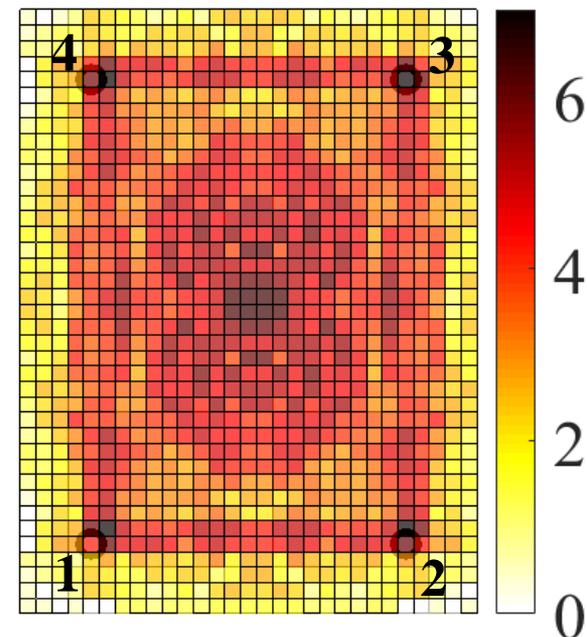
- 2回反射  
(Node 1- Node 3)



- すべての経路  
(Node 1- Node 3)



- すべての経路  
(すべてのリンク)



# 計算機シミュレーション

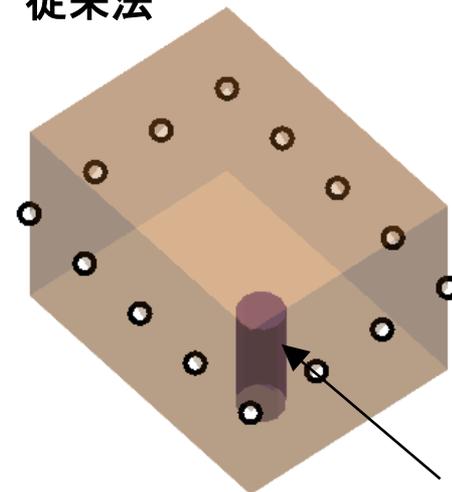
## ■ レイトレーシング法

	従来法	提案法
周波数	2.5 GHz	58.5 GHz
ノード数(K)	14	4
環境	3 [m] × 4 [m] × 3 [m] 立方体	
人体モデル	高さ1.7 m, 半径0.3 mの円柱	

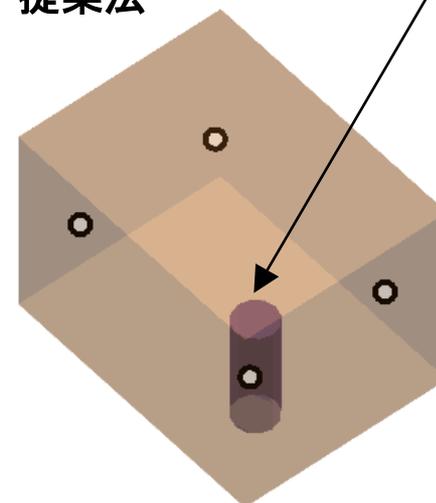
## ■ RTI法

	従来法	提案法
リンク数	91	78(2回反射)
画素サイズ	$\Delta_v = 0.1 [m]$	
画素数	1200 (10 cm間隔 30 × 40)	
マージン	$\lambda = 0.016 [m]$	

従来法

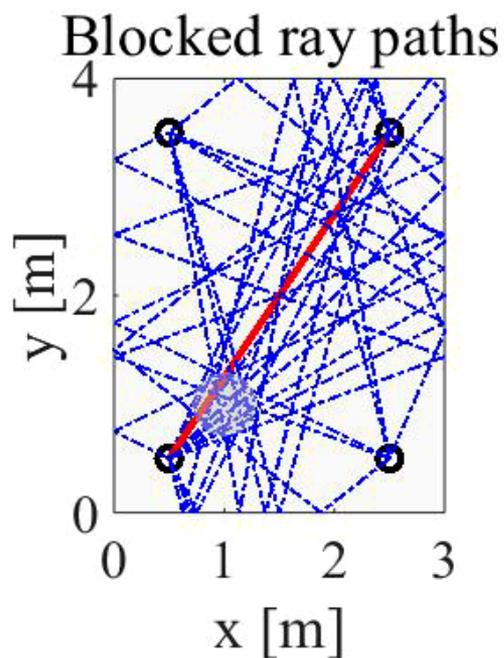
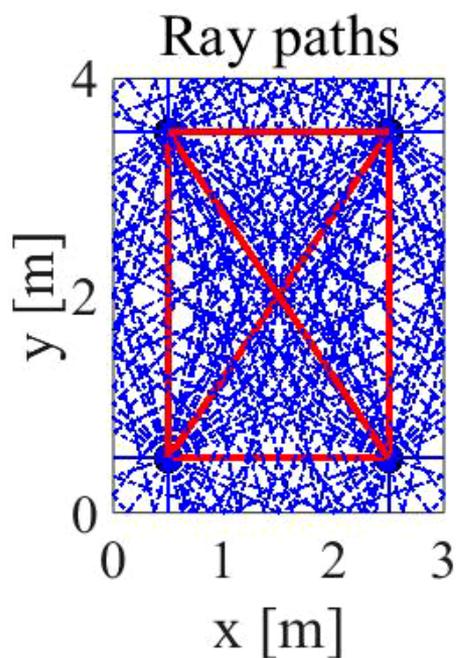


提案法

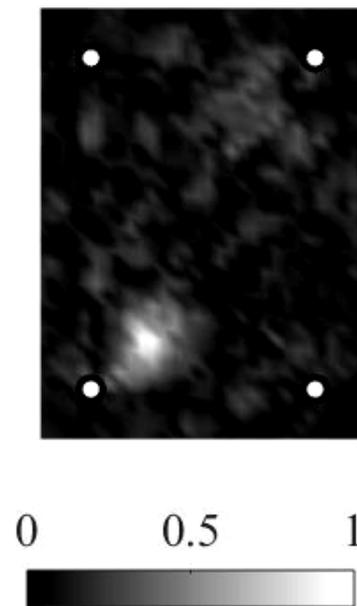


# 動作例

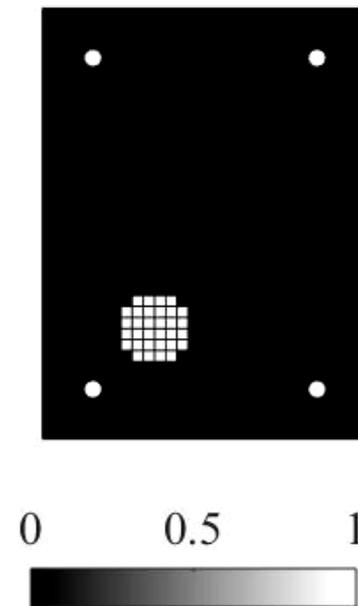
- 提案法(ノード数:4, 反射回数2回まで)



RTI result



Ideal map



(II-4)

ウェアラブルBAN伝搬路特性を用いた  
人体動作同定システム

# 背景

- Body Area Network (BAN)
  - 人体近傍で構成される無線ネットワーク
    - 遠隔モニタリングに期待



- 人体動作(状態)の同定により高度化
  - ヘルスケアモニタリングの高度化  
リハビリテーション, 生体自己制御(biofeedback), 身障者介護
  - 無線ネットワークの高度化  
通信頻度と周期の調整,  
ネットワークの消費電力・データトラフィックなどの制御

# 先行研究と目的

## ■ 人体動作(状態)同定法

- 加速度センサ:主に使われている[1]
- RFセンサ:電波の伝搬路特性を利用  
⇒ 静的な状態の識別において加速度より優位[2]



加速度センサ [i]



RFセンサ  
[ii]

## ■ 先行研究[2]の問題点

- あらかじめ測定したデータを用いて動作同定を行っている  
⇒ 応用にはリアルタイム動作同定が必要
- 1つの測定データを学習用とテスト用に分割して使用している  
⇒ 独立したデータを用いた判定が望ましい

## ■ 研究目的

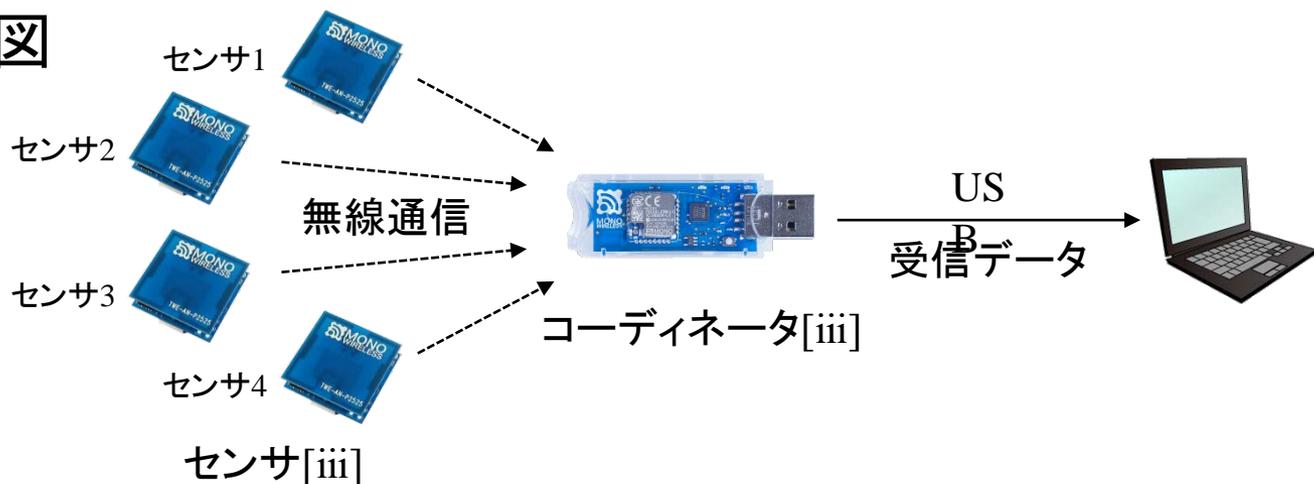
- RFセンサを用いたリアルタイム人体動作同定システムの開発

[1] 牧川方昭, "日常生活における心身状態の計測技術," 信学技報MICT2016-52, pp. 23-28, 2016年11月.

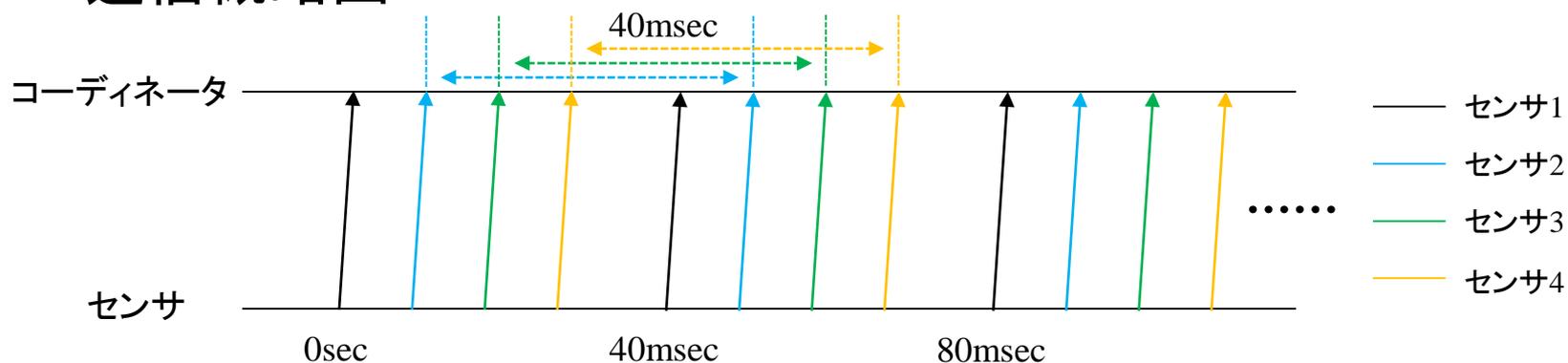
[2] 市川裕貴ほか, "BAN コンテキストウェア通信のための伝搬路特性を用いた人体動作の同定法の一検討," 信学技報MICT2016-74, pp. 53-56, 2017年1月.

# 動作測定システム

## ■ 構成図

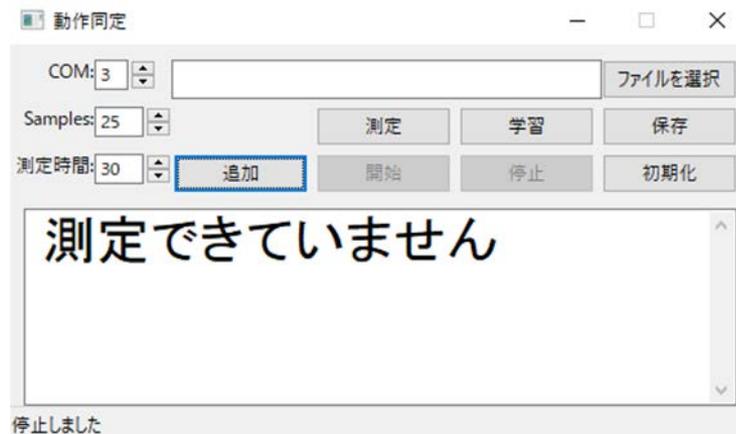


## ■ 通信概略図



# 受信データ処理プログラム

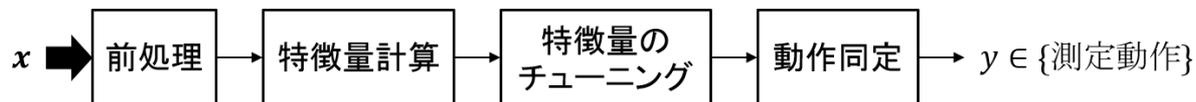
- Pythonにより作成



- 動作学習処理

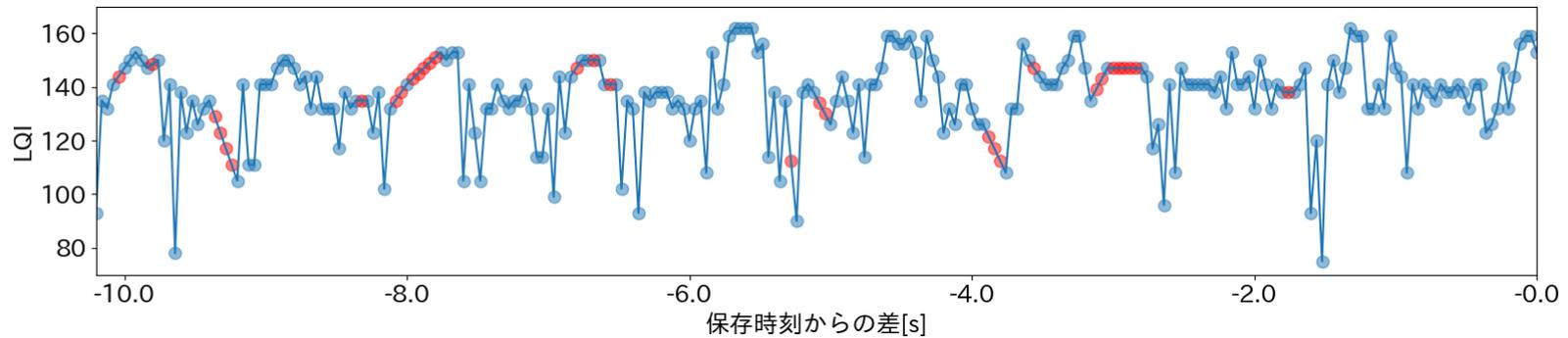


- 動作同定処理

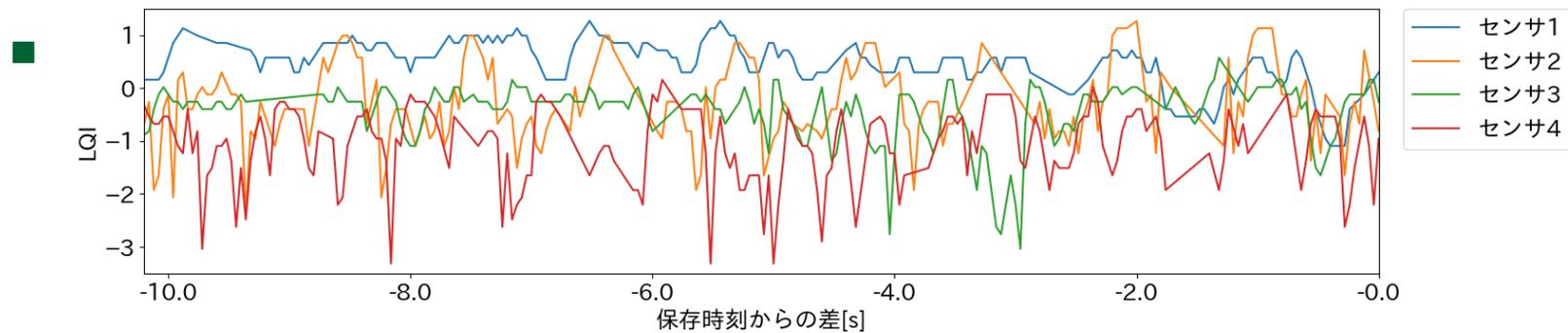


# 前処理

## ■ データ保存



## ■ 保存はすべてのセンサのデータが受信されたときのみ行う



# 特徴量

## ■ 使用特徴量(5種類)

Mean Value	$MV = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Z_n$
Variance	$VAR = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (Z_n - \mu)^2$
Level Change	$LC = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1}  Z_{n+1} - Z_n $
Range	$Range = \max(Z_n) - \min(Z_n) \quad n = 1, 2, \dots, N$
MV Rank	各センサのMVを比較し, 最大から4,3,2,1とする

- 少ないサンプルで計算可能な時間領域の特徴量のみを使用
- 25個のデータ(測定1sec分)から計算

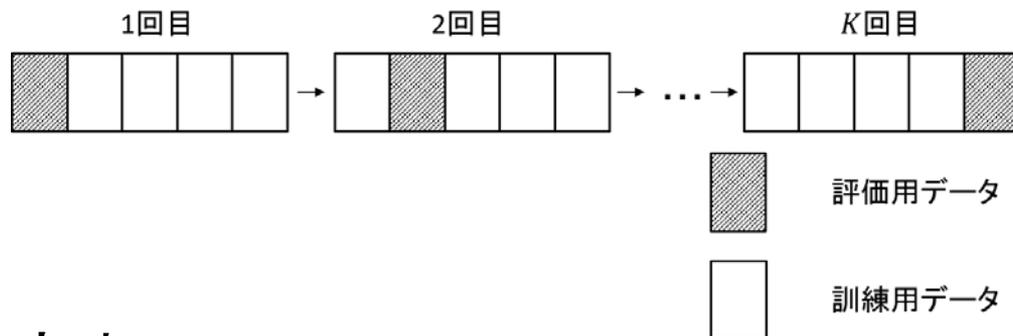
## ■ 特徴量のチューニング

- 動作同定を行う前に学習動作ごとに測定を行い特徴量を調整  
⇒ 外れ値の影響を抑える

# 機械学習

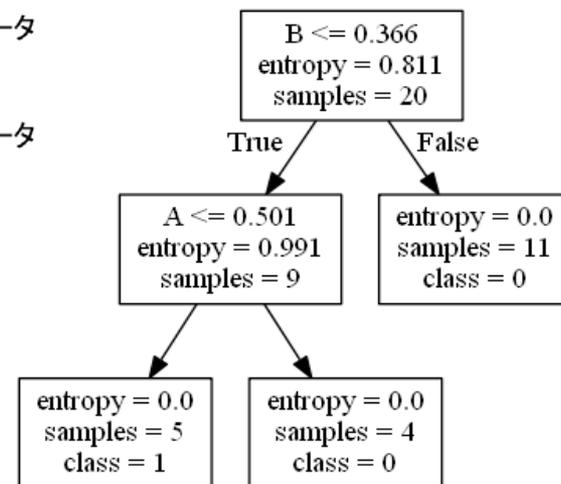
## ■ 分類器として決定木を用いた

- Pythonライブラリのscikit-learn (Version 0.19.0) [3]により実装
- パラメータは学習データを最も良く分類可能なものに設定  
⇒ 交差確認法を用いる



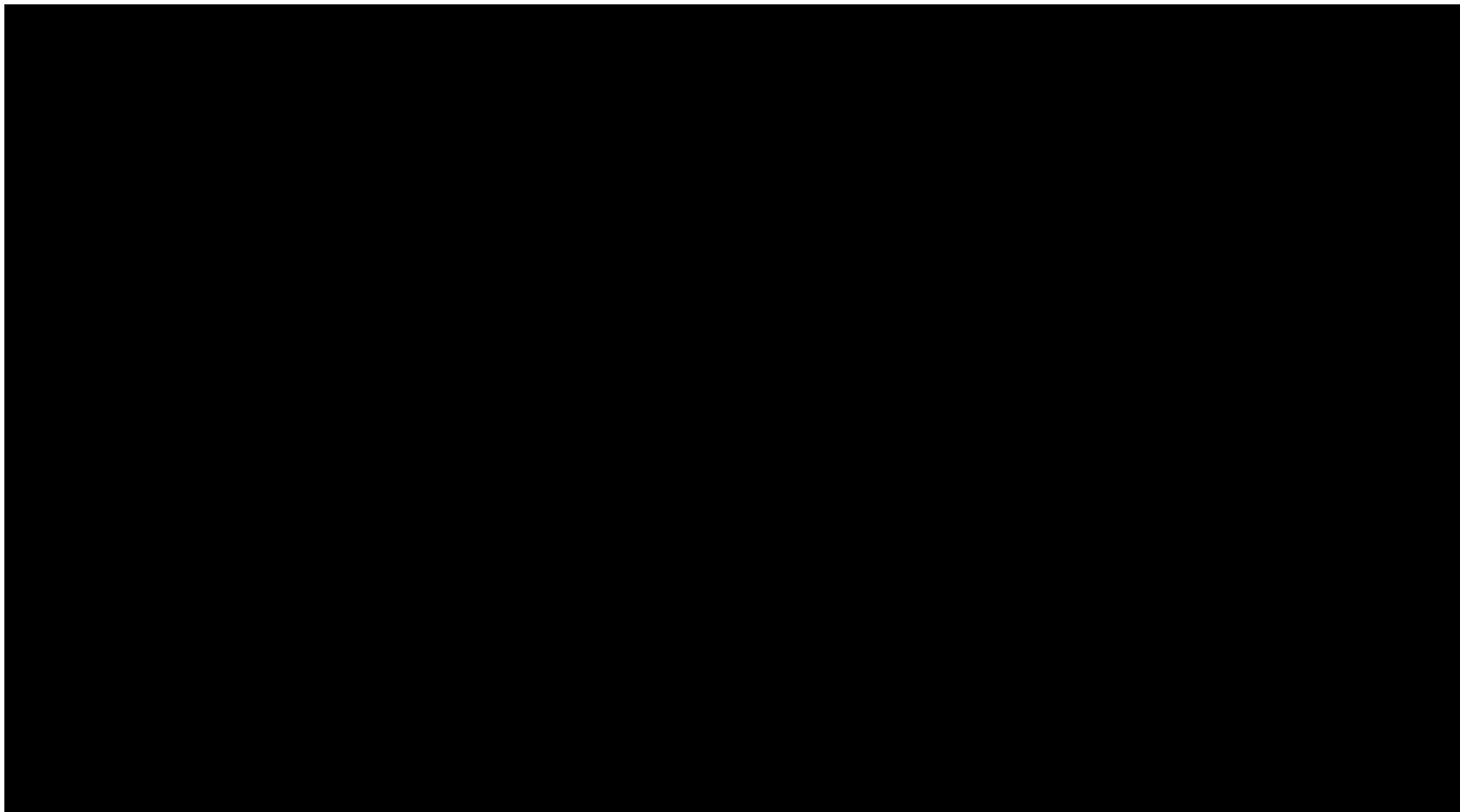
## ■ 決定木

- 特徴量に閾値を設けて分割していく手法
- 学習・判定が高速  
⇒ リアルタイム処理に向いている



# デモ

- リアルタイム動作同定実験



(II-5)

# 市販のWiFiを用いた電波伝搬測定

# 背景

- AIやIoTの台頭によるスマートホームへの関心の高まり
  - 侵入者検出[1]や屋内測位[2]・動作検出⇒無線通信路特性を用いる手法
  - 安価で手軽に実現できるチャンネルサウンディング手法に注目
- 無線通信路特性(伝搬チャンネル特性)
  - 無線通信システムの設計と評価のために欠かせない情報
  - 各種センシングにも有効に用いられる
- WiFiのチャンネル情報の活用
  - 市販のWiFiにおいてチャンネル情報(以降, CSI: Channel State Information)が活用できる
  - 電力遅延プロファイル(Power Delay Profile: PDP) の変化パターンを用いた様々なモーションセンシングや位置検出法[2]などが開発されている

[1] Satoru Yasukawa, Minseok Kim, "Intruder Detection Using Radio Wave Propagation Characteristics," IEEE/IEIE ICCE-Asia 2018, Jun. 2018.

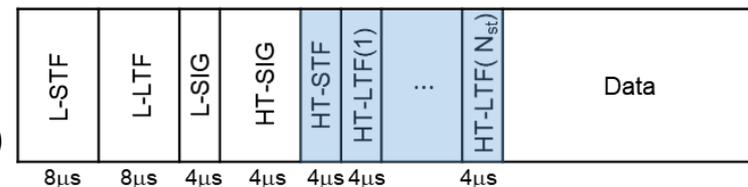
[2] S. Sen, J. Lee, K. Kim, P. Congdon, "Avoiding Multipath to Revive Inbuilding WiFi Localization," Proc. ACM Int. Conf. Mobile Syst., Appl., Services (MobiSys' 13), pp. 249-262, Jun. 2013.

# 目的と報告内容

- 目的: 安価で手軽に実現できるチャネルサウンディング手法を開発
- 2.4 GHz帯3×3 MIMO 広帯域チャネルサウンダの開発
  - IEEE 802.11n に準拠するQualcomm Atheros AR9380 NIC
  - 複数チャネル合成を用いて遅延時間分解能を向上  
(6つのWiFiチャネルを合成し帯域幅を67.813 MHzまで拡張)  
参考) 帯域幅20 MHzの遅延時間分解能 50ns 程度(距離分解能 15 m 程度)  
帯域幅70 MHzの遅延時間分解能 14ns 程度(距離分解能 4 m 程度)
- 報告内容
  - 信号処理
  - 校正方法
  - 評価結果

# IEEE 802.11nについて

- MIMO-OFDM 伝送技術に基づいたWLAN規格(2009年9月に標準化)
- 特徴
  - 帯域幅20 MHzにおいてサブキャリア数が既存の52本から56本に増加
  - チャンネルボンディングにより40 MHzモードもオプションで提供される
  - 40 MHz帯域幅で4ストリーム空間多重により, 最大600 Mbpsの伝送速度が実現できる(64 QAM, 符号化率5/6)
- 混合モードフレームフォーマット
  - L-SIG (Legacy Signal Field)
  - HT-SIG (High Throughput Signal Field)
  - HT-STF (HT Short Training Field)
  - HT-LTF (HT Long Training Field) : 空間多重伝送に必要なCSIを推定



# IEEE 802.11nにおけるCSI

## ■ IEEE 802.11nのCSI Report

- 受信機において推定されたCSI が送信機へフィードバックされ、送信機においてそのCSI 情報を用いてキャリブレーションやビームフォーミングを行う
- 送信機: 送信パケットにCSI 推定フラグを設定 ⇒  
受信機: フィードバック用のCSI 推定結果をレポート(CSI report) する

## ■ CSIツール

- 市販の無線LAN 製品に用いられるオープンソースツール [1][2]
- 対象チップセット
  - Qualcomm系[1]: Atheros 9380/9580など
  - Intel系[2]: Intel 5300

### ■ 問題点

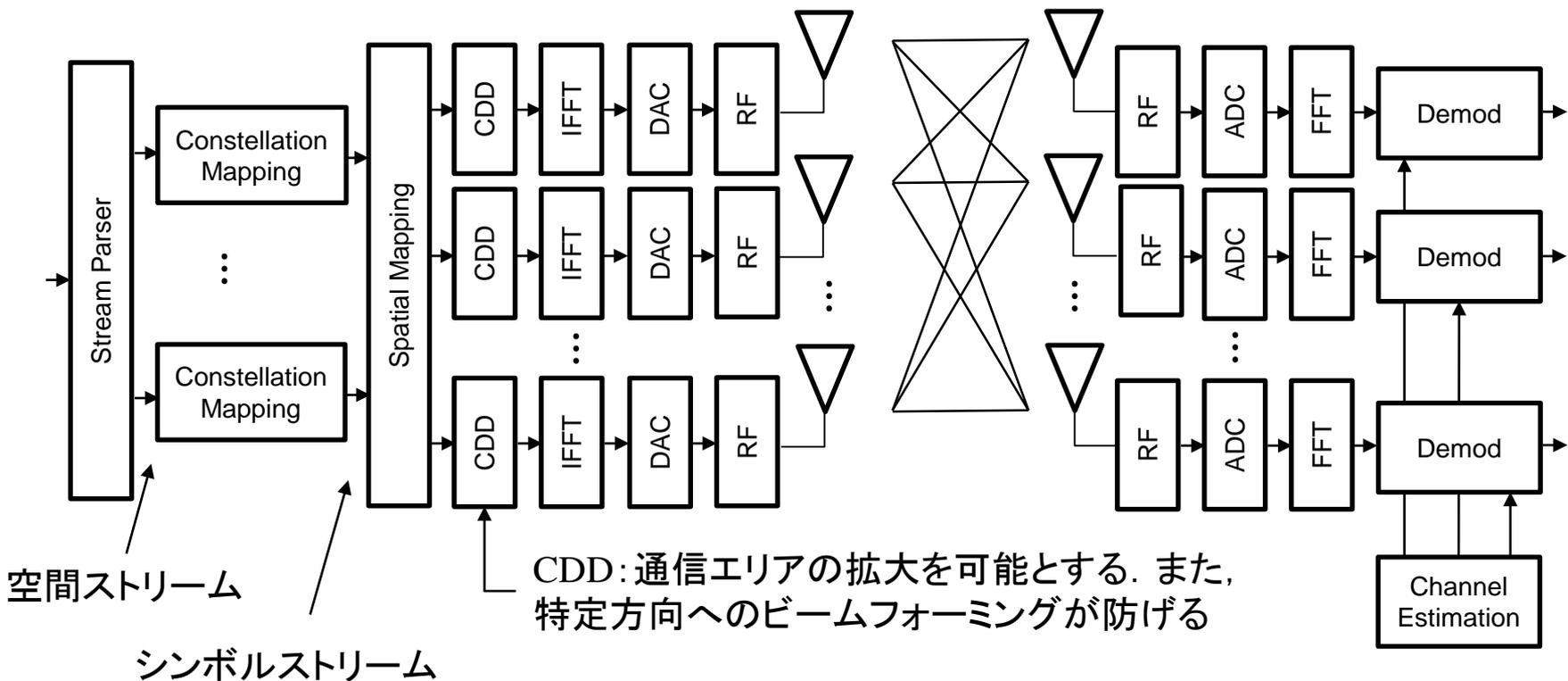
- 取得されたCSI は、受信アンプのバラツキやパケット同期のずれなどハードウェアの不完全性の影響を含んでいるため、純粋な伝搬チャネル特性とは異なるものである
- チャネル帯域幅の制約(基本的に20 MHz となっている)

[1] Y. Xie, "Atheros CSI Tool,"  
<https://wands.sg/research/wifi/AtherosCSI/>

[2] Linux 802.11n CSI Tool,  
<https://dhalperi.github.io/linux-80211n-csitool/>

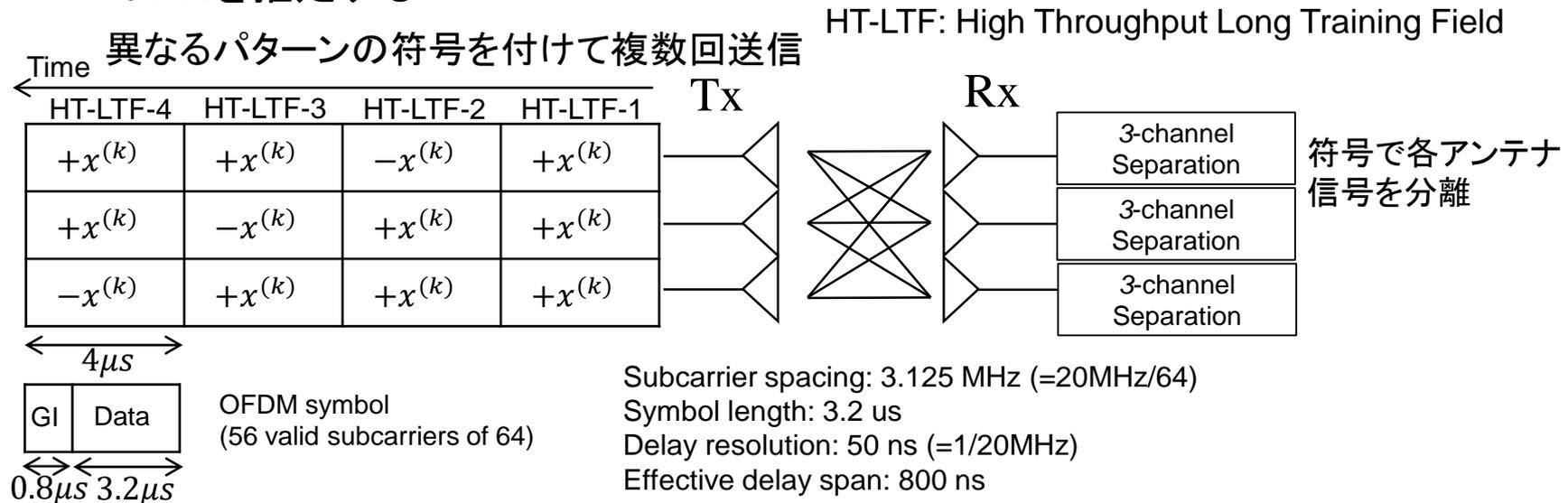
# IEEE 802.11nの送受信機構成

- $N_T$ : 送信アンテナの数,  $N_R$ : 受信アンテナの数
- $N_{st}$ : 並列ストリーム数
- 空間マッピング (Spatial Mapping: SM)
- 巡回遅延ダイバーシティ(cyclic delay diversity: CDD)



# MIMO チャンネルサウンディング

- フレームフォーマットに含まれている既知のトレーニング信号 (HT-LTF) を用いて CSI を推定する



- MIMO伝搬チャネル行列

$$\hat{H}^{(k)} = G_{\text{agc}}^{-1} \hat{H}_{\text{CSI}}^{(k)} \Phi^{(k)}$$

$k$  サブキャリア番号  
 $G_{\text{agc}}$  AGCの利得  
 $\hat{H}_{\text{CSI}}^{(k)}$  CSI  
 $\Phi^{(k)}$ : 巡回シフト

↑  
 まだ、ハードウェア不完全性を  
 含んでいる

# 広帯域MIMO 伝搬チャネル行列の取得

## ■ 伝搬チャネル特性の取得

- CSIに含まれているハードウェアの不完全性
  - 位相の非線形歪み
  - 受信アンプの不完全性による振幅のバラツキなど
- Back-to-back校正  チャンネル内歪み補償

## ■ 広帯域化

- 20 MHz帯域幅では、遅延時間分解能が50 ns(=1/20 MHz)に制限
- 複数WiFiチャネルのCSIの合成による広帯域化
  - チャンネル間 振幅のバラツキの補償
  - チャンネル間 位相ジャンプの補償  チャンネル間バラツキ補償

# Back-to-Back校正

- 測定されたCSIに含まれている不完全性の影響(システム特性)を取り

$$\hat{H}_{j,i}^{(k)} = \frac{\hat{H}_{\text{CSI},j,i}^{(k)} / \sqrt{G_{\text{agc},j}}}{\hat{H}_{\text{CSI},\text{B2B},j,i}^{(k)} / \sqrt{G_{\text{agc},\text{B2B},j}}} e^{j \frac{2\pi}{N_f} \delta_i k}$$

$i$  番目送信アンテナ  
 $j$  番目受信アンテナ  
 $k$  番目サブキャリア  
 $\delta_i$  巡回シフト量  
 $N_f$  FFTポイント数

- $$G_{\text{agc},j} = \frac{1}{P_j} 10^{\frac{\text{RSSI}_j}{10}} \quad P_j = E \left[ |y_j^{(k)}|^2 \right]$$

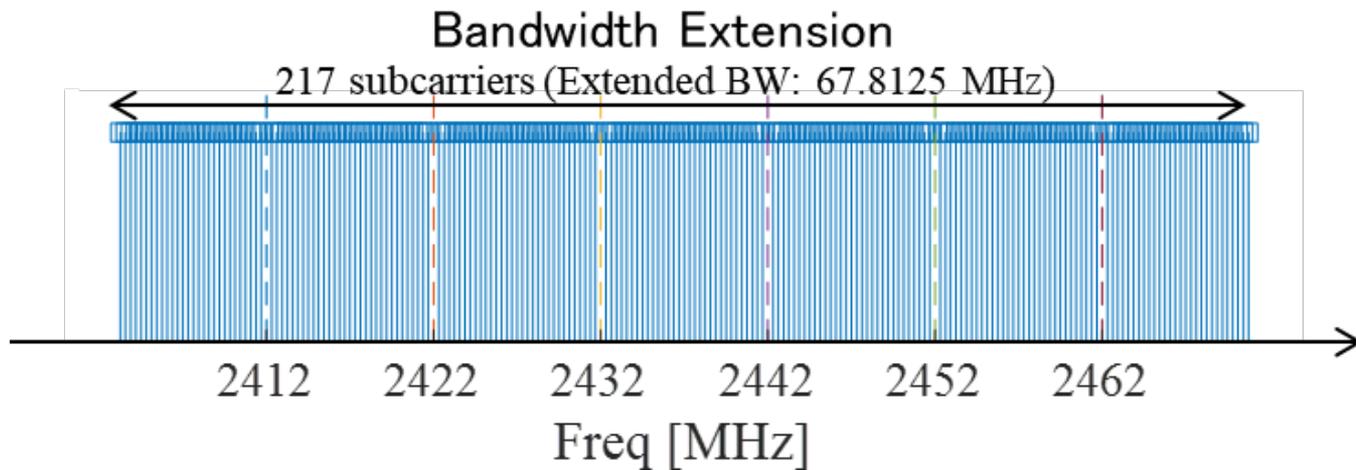
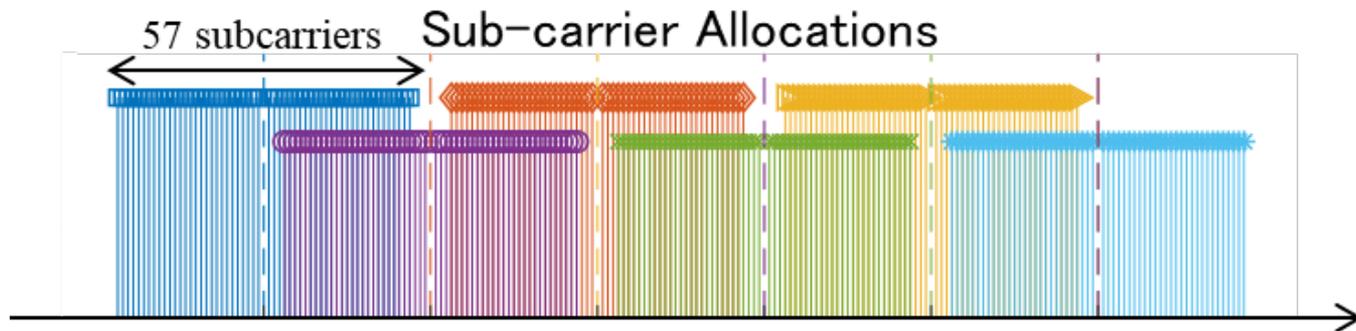
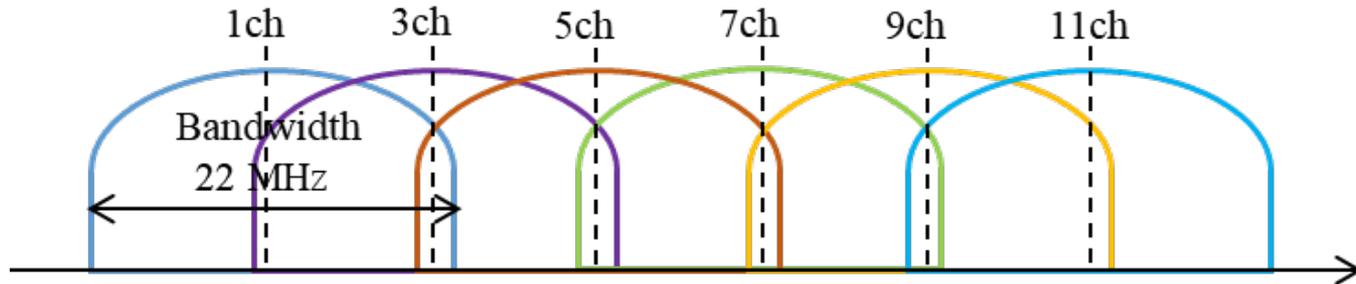
**AGCの利得**                      **信号電力**

市販のWiFiにおいては、受信信号レベルに応じてAGC アンプが動作し、信号電力が一定レベルに保たれる。

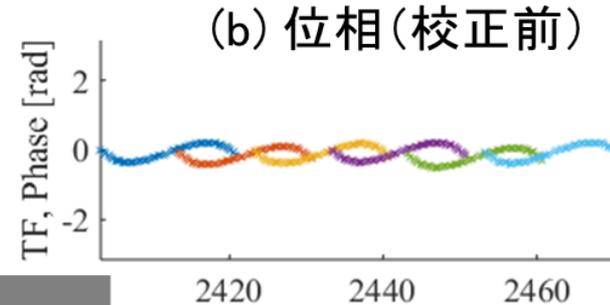
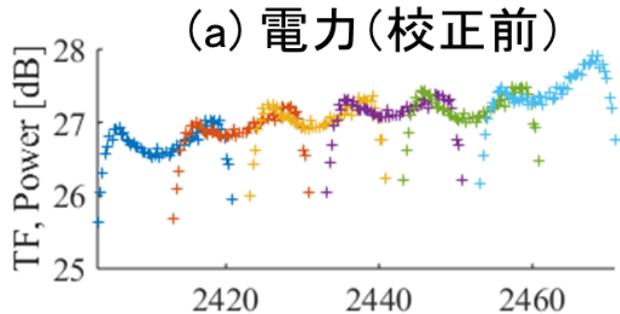
- B2B特性** 送受信アンテナポートを既知特性のケーブルで直続し、
- $\hat{H}_{\text{CSI},\text{B2B},j,i}^{(k)}$  ハードウェア不完全性を予め取得したもの

# 広帯域化の概念

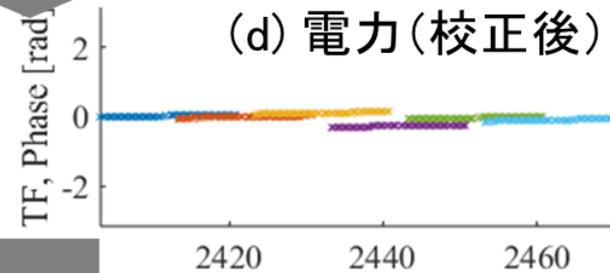
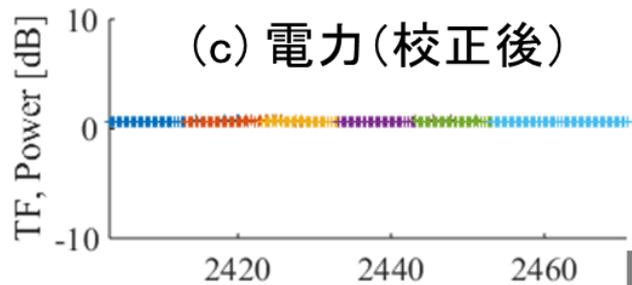
2.4GHz WiFi Channels



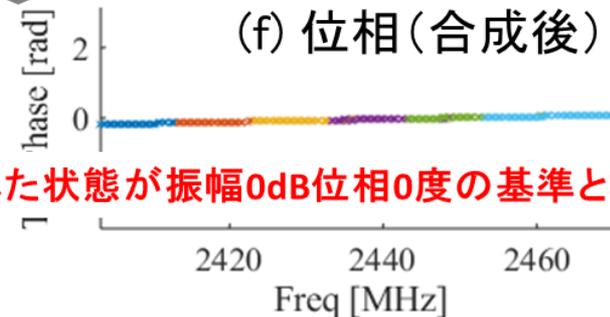
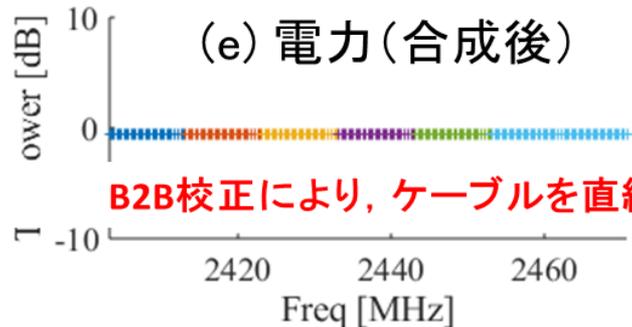
# 補償の流れ



チャンネル内歪み補償 (ハードウェア不完全性補償)



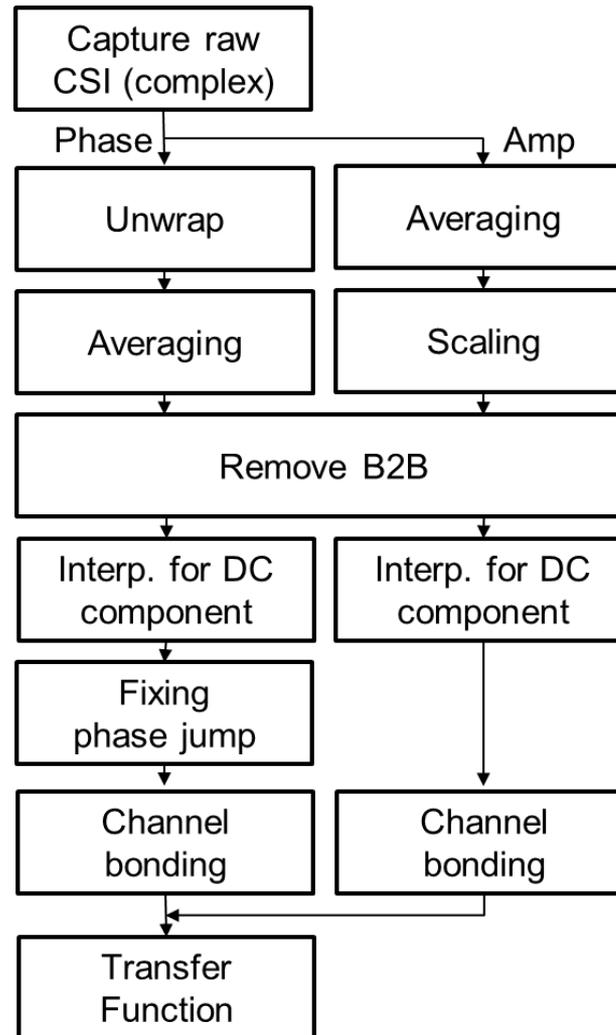
チャンネル間バラツキ補償



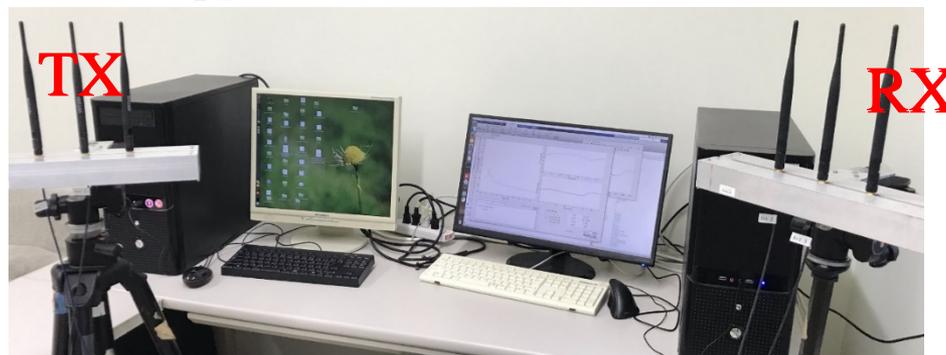
B2B校正により, ケーブルを直結した状態が振幅0dB位相0度の基準となる

# 信号処理の実装

## ■ 処理の流れ



# システム構成



項目	設定値
ハードウェア	Linux (kernel 4.1 改造版) PC 2 台 Rabortw Dualband AR9380 WiFi カード(3x3)
ソフトウェア	AP 側(送信): hostapd, hostapd_cli STA 側(受信): WPA_supplicant
WiFi チャンネル	1 ch (2412 MHz), 3 ch (2422 MHz), 5 ch (2432 MHz), 7 ch (2442 MHz), 9 ch (2452 MHz), 11 ch (2462 MHz)
拡張帯域幅	67.8125 MHz(6 チャンネル合成による)
パケット送信方法	連続した50 パケットの送信と50 ms 待ちを チャンネルを切り替えながら繰り返す
ビーコン間隔	15 ms(通常, 100 ms)

# ソフトウェア

1x3 SIMO

測定の様子

■ 特徴: MIMOリアルタイムGUI

The screenshot displays a software interface for MIMO real-time GUI. It features several plots and control elements:

- インパルス応答 (Impulse Response):** A plot showing the impulse response over a delay of -100 to 800 ns. The y-axis ranges from -100 to 20. Multiple colored lines represent different data channels (data1 to data9).
- 伝達関数(電力) (TF, Power [dB]):** A plot showing the transfer function (power) in dB versus frequency in MHz (0 to 60). The y-axis ranges from -60 to 10. Multiple colored lines represent different data channels.
- 伝達関数(位相) (TF, Phase [rad]):** A plot showing the transfer function (phase) in radians versus frequency in MHz (0 to 60). The y-axis ranges from -3 to 3. Multiple colored lines represent different data channels.
- RSSIの表示 (RSSI Display):** A table showing RSSI values for three channels:
 

rss	54.2213
rss1	50.4156
rss2	49.1473
rss3	46.186
- チャネル選択 (Channel Selection):** A control panel with Tx:nc and Rx:nr labels. It includes a grid of checkboxes for selecting channels. The selected channels are 1, 4, and 7.
 

Tx:nc	1	2	3
	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Rx:nr	4	5	6
	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	7	8	9
	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
- Command Window:** A terminal window showing MATLAB commands and warnings. The commands include `save data/graph` and `capture csi -- run`. The output shows the file `data/graph.mat` was saved and the GUI is running.

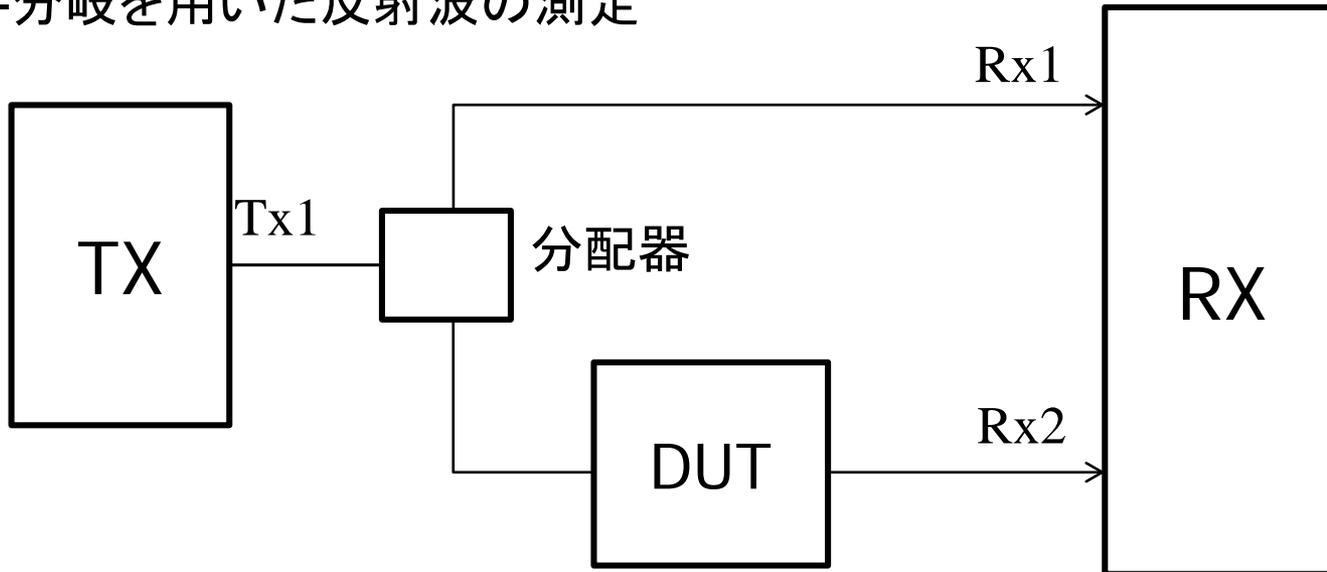


RSSIの表示

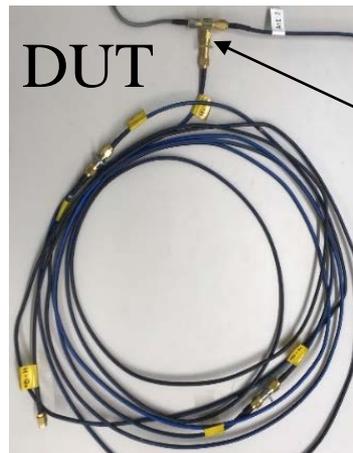
チャネル選択 ver 0.6.10

# インパルス応答の評価

- T-分岐を用いた反射波の測定



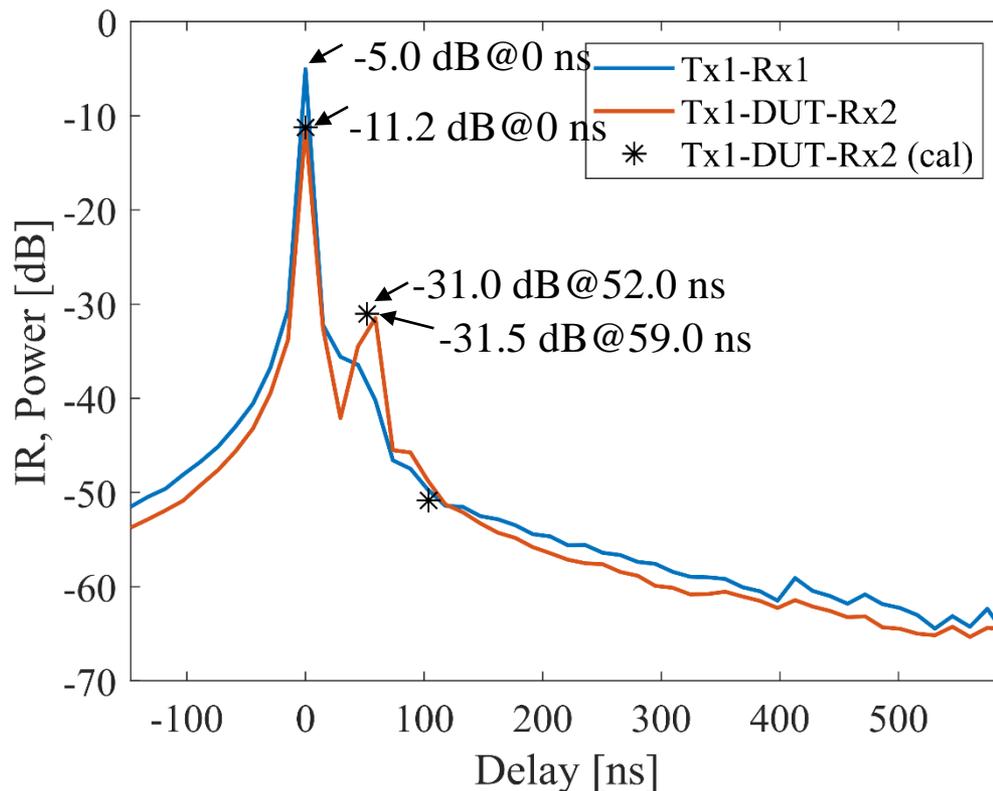
6m cable  
(open)



T-分岐

# インパルス応答の評価

- Tx1-Rx1: 直接波のみが観測されている
- Tx1-DUT-Rx2
  - ケーブル端からの第1反射波が観測でき、計算値と概ね一致を確認
  - 第2 反射波以降は、測定可能なダイナミックレンジ内で観測できなかった



同軸ケーブル内の電磁波の伝搬速度が真空中に比べて77%程度であることとケーブルの経路長と減衰率を考慮して計算された遅延時間:

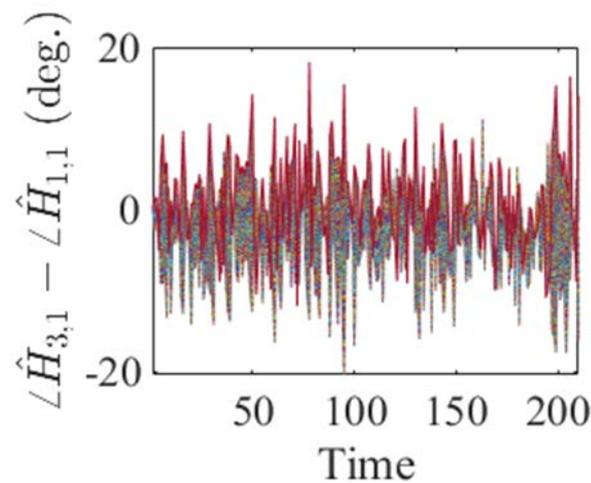
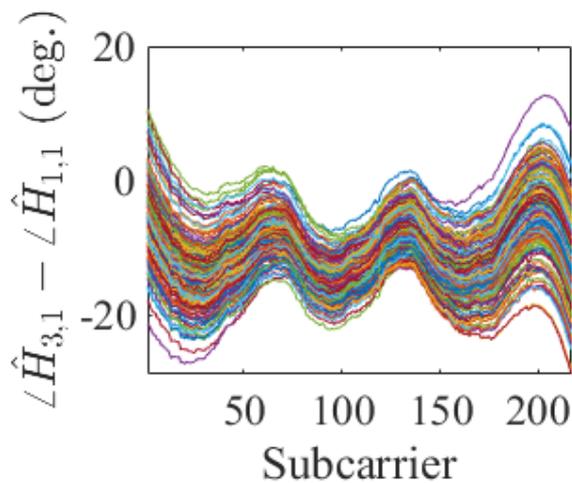
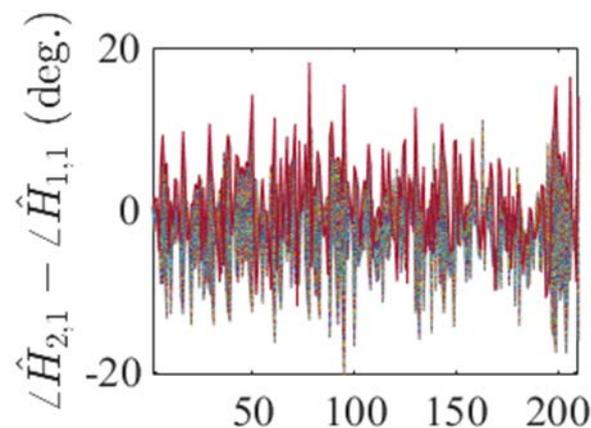
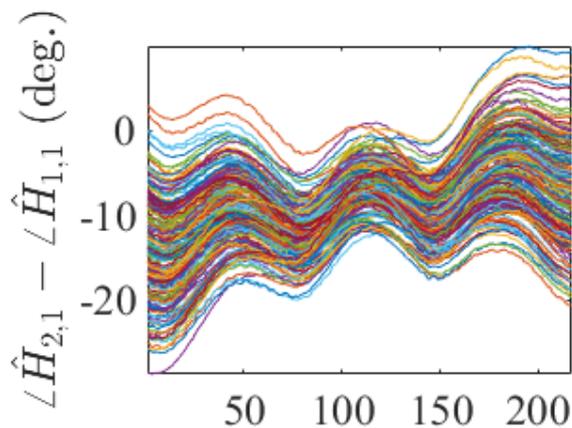
$$\frac{6\text{m} \times 2}{3 \times 10^8 \times 0.77} = 52\text{ns}$$

電力減衰分:

$$6\text{m} \times 2 \times 1.65\text{db/m} = 20\text{dB}$$

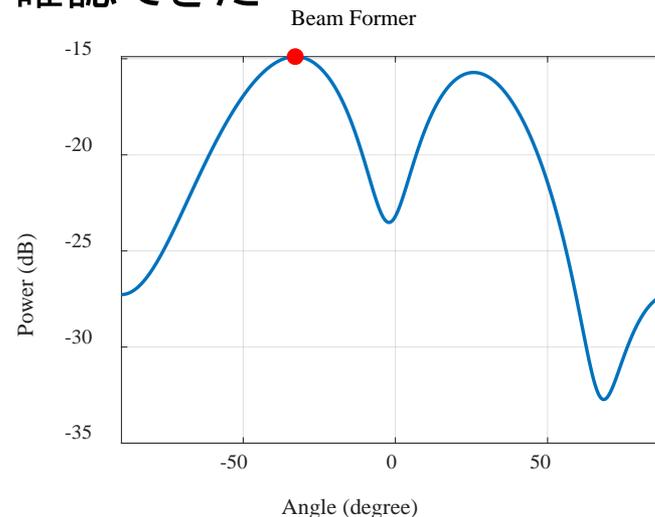
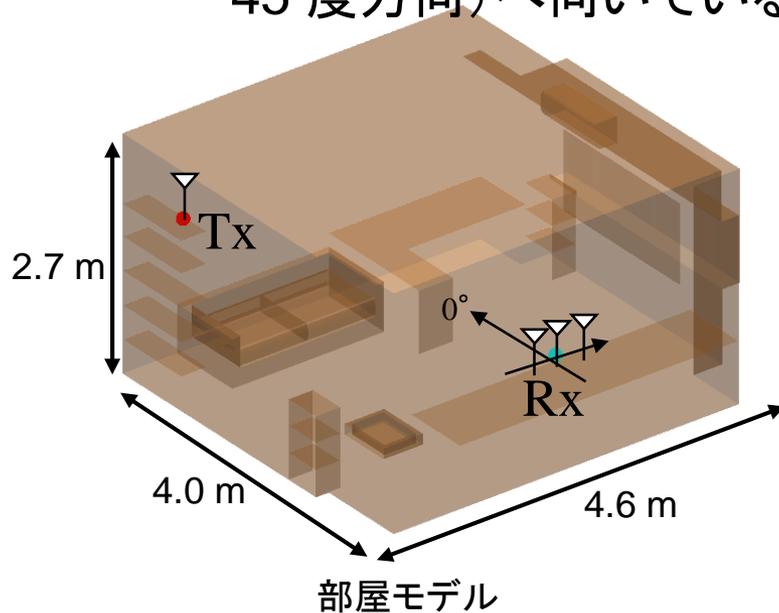
# チャンネル間位相安定性の評価

- 電力分配器を用いてTx1 信号を分配し, Rx1, Rx2, Rx3 へ入力し. それから, 210 個の伝搬チャネル特性を取得した
  - 位相のバラツキは20 度程度であることを確認



# ビームフォーミングの評価

- 1 × 3 SIMO におけるビームフォーミング評価
  - アンテナ素子をリニアに約6.3 cm 間隔(最小周波数(2403 MHz)の半波長)で並べた
- インパルス応答のピーク成分におけるビームフォーミング
  - 多重波環境のため正確ではないが、ビームが概ね送信機方向(-45 度方向)へ向いていることが確認できた



**(II-6)**

**無線通信路の時空間特徴量を用いた  
屋内測位法**

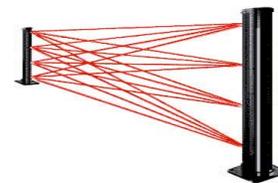
# 研究背景

- AIやIoTの台頭によるスマートホームへの関心の高まり
  - 侵入者検出 [1]や屋内測位・動作検出などが可能
- 高齢者の単独世帯や夫婦のみの世帯が増加 [2]
  - 家庭内事故や孤立死の深刻化
    - 高齢者の見守りシステムの開発が重要
    - 安心安全な社会に向けたICTの出現
- 見守りシステムの要件
  - 信頼性
  - シンプルな構成
  - Etc...

→ WiFiを使用したシンプルな構成でのシステム開発の検討

## 既存手法

### ◆ 赤外線センサ



(<http://www.s3-sg.com/sensor-system-comparisons.html>)

- 低カバレッジ

### ◆ ビデオカメラ



(<http://kokoontechnology.com/2018/01/31/intruderburglar-alarm-fire-alarm-cctv/>)

- プライバシー問題 etc...

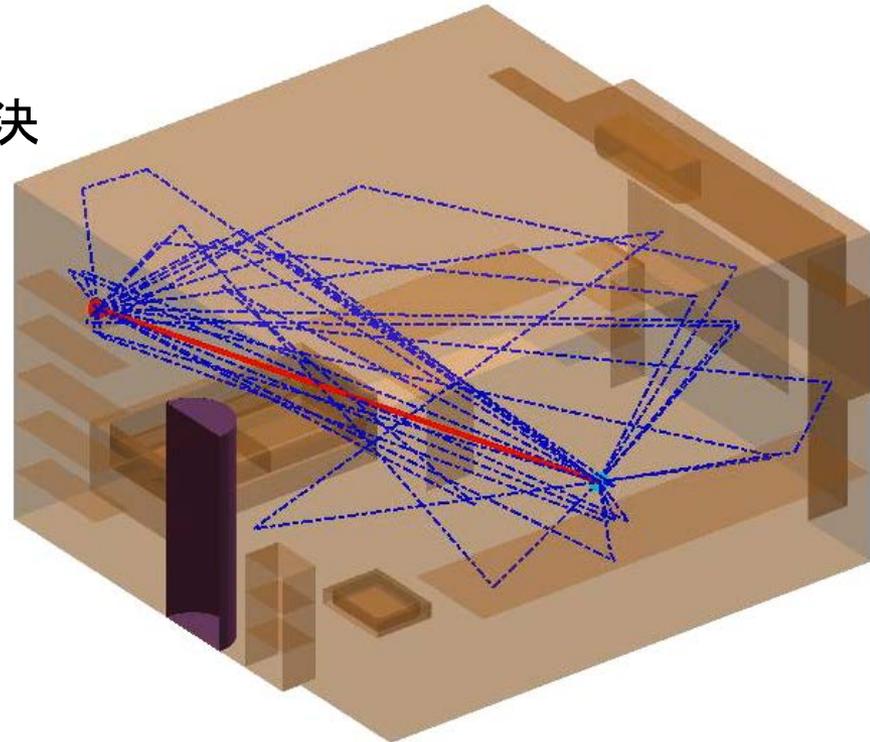
[1] S. Yasukawa and M. Kim, "Intruder Detection Using Radio Wave Propagation Characteristics," IEEE/IEIE ICCE-Asia 2018, Jun. 2018.

[2] 内閣府, "平成30年度版高齢者社会白書(概要版)(PDF版)," <http://www8.cao.go.jp/kourei/whitepaper/w-2018/gaiyou/pdf/1s1s.pdf>, 参照July 20, 2018.

# 電波伝搬特性を用いた検出手法

- WiFiを使用したシステムの概要
  - 受信機と送信機だけのシンプルな構成
  - 広いカバレッジ
  - プライバシーの問題を解決
  - 暗闇の中でも検出可能

人体により  
マルチパスが変化



電波伝搬特性を用いた検出方法

# 既存研究と本研究の目的

- 既存研究の問題点
  - 空間特徴量を利用した屋内測位 [3]
    - 精度を高くするために多くのアンテナ素子を使用
      - 構成の複雑化, 導入コストの増加
- 本研究の目的
  - 時空間特徴量を利用した屋内測位システムの開発
    - 少ないアンテナ素子数で高精度の検出
  - レイトレーシングシミュレーションを活用した考察
    - 検出メカニズムの可視化
    - 分類精度の確認

# 従来手法

## ■ 空間特徴量を利用した統計的手法 [3]

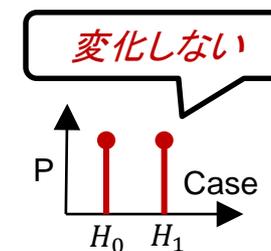
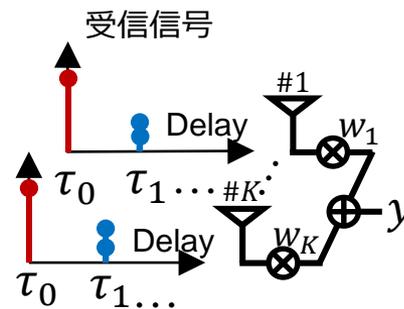
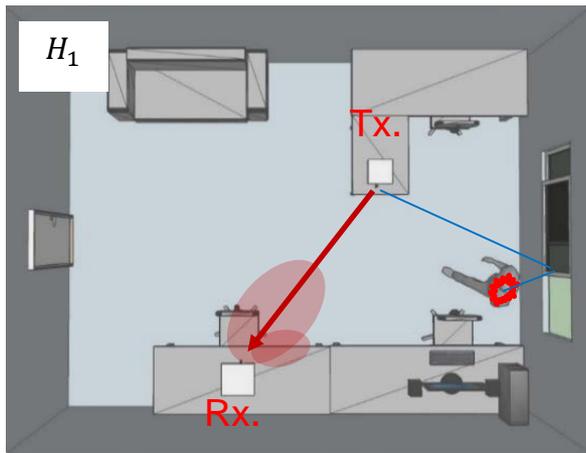
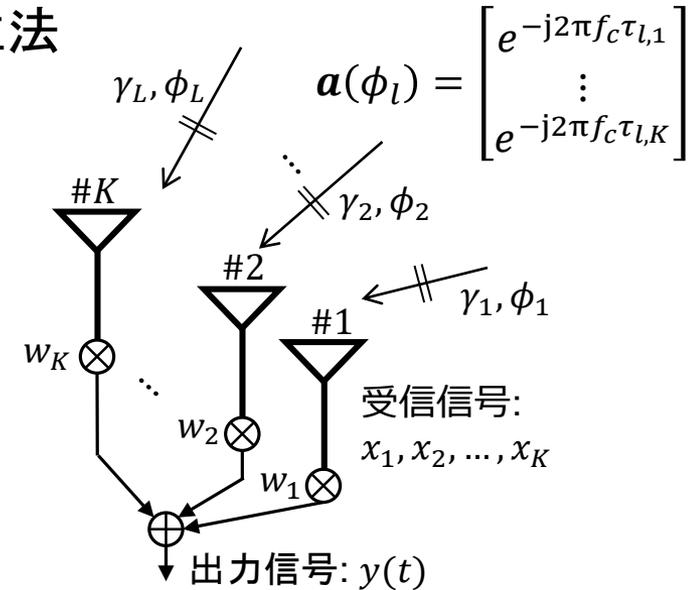
- 固有値・固有ベクトルを用いた屋内測位法

$$\lambda' := \lambda_1 \quad \mathbf{v} := \mathbf{e}_1 \propto \sum_{l=1} \gamma_l \mathbf{a}(\phi_l)$$

- 特徴量

$$P = |\mathbf{v}_0^H \cdot \mathbf{v}| \quad Q = 1 - \frac{|\lambda' - \lambda'_0|}{\lambda'_0}$$

$\lambda_1$ : 第一固有値  
 $\mathbf{e}_1$ : 第一固有ベクトル  
 $\lambda'_0, \mathbf{v}_0$ : 基準となるデータ



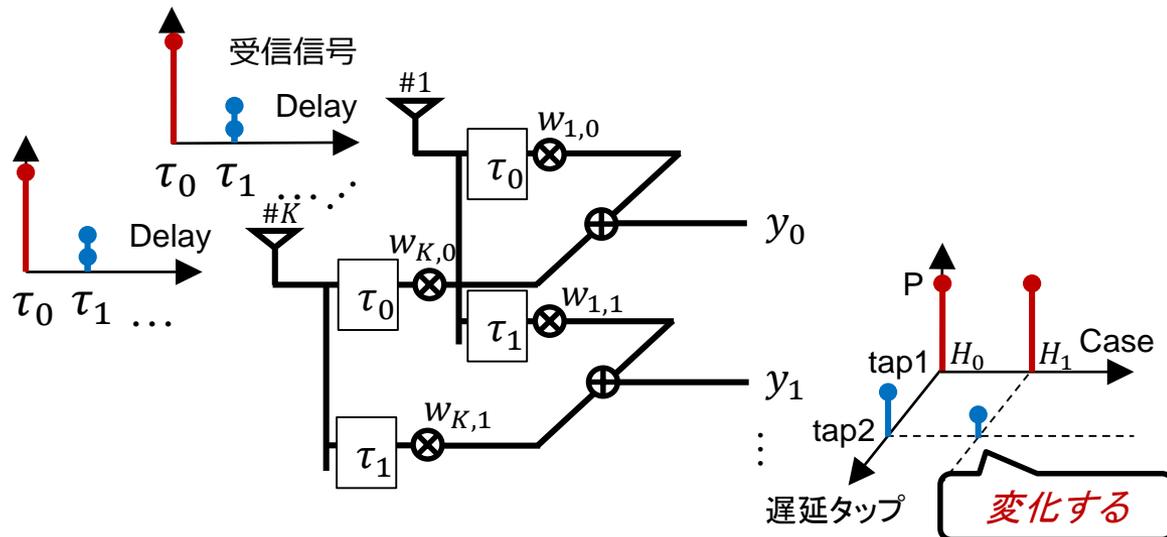
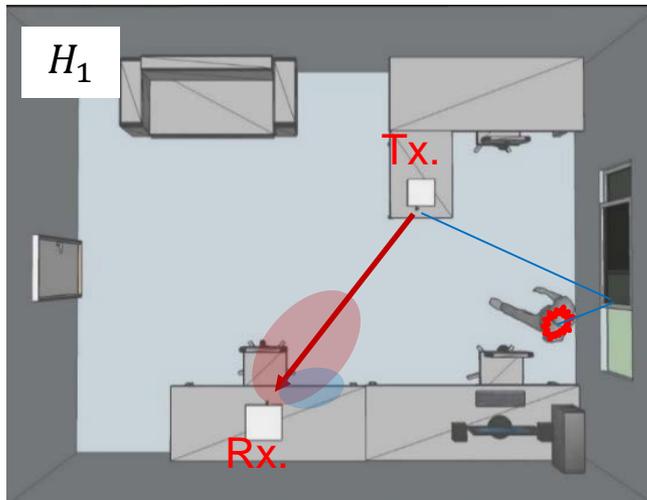
→ 電力の大きい支配的なパスに強く影響される

# 提案手法(固有ビーム)

- 時空間特徴量を利用した統計的手法
  - 広帯域における遅延時間の利用
    - 遅延時間ごとにパスを分離
    - 特徴量(従来手法の拡張)

$\lambda_1$ : 第一固有値  
 $e_1$ : 第一固有ベクトル  
 $v_0, \lambda'_0$ : 基準となるデータ  
 $n$ : 遅延タップ

$$P_n = |v_{0,n}^H \cdot v_n| \quad Q_n = 1 - \frac{|\lambda_n' - \lambda'_{0,n}|}{\lambda'_{0,n}}$$

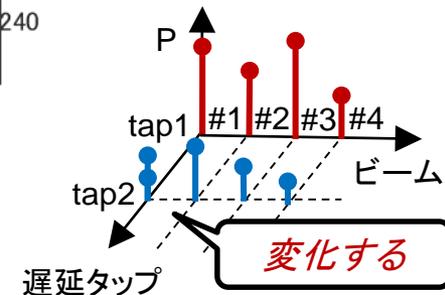
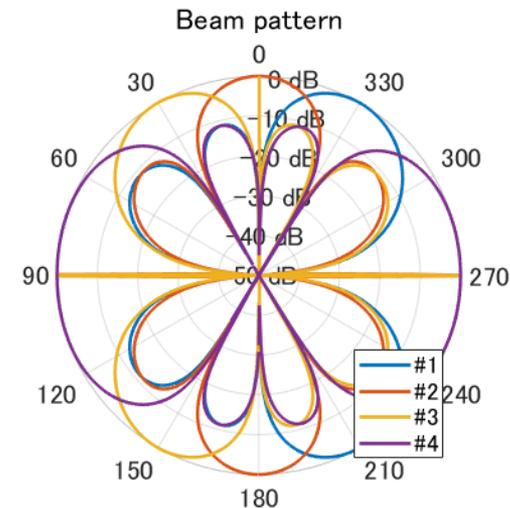
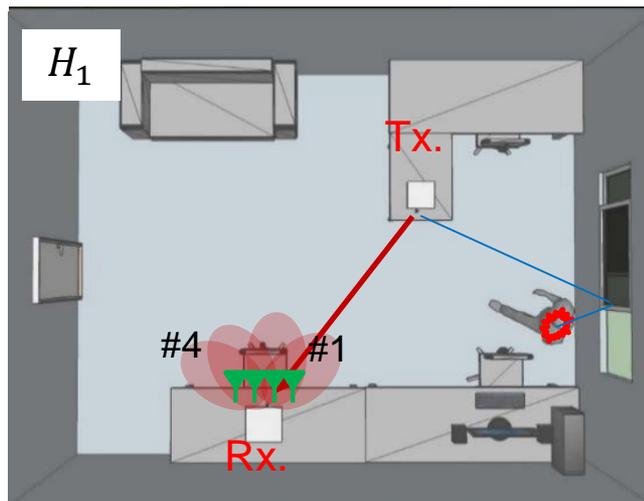


# 提案手法(セクタビーム)

- 到来方向ごとの電力値の利用
  - ビームフォーミングで到来方向ごとにパスを分離
  - 特徴量

$$P_{m,n} = E \left[ |y_{m,n}(t)|^2 \right]$$

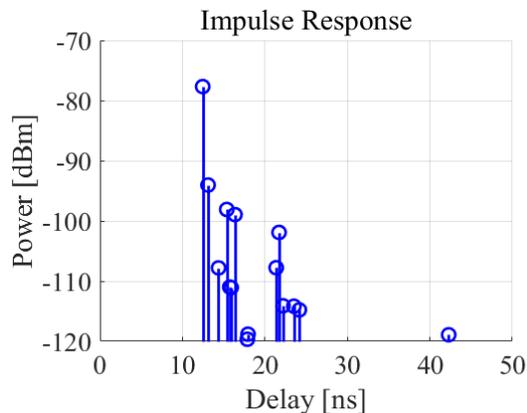
$m$ : ビームのインデックス  
 $n$ : 遅延タップ



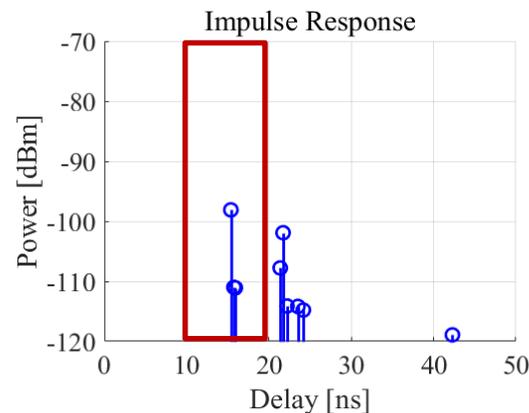
→ 電力の低いマルチパスを遮った場合でも人体を検出可能

# 評価方法

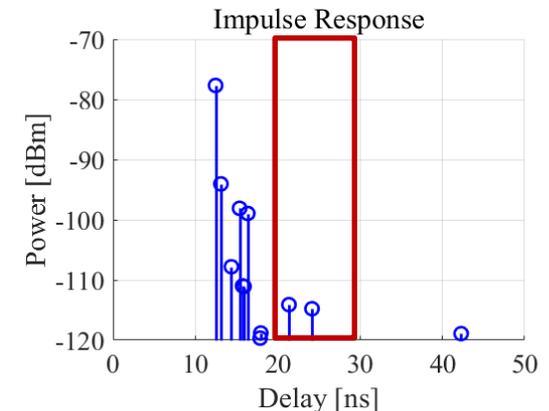
- レイトレーシングシミュレーションによる検証
  - 人を移動させて各位置でのインパルス応答を取得
    - パスの分離を行う帯域幅を決定 ( $W = 60 \text{ MHz}$ )
  - 人の位置によるインパルス応答の変動を捉える
    - インパルス応答から各特徴量を抽出



人が存在しない場合



直接波を遮る場合



反射波を遮る場合

人の位置によるインパルス応答の変動

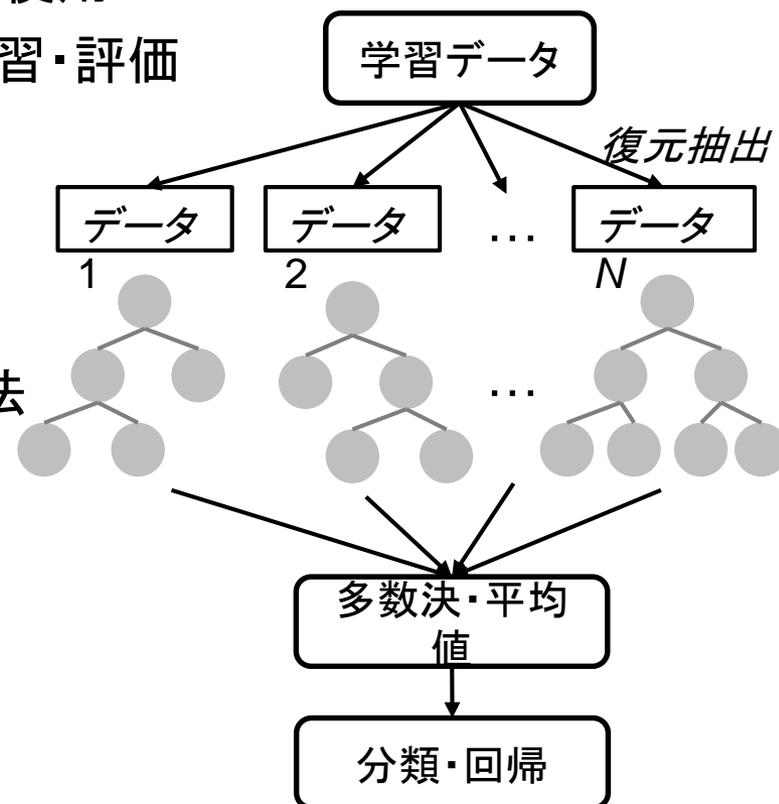
# 評価方法

## ■ 機械学習法(ランダムフォレスト)で人の位置を予測

- Pythonのscikit-learn(ver.0.19.1)を使用
- 学習データ:評価データ=7:3 で学習・評価

## ■ ランダムフォレスト

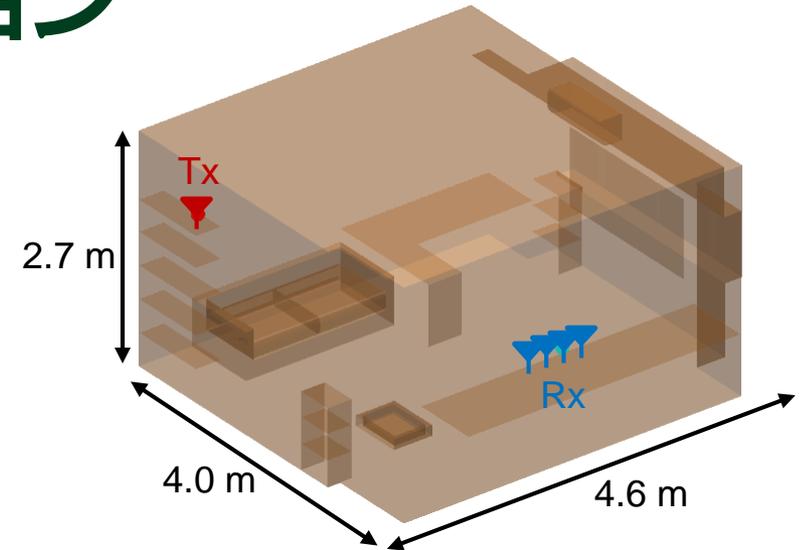
- 分類・回帰に使用可能
  - 多クラス問題に拡張可能
- 決定木ベースのアンサンブル学習法
  - 高い汎化性能



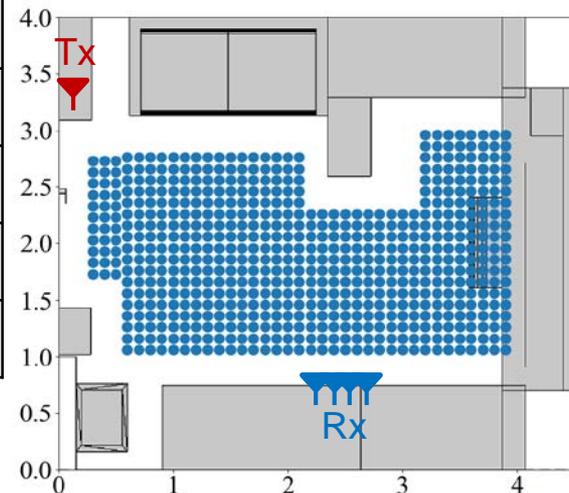
ランダムフォレストのアルゴリズム

# シミュレーション環境

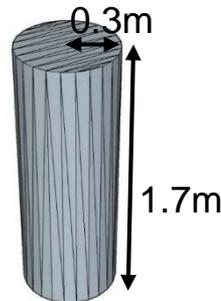
Carrier frequency	2.4 GHz
Bandwidth	60 MHz
Array geometry	Linear array
Number of antenna elements	4 (Half wavelength spacing)
Antenna element pattern	Omni directional
Number of reflections	3
Number of diffractions	1
Number of transmission	0
SNR	30 dB
Number of training samples	427
Number of testing samples	184



部屋モデル



人体モデルの位置(中心点)

人体モデル  
(円柱に近似)

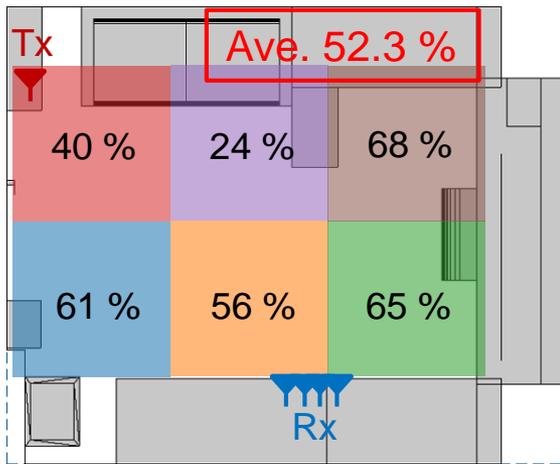
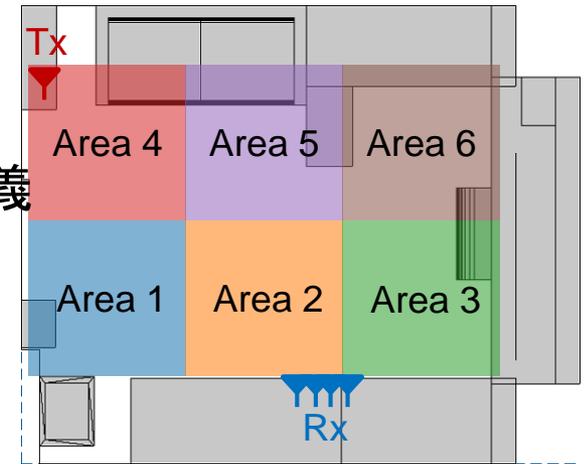
# 分類結果

## ■ 分類エリア

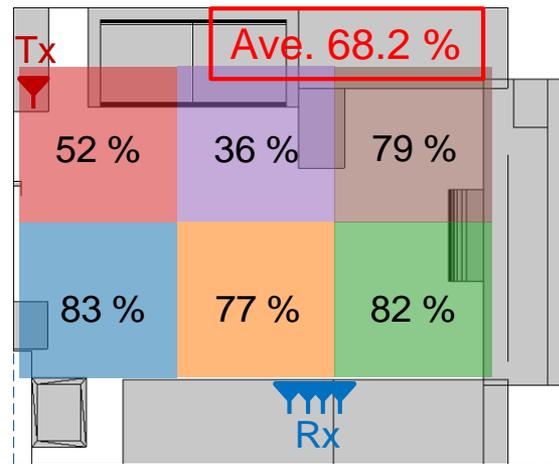
- 1つのエリアを1.3 m × 1.3 mの大きさで定義

## ■ 評価結果

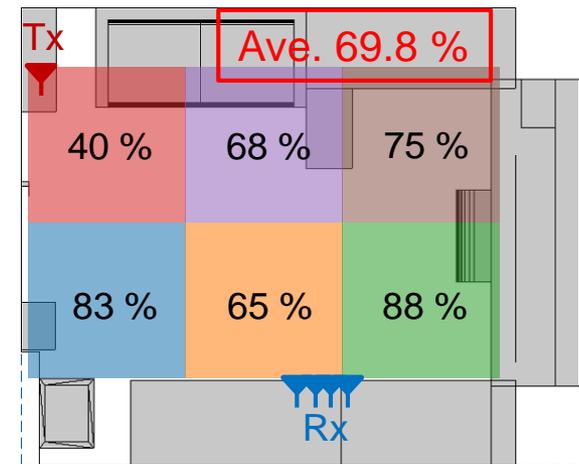
- 遅延時間の利用により約17%向上
  - 直接波成分以外のパスが作用



従来手法



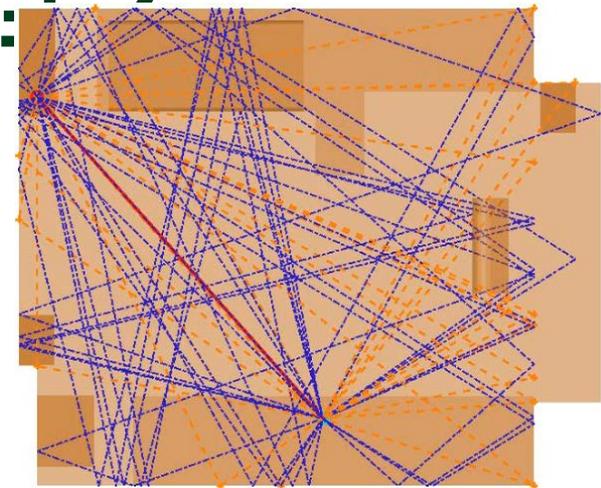
提案手法(固有ビーム)



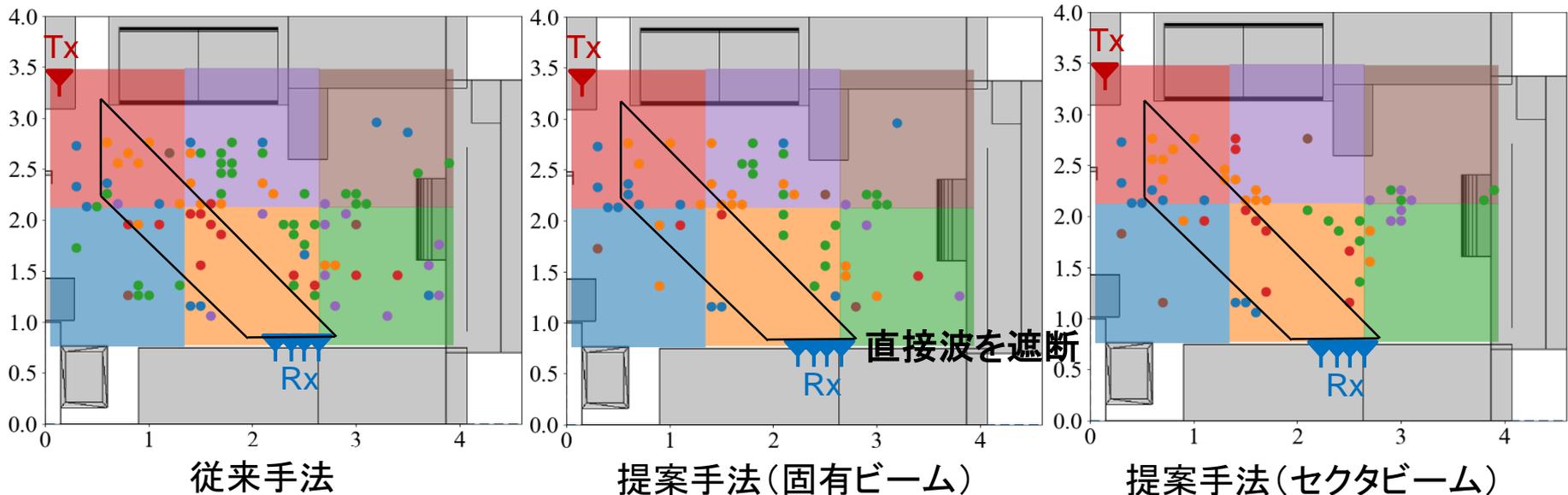
提案手法(セクタビーム)

# 誤分類したポジション

- 直接波を遮るポジション
  - アンテナの位置の調整
- 2回反射以降のみを遮るポジション
  - 遅延タップ数を増やす
- エリアの境界付近のポジション
  - 回帰分析から許容する誤差を考察



シミュレーションから得られたパス

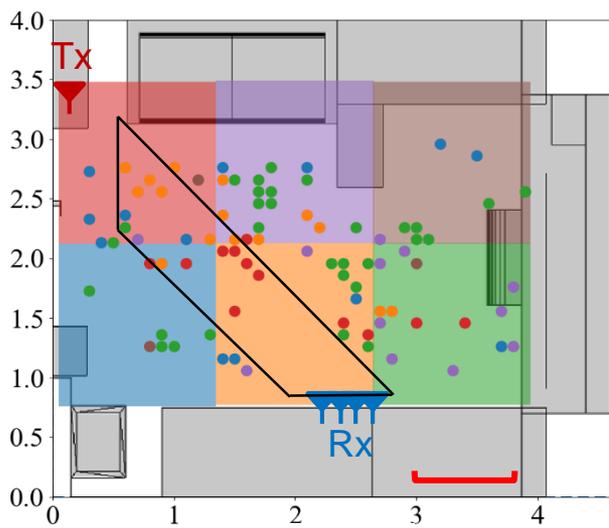
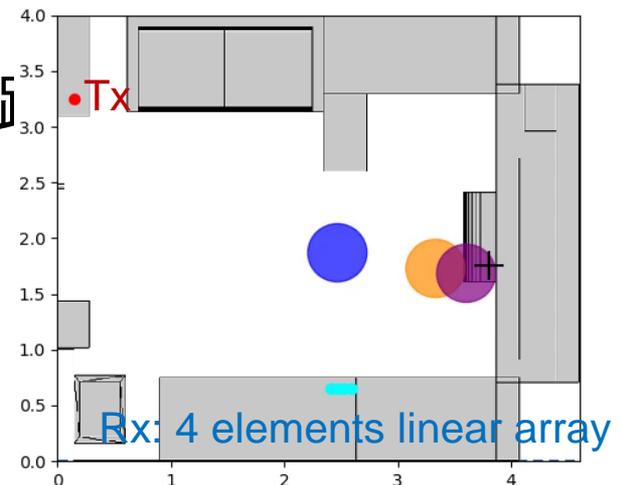


# 回帰分析結果

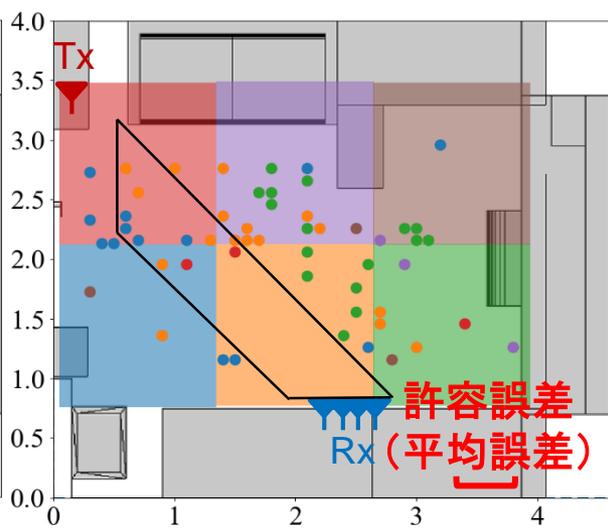
## ■ 平均誤差(真値と予測値のユークリッド距離)

- 従来手法
  - 約0.70 m
- 提案手法
  - 固有ビーム: 約0.52 m
  - セクタビーム: 約0.42 m

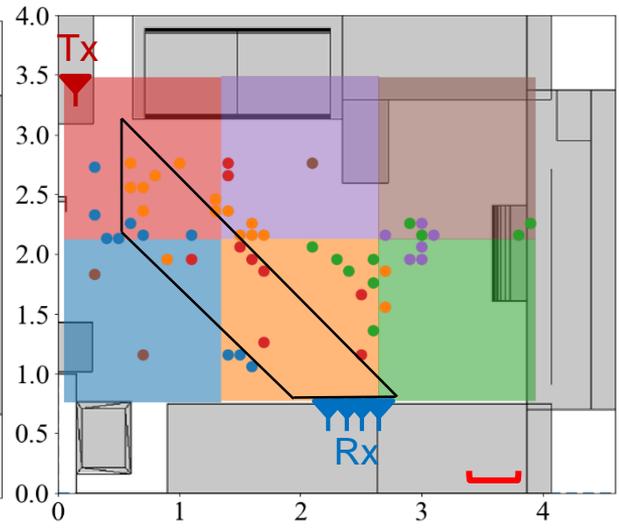
+ : 真値  
 ● : 従来手法  
 ● : 提案手法 (固有ビーム)  
 ● : 提案手法 (セクタビーム)



従来手法



提案手法(固有ビーム)



提案手法(セクタビーム)