

# 博士学位論文

## 超広帯域電波センサによる 浴室内見守りシステムに関する研究

2020年3月

北九州市立大学大学院 国際環境工学研究科

情報工学専攻

自見 圭司

# 超広帯域電波センサによる

## 浴室見守りシステムに関する研究

### 要旨

近年、超高齢化社会の到来に伴い、「安心・安全な社会の実現」への欲求が高まっている。超広帯域（UWB : Ultra-wideband）電波センサは高い分解能を持ち、全天候性をもつ非接触センサとして注目されている。特に、家庭内見守りにおいては非接触かつ高いマルチパス耐性を持つセンサとして注目されている。しかしながら、超広帯域を占有するため、利用効率の改善や他の無線システムとの干渉回避が課題である。屋内はマルチパス環境が厳しく、高精度な推定には高い分解能を必要とすると考えられている。しかし、干渉回避を考慮した場合、占有できる帯域幅には限界がある。特に浴室のように狭い空間では、対象からの信号をマルチパスから分離することが困難であり、信号の特徴から対象の状態を識別する応用システムが必要とされる。そこで本研究では、UWB電波センサによる浴室見守りシステムと、複数の無線が混在する家庭内環境を想定して、センサの周波数共有や干渉回避の課題に対して具体的方法を提案し、その有効性を実験的に検討している。

第二章では、UWB電波センサの技術について述べる。ここでは、基礎となる超広帯域無線技術について述べ、その応用であるUWB電波センサとその変調方式について説明する。また、UWB電波センサの空間分解能について言及しており、高分解能化の現状と課題について述べている。

第三章では、UWB電波センサにおいて少ない帯域幅で高い分解能を実現する超分解能化の手法について実験的に検討する。ここではKhatri-Rao積仮想アレー処理を応用することで仮想的に帯域幅を拡張し、超分解能を実現する手法について検討している。

第四章では、UWB電波センサにおける被干渉回避の手法について実験的に検討する。ステップドFM-UWB電波センサは干渉検知・回避（DAA : detect and avoid）機能を有するセンサであり、任意の周波数の送信を停止することで既存システムへの与干渉を回避できる。一方で、被干渉回避では、欠落した周波数により、取得されるレンジスペクトルの劣化が課題となる。そこで、周波数の欠落を補償し、その劣化を抑制する手法を実験的に検討している。

第五章では、UWB電波センサの浴室見守りセンサシステムへの応用について述べる。浴室内は非常にプライベートな空間かつ、高温多湿となる環境である。したがって、プライバシーを保護でき、耐環境性を持つUWB電波センサを用いた浴室見守りセンサシステムの実用化が注目されている。本研究では、既存のUWB電波センサを用いて

おり、機械学習を取り入れた手法を提案している。また、状態遷移確率を定義する隠れマルコフモデルを機械学習に取り入れることで、入退室や危険状態を含む入浴者の状態を高精度に推定する。

本論文により、複数の無線システムが混在する家庭内環境における UWB 電波センサ応用システムの課題を解決し、実用化への道筋を示すことができたと考えられる。

# Bathroom monitoring system using ultra-wideband wireless sensor

## Abstract

Recently, the requirements for the realization of a safe, secure and convenient society are increased with the advent of a super-aging society. Ultra-wideband (UWB) wireless sensor has attracted attention as sensors with high resolution and all-weather properties. In particular, it is attracting attention on home monitoring as a wireless sensor with anti-multipath capability. However, since it occupies an ultra-wideband, it requires co-existence with other wireless systems. It is considered that room monitoring requires high resolution. However, the bandwidth is limited. Especially in a small space such as a bathroom, it is difficult to separate the signals and identifies the state of the object from the characteristics of the signal is needed.

In this paper, an application of the UWB wireless sensor and a specific method for the problems of co-existence are proposed.

In Chapter 3, a super-resolution technique that achieves high resolution with a narrower bandwidth in a UWB wireless sensor. A method for realizing super-resolution using the Khatri-Rao product virtual array processing is proposed.

In Chapter 4, a technique for avoiding interference in UWB wireless sensors is proposed. The stepped FM-UWB wireless sensor has a detect and avoid (DAA) function and stop the transmission of an arbitrary frequency to avoid interference. However, the range spectrum is degraded due to the missing frequency. Therefore, the method of interpolation for the frequency and suppressing of the degradation is proposed.

Chapter 5 describes the application of a UWB wireless sensor to a bathroom monitoring sensor system. Since the bathroom has a problem which is a privacy protection and humidity, a bathroom monitoring sensor system using a UWB wireless sensor has attracted attention. In the proposed method, a hidden Markov model (HMM), which is one of the machine learning methods, to estimate the state of bathers, including entrance and exit and danger state.

The problem for the practical use of a bathroom monitoring system with a UWB wireless sensor in the home environment can be solved by the proposed scheme and some directions are made clear.

# 目次

第1章 序論.....	1
1.1 緒言 .....	1
1.2 高齢化と浴室内見守り .....	2
1.3 電波センサとその技術 .....	5
1.3.1 電波センサ技術 .....	5
1.4 電波センサの変調方式.....	6
1.4.1 FMCW 方式.....	6
1.4.2 パルス方式.....	10
1.5 本論文の構成.....	11
1.6 結言 .....	11
第1章 参考文献.....	12
第2章 超広帯域電波センサ.....	14
2.1 緒言 .....	14
2.2 超広帯域無線技術 .....	14
2.3 超広帯域電波センサ .....	17
2.3.1 超広帯域電波センサの変調方式 .....	17
2.4 空間分解能の高分解能化 .....	24
2.4.1 到来方向推定 .....	25
2.4.2 MIMO 電波センサ .....	28
2.4.4 Khatri-Rao 積仮想アレー処理.....	33
2.5 結言 .....	35
第2章 参考文献.....	36
第3章 超広帯域電波センサの超高分解能化の実験的検討.....	37
3.1 緒言 .....	37
3.2 Khatri-Rao 積仮想アレー処理による超高分解能化法.....	38
3.2.1 Khatri-Rao 積仮想アレー処理による距離分解能の改善.....	38
3.2.2 マルチパス環境下における相互相関問題 .....	41
3.3 実証実験 .....	45
3.3.1 実験諸元 .....	45
3.3.2 実験結果 .....	47
3.4 結言 .....	53
第3章 参考文献.....	54

第4章	ステップド FM-UWB 電波センサによる被干渉回避	55
4.1	緒言	55
4.2	UWB 電波センサの干渉回避技術	56
4.2.1	スペクトルホール	56
4.2.2	スペクトルホールの課題	56
4.3	Khatri-Rao 積仮想アレー処理によるスペクトルホール補償	60
4.4	主成分分析による信号復元	63
4.5	実証実験	64
4.5.1	実験諸元	64
4.5.2	実験結果	66
4.6	結言	72
第4章	参考文献	73
第5章	超広帯域電波センサによる浴室内見守りシステム	74
5.1	緒言	74
5.2	従来の浴室内見守りシステム	74
5.3	浴室内見守りセンサシステムの概要	76
5.3.1	ミリ波 UWB 電波センサ	76
5.3.2	アルゴリズム概要	78
5.3.3	システムの概要	80
5.4	実証実験	113
5.4.1	実験緒言	113
5.4.2	実験結果	116
5.5	結言	121
第5章	参考文献	122
第6章	結論	124
	謝辞	127
	研究業績	128

# 第1章 序論

## 1.1 緒言

日本では急激な超高齢化が進み、また、欧米諸国をはじめとする先進国においても高齢化が急速に進んでいる。このような高齢化が進む中で、近年ではセンサ技術や信号処理技術の発展に伴い、高齢者を含めた人々の「安心・安全な社会の実現」への要求が高まっている。例えば、高齢者の事故などの防止・早期発見、健康状態のモニタリング、自動運転、など、様々な分野での要求がある。これらの要求に対して、カメラ、赤外線、ドップラなどの様々な非接触センサによる研究開発が盛んに行われている。しかしながら、プライバシーの保護などの観点から、これらのセンサは家庭内への導入が困難である。特に、近年事故件数が増加している浴室内に設置する場合、プライバシー保護の他に高温多湿な環境への対応が重要であることから、カメラなどを用いたシステムの導入は困難である。

近年では、新たなアプローチとして超広帯域（UWB : Ultra-wideband）電波センサによるシステムが検討されている。電波センサは耐環境性を持ち、映像によるプライバシー侵害の心配がないため、屋内見守りの分野で注目されている。また、超広帯域を占有することにより、高い距離分解能を実現することが可能である。ただし、広い帯域幅を占有するため、既存の無線システムと共存しつつ、高い分解能を得ることが課題となる。そこで本研究では、UWB 電波センサを屋内見守りに適用する際の将来的な課題の一つとして、周波数利用効率の改善を挙げ、高分解能化と干渉回避によるアプローチについて述べる。また、早急な課題として、UWB 電波センサを用いた浴室見守りシステムについて検討する。本研究により、複数の無線システムが混在する家庭内環境における UWB 電波センサによる浴室見守りシステムの課題を解決し、実用化への道筋を示す。

本章では、研究背景として浴室見守りについて述べたのち、屋内見守りに関する電波センサの有効性を示すため、従来の電波センサ技術について述べる。

## 1.2 高齢化と浴室内見守り

近年、先進国を中心に超高齢化が問題となっている。日本では、2018年10月1日現在における65歳以上の高齢者人口は総人口の28.1%を占め、世界一の高齢化国となっており、その割合は今後も急激に増加すると予想されている[1-1]。また、超高齢化社会に伴い高齢者のみの世帯も年々増加している。昭和55年（1980年）では単独または夫婦のみの世帯は約26%であったが、平成29年（2017年）では58%以上と過半数を超えている。高齢化に伴い高齢者の家庭内事故も増加している。高齢者白書によると65歳以上の高齢者の事故発生場所は住宅が75%以上を占めており、交通事故の約7倍の件数となっている。その中でも特に入浴時の事故は大きな問題となっている。図1.1は高齢者の不慮の溺死・溺水による死亡者数の年次推移を表したグラフである[1-2]。高齢者の溺死数は年々増加しており、特にその約7割を占める「家」、「居住施設」の「浴槽」における死亡者は平成23年の時点で交通事故を上回っていることがわかる。ただし、この統計には病死などによる死亡は含まれていない。入浴中の死因として虚血性心疾患などの心疾患、脳血管障害などによる病死も挙げられる[1-3]。これらの病死を含む入浴時の死亡者数は推計で年間約19,000人とされている。この原因の一つとして事故の発見の遅れが考えられる。浴室内は非常にプライベートな空間であることから、事故発生時に入浴者が外に助けを求めることは困難である。一方で同居者が安否確認を行う場合も、入浴時間の長さなどから異常を判断することしかできない。日本法医学会企画調査委員会の調査報告によると、発見の経緯は「一人暮らしであるため、安否確認により知人や警察官などが発見」が最も多く、次いで「入浴時間が長いため」が多いと報告されている[1-4]。このように一人暮らしの高齢者の増加は発見が遅れる原因の一つとなっている。

近年では、高齢者も安心して暮らせる「安心・安全な社会の実現」への要求が高まっており、その実現に向けて様々な技術が研究・開発されている。浴室内見守りのような家庭内見守りは、利用者にとっては日常生活の監視であることから、特にプライバシーの保護が重要である。ここで、浴室内見守りを目的として、各種見守りセンサの比較を行う。見守りセンサとして、ウェアラブルセンサなどの接触センサ、画像センサ、赤外線センサ、ドップラセンサ、UWB電波センサなどの非接触センサが挙げられる。表1.1に見守りセンサの比較表を挙げる。

ウェアラブルセンサを用いた方法では、加速度センサ、ジャイロセンサ、光センサなどのウェアラブルセンサを使用する。ウェアラブルセンサは画像センサと異なり、プライバシーを保護しながら利用者の安全状態を検出できる。例えば、ベストの首に取り付けられた携帯型転倒検知装置が提案されている[1-6]。また、加速度やジャイロなどを計測する慣性センサと気圧計を使用した転倒検出法などが提案されている[1-7]。しかし、これらウェアラブルセンサのような接触センサの最大の欠点は、入浴者に着用による不



快感を与えることである。また、ウェアラブルデバイスは着用を前提としていることから、認知症患者などは着用を忘れる恐れがある。

画像センサを使った方法では、カメラと深度センサを使用して利用者を監視することで、転倒検知や生態情報の取得などを実現している[1-9]。転倒検知では頭部の追跡などを行うことで96%を超える検出率が報告されている[1-11]。また、心拍によって引き起こされる頭部の微妙な動きを利用した心拍計測法などが提案されており、心電図で測定された心拍数とほとんど同じ結果が得られることが報告されている[1-12]。しかしながら、カメラなどの画像センサは利用者のプライバシーを侵害することが知られており、センサ部は露出しなければいけないことから、利用者はプライバシーの侵害によるストレスを感じる恐れがある。また、湯気や湿気によってレンズが曇る場合も考えられる。この場合、カメラの性能は著しく劣化し、推定が困難になると考えられる。

赤外線センサは主に自動照明や自動ドアなど、動体検知を目的としたアプリケーションに用いられる。赤外線センサは対象の状態を推定することが困難である。また、高温多湿な環境では、外乱によってその性能が劣化する。

ドップラセンサは、プライバシーを侵害せず、装着の必要がない非接触センサである。計測時間で起きる位相シフトを利用して、呼吸や心拍の推定を行うことができる。しかしながら、ドップラセンサは距離を推定することができないため、複数人数の見守りや、浴室等において湯面変動などの影響を無視することは困難である。

UWB 電波センサは精度の高いセンサであり、ドップラセンサと同様にプライバシーの侵害や不快感などの問題を伴わない。また、画像センサのように湯気や湿度による影響が小さく、湯面変動による影響を分離することができる。したがって、プライバシー保護を要求される見守りセンサに適していると言える。

以下では、UWB 電波センサについて述べる前に、その基礎となる狭帯域電波センサについて説明する。

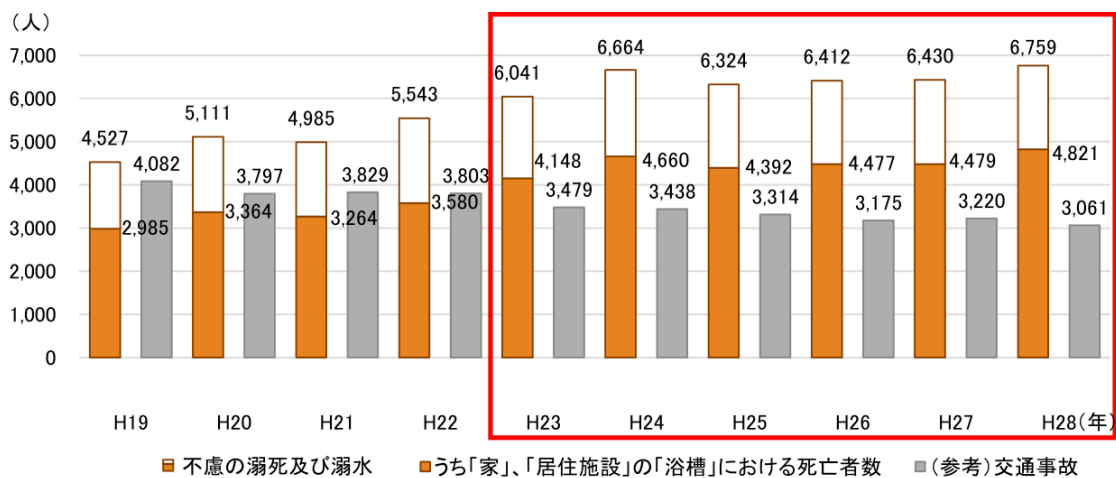


図 1.1. 高齢者の「不慮の溺死及び溺水」による死亡者数の年次推移（消費者庁 News Release 「冬季に多発する入浴中の事故にご注意ください！」より引用）

表 1.1. 見守りセンサの比較表

センサ	推定能力	プライバシー	不快感	湯気など
ウェアラブルセンサ	◎	○	×	○
画像センサ	◎	×	○	×
ドップラセンサ	×	○	○	○
UWB 電波センサ	○	○	○	○

## 1.3 電波センサとその技術

### 1.3.1 電波センサ技術

電波センサは、一般にレーダ・センサと呼ばれる。レーダ (RADAR) という呼称は、Radio Detection And Ranging から由来している[1-17]。語源が示すとおり、これは電波を発射し遠方にある目標物を検知し、そこまでの距離と方位を測る電波検知装置である。人間の目は光の力を借りて遠くを見ている。これに対しレーダは光よりもはるかに波長の長い電磁波であり、煙、雲、霧、雨や雪を通して、目で見るとはるかに遠方の物体を探知することができる。しかし、レーダは人間の目と比べると解像度が劣る。例えば、目では小さな船、飛行機を見つけて識別することができるが、レーダではこのような小さなターゲットは粗い点であるとしか認識することはできない。今日では、航空管制、地球観測、気象観測などのリモートセンシング[1-20]、地中埋没物の検知[1-21]、障害物検知及び防衛などの多くの分野で活用されている。本論文では、基本的にはレーダを電波センサと呼称する。ここでは電波センサの基本原理について解説する。

#### 1.3.1.1. 周波数帯域幅とパルス幅の関係

レーダに用いる波長の選択は分解能、指向性、アンテナの寸法によって決定される。アンテナの寸法が同じ場合、波長が短いほど、つまり周波数が高いほど、鋭い指向性が得やすく、それに伴って角度分解能や角度精度が向上する。また、周波数が高いほど、幅の短いパルスを発生しやすくなり、距離分解能及び距離精度を高くすることができる。ここで、レーダで使用する周波数帯域幅 $BW$ からパルス幅 $\tau$ は以下の式で表現できる。

$$\tau = \frac{1}{BW} \quad (1.1)$$

したがって、周波数帯域幅が広いほど幅の短いパルスを実現できる。

#### 1.3.1.2. 距離分解能

前述したように、パルス幅 $\tau$ は周波数帯域幅 $BW$ に反比例する。また、パルス幅により最小検知距離と距離分解能が決定する。そこで距離分解能を $\Delta d$ とおくと、以下のように表現できる。

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} \quad (1.2)$$

ここで、 $c$ は光速を表し、 $c \cong 3.0 \times 10^8$ [m/s]とする。距離分解能は隣接する複数の目標からの信号を分離できる目標間の最小距離を表しており、目標物が $\Delta d$ 以内に複数存在する場合はそれらの目標を分離することはできない。

### 1.3.1.3. 角度分解能

距離分解能は $BW$ によって決まるが、角度分解能はアンテナのビーム幅で表し、アンテナの直径によって決まる。ここでパラボラアンテナを例に挙げると、ビーム幅 $\Delta \theta$ は

$$\Delta \theta > 70 \frac{\lambda}{D} \quad (1.3)$$

と表現できる。ここで、 $\lambda$ は波長、 $D$ はアンテナの直径である。したがって、ビーム幅はアンテナの直径が大きくなるほど鋭くなり、角度方向における分解能が高くなることがわかる。

## 1.4 電波センサの変調方式

### 1.4.1 FMCW 方式

FMCW (Frequency-modulation-Continuous-Wave) 方式は、数百 MHz に渡って周波数変調を施した連続波信号を送信する方式である。一般に、目標との間に相対速度がある場合、距離と速度のアンビギュイティをなくすために図 1.2 に示すように周波数が線形に増加するように周波数変調した **up-sweep** 信号と周波数が線形に減少するように周波数変調した **down-sweep** 信号を交互に目標に向けて送信する。以下、三角波変調の場合についてその原理を簡単に説明する。

アンテナで取られた目標反射信号を送信信号の一部とミキシングしてビート信号を得る。この時、送信信号と反射信号のビート周波数（送信信号と反射信号の周波数差）は図 1.3(b)のようになる。**up-sweep** および **down-sweep** におけるビート周波数はそれぞれ次式で与えられる。

$$f_{\text{up}} = \frac{4 \Delta f d}{c T_m} - \frac{2v}{\lambda} \quad (1.4)$$

$$f_{\text{down}} = \frac{4 \Delta f d}{c T_m} + \frac{2v}{\lambda} \quad (1.5)$$

ここに、 $T_m$ は変調繰り返し周期であり、 $\Delta f$ は周波数帯域幅である。距離 $d$ と速度 $v$ は式

(1.4)と式(1.5)を解いて次式で求めることができる.

$$\frac{f_{\text{up}} + f_{\text{down}}}{2} = \frac{4 \Delta f d}{c T_m} \quad (1.6)$$

$$\frac{f_{\text{up}} - f_{\text{down}}}{2} = \frac{2v}{\lambda} \quad (1.7)$$

この方式の距離分解能  $\Delta d$  と速度分解能  $\Delta v$  はそれぞれ次式で与えられる.

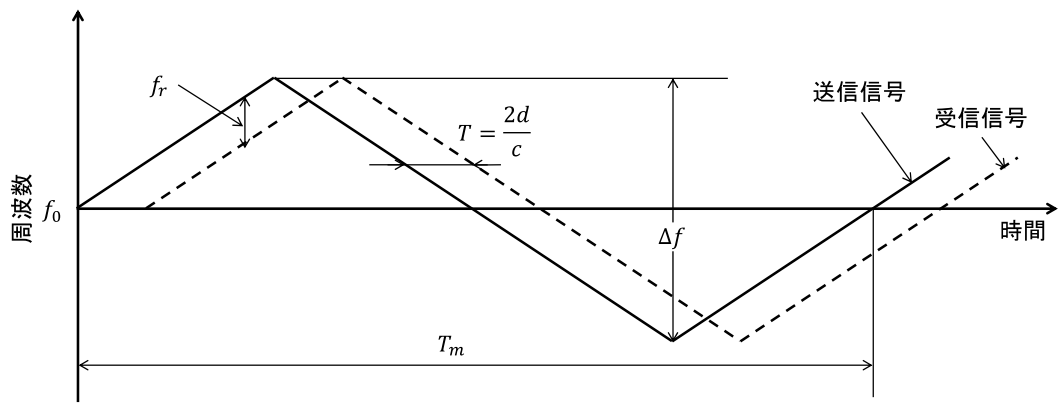
$$\Delta d = \frac{c}{2 \Delta f} \quad (1.8)$$

$$\Delta v = \frac{\lambda}{T_m} \quad (1.9)$$

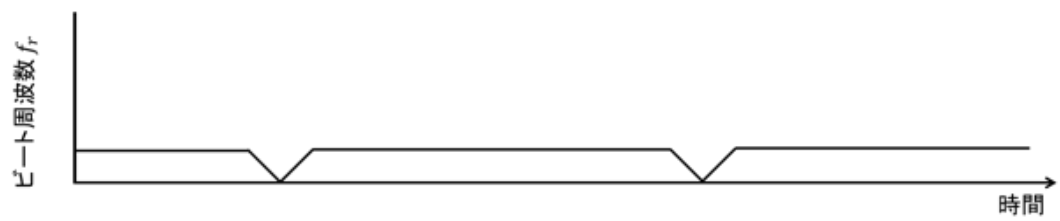
また, この方式で必要な受信器帯域幅は最大探知距離および最大探知速度をそれぞれ  $d_{\text{max}}$  および  $v_{\text{max}}$  で表すと次式で与えられる.

$$B_0 = \frac{4 \Delta f \Delta d}{c T_m} + \frac{2 \Delta v}{\lambda} \quad (1.10)$$

一般に, 同じ距離分解能を得るために必要な FMCW 方式の受信帯域幅はパルス方式のそれに比べて小さくなり, したがって, 信号処理速度についてもパルス方式に比べて低速でよい. ただし, 複数の目標からの反射信号を同時に受信した場合, この方式では同時に検出された複数の  $f_{\text{up}}$  と  $f_{\text{down}}$  の組み合わせを決定するアルゴリズムが必要となり, 信号処理が複雑になる. また, この方式では遠方にある小目標の受信信号が近くにある不要物体からの反射信号に埋もれ探知が困難となる遠近問題を抱えていることに注意が必要である.

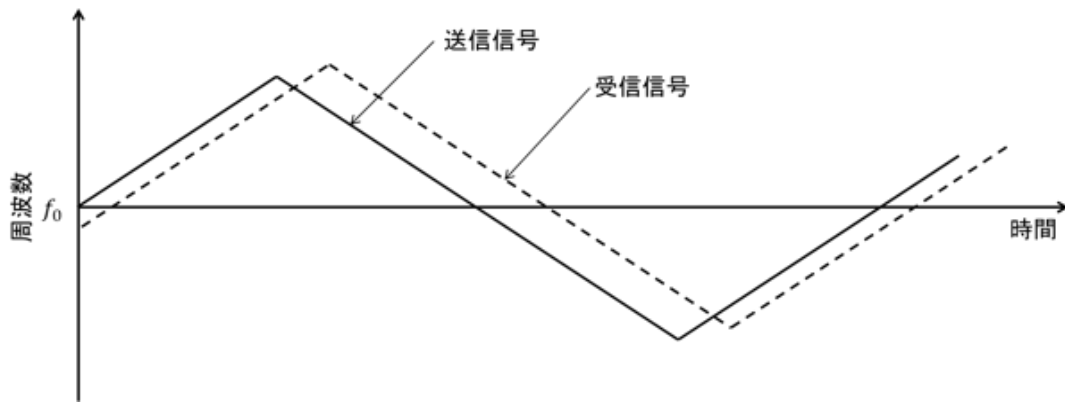


(a) 三角状周波数変調

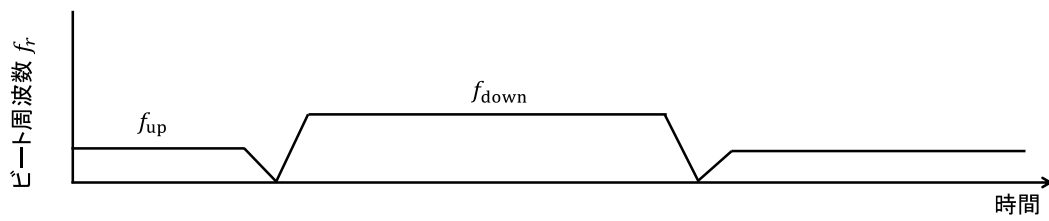


(b) ビート周波数

図 1.2. FMCW レーダの周波数対時間の関係



(a) 送信信号と受信信号



(b) ビート周波数

図 1.3. 移動目標物からの反射信号を受信した時の FMCW レーダの周波対帯時間の関係

## 1.4.2 パルス方式

パルス方式は高周波の送信周波数を等間隔ごとに区切ってパルス状にして発射する方式である。パルス方式は遠距離の目標を検出し、その距離、方位、さらにその移動速度まで測定することができる。パルスレーダは、図 1.4 に示すように高周波の送信周波数を等間隔ごとに区切ってパルス状にして送信する。目標からの反射信号は図 1.4 に示すようなパルス波形となる。この反射信号は、パルスを送信してから $\Delta t = 2d/c$ の時間で受信機に達する。パルス方式では、普通、送信用と受信用は同じアンテナを使用する。パルスが発射されるとき、送信機は送受切換器によってアンテナに接続され、パルスが発射された後は、アンテナは受信機側に接続される。

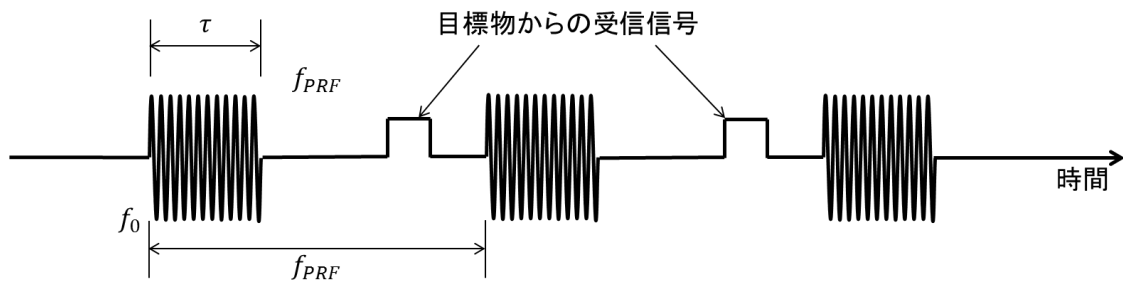


図 1.4. 送信パルスと目標物



## 1.5 本論文の構成

図 1.5 に本論文の構成を示す。第 2 章では UWB 電波センサの特徴や利点について説明した後、UWB 電波センサの性能を示す空間分解能の課題について説明する。第 3 章では UWB 電波センサの周波数利用効率の改善のため、周波数帯域幅に依存しない高分解能化法を実験的に検討する。第 4 章では UWB 電波センサの干渉問題について触れ、第 3 章において提案する手法を更に応用した干渉による性能劣化の改善と高分解能の両立を行う手法を提案し、その有効性について検討する。第 5 章では UWB 電波センサを用いた浴室見守りセンサシステムを検討しており、UWB 電波センサから取得される信号に対して機械学習を用いた状態推定法を提案し、システムの実用化を目指す。

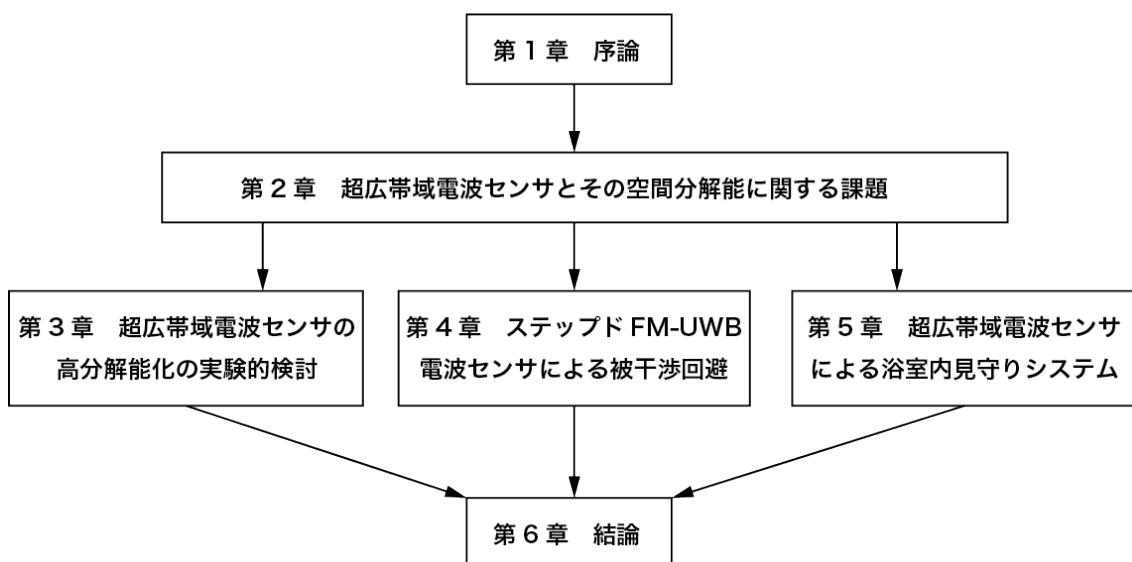


図 1.5. 本論文の構成

## 1.6 結言

本章では本研究の背景として、高齢化と浴室見守りについて述べ、近年様々な分野で研究開発が行われている電波センサの基本原理とその特徴について述べた。また、その代表的な変調方式について説明し、その特徴について述べた。

## 第 1 章 参考文献

- [1-1] 内閣府, “令和元年版高齢社会白書,” ([https://www8.cao.go.jp/kourei/whitepaper/w-2019/zenbun/01pdf\\_index.html](https://www8.cao.go.jp/kourei/whitepaper/w-2019/zenbun/01pdf_index.html))
- [1-2] 消費者庁, “冬季に多発する入浴中の事故に御注意ください!,” News Release, 2019.
- [1-3] 堀進悟, “入浴関連事故の実態把握及び予防対策に関する研究,”厚生労働省, 2014. (<https://mhlw-grants.niph.go.jp/niph/search/NIDD00.do?resrchNum=201315060B>).
- [1-4] 日本法医学会企画調査委員会, “浴槽内死亡事例の調査,” 日本法医学会課題調査報告, 2014.
- [1-5] 大塚吉則, 猪熊茂子, 杉本壽, “入浴関連事故調査報告—救急医学会との共同調査—”
- [1-6] H. Jain, H. Chen, “A Portable Fall Detection and Alerting System Based on k-NN Algorithm and Remote Medicine,” China Communications, pp.23-31, 2015.
- [1-7] A.M. Sabatini, G. Ligorio, A. Mannini, V. Genovese, L. Pinna, “Prior-to- and Post-Impact Fall Detection Using Inertial and Barometric Altimeter Measurements,” IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, vol.24, pp.774-783, 2016.
- [1-8] P. Vallabh, R. Malekian, “Fall Detection Monitoring Systems: A Comprehensive Review,” Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2018.
- [1-9] Z. Zhang, C. Conly, V. Anthitsos, “A Survey on Vision-based Fall Detection,” Proceedings of the 8th ACM International Conference on Pervasive Technologies Related to Assistive Environments, pp. 1–7, 2015.
- [1-10] K. De Miguel, A. Brunete, M. Hernando, E. Gambao, “Home camera-based fall detection system for the elderly,” Sensors 2017.
- [1-11] A. Lotfi, S. Albawendi, H. Powell, K. Appiah, C. Langensiepen, “Supporting Independent Living for Older Adults; Employing a Visual Based Fall Detection Through Analysing the Motion and Shape of the Human Body,” IEEE Access, 2016.
- [1-12] G. Balakrishnan, F. Durand, J. Guttag, “Detecting pulse from head motions in video,” Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Portland, OR, USA, 25–27, pp. 3430–3437, June 2013.
- [1-13] Z. Zhang, S. Ishida, S. Tagashira, and A. Fukuda, “Danger-pose detection system using commodity Wi-Fi for bathroom monitoring,” Sensors (Switzerland), vol. 19, no. 4, pp. 1–16, 2019.
- [1-14] 大槻知明, “電波による見守り技術,” 通信ソサイエティマガジン, No.41, 夏号, 2017.

- [1-15] Skolink M.I., "Introduction to Radar Systems (second edition)," McGraw-Hill, New York, 1980.
- [1-16] Skolink M.I., "Radar Handbook (second editon)," McGraw-Hill, New York, 1990.
- [1-17] 吉田孝, レーダ技術, 電子情報通信学会, 1984.
- [1-18] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.
- [1-19] Stenents M.C., "Secondary Surveliance Radar," Artech House, Norwood, MA, 1988.
- [1-20] 小特集, "電波とリモートセンシング," 日本リモートセンシング学会誌, 12, 1, pp.43-101,
- [1-21] 西村康, "遺跡調査と電磁計測," 資源・素材学会, 第2回地下電磁計測ワークショップ論文集, pp.1-6, 1992-12.
- [1-22] J. L. Eaces, et al., "Principles of Modern Radar," Van Nostrand Company, New York, 1987.
- [1-23] B. Dennis, A. Adrian, "ロボット・アプリケーションでのミリ波レーダ・センサの活用," Texas Instruments Incorporated, 2018.

## 第2章 超広帯域電波センサ

### 2.1 緒言

第1章では電波センサの原理について説明し、従来の狭帯域電波センサを例に技術や方式、その特徴について述べた。従来の狭帯域電波センサは分解能が低く、主に大きな対象や単一目標を計測することを目的としている。本章では高い分解能を持つことで、高精度なセンシングが可能な無線応用技術として注目されている UWB 電波センサについて、その基礎となる UWB 無線技術について解説した上で代表的な方式と特徴について説明する。また、その UWB 電波センサの空間分解能について代表的な技術を説明し、UWB 電波センサにおける高分解能化に関する課題について述べる。

### 2.2 超広帯域無線技術

UWB とは、500MHz 以上の帯域幅を使用する方式をいう[2-2]。UWB の起源は諸説あるが、1980 年代後半、米国国防総省 (DoD : Department of Defense) 関連の軍事研究の一環で、壁などの障害物を通過してその向こう側に存在する物体の認識を可能にするレーダ技術として検討されていたものである。この中で、広帯域インパルス、特に変調キャリアを必要とせず、ベースバンド信号を直接電波として送信できる技術として UWB という言葉が使われた。

図 2.1 に UWB 信号と従来の通信システムの狭帯域信号の信号スペクトルを示す。図 2.1 から見て取れるように UWB 信号は無線 LAN(WLAN:IEEE802.11a/n)など従来の通信システムに比べ広帯域であるため、他の既存の無線システムへの干渉を考慮して電力スペクトル密度(PSD)が $-41.3\text{dBm/MHz}$  と送信電力が小さく制限されていることが分かる。UWB 無線デバイスの既存システムへの干渉を防ぐためデバイスの利用形態は次の 3 種類に分けられている。

- (1) 一般家庭、オフィス用途の近距離高速通信システム
- (2) 地中探査センサ、壁の反対側にある物体探索のセンサ、医療診断への応用を対象にした探索映像化電波センサシステム
- (3) 自動車の衝突防止などを目的とした周辺監視用車載レーダ

UWB は 1ns 以下の非常に時間幅の短いパルスを情報に従って変調し直接伝送する。そのため、搬送波を用いず、高周波数発信器や周波数変換器などが不要になるため回路が簡素化すると同時に低消費電力化という利点がある。また、UWB の放射電力は広い周波数帯域に分散するので単位周波数あたりの電力は非常に小さくなる。これにより、

UWB 無線システムは既存の狭帯域無線システムに干渉を与えることなく利用できるという特徴も挙げられる。インパルス無線 (Impulse Radio) による広帯域信号と、通常の 2 層位相変調 (BPSK : Binary Phase Shift) 信号波形との比較を図 2.2 に示す。図 2.2(a) は BPSK 信号波形を表しており、破線は各信号の分割線を表す。図 2.2(b) に示すように、広帯域無線通信では搬送波による変調をせずに 1ns 以下のパルスを複数送信する。そのため、占有帯域幅は非常に広くなり、スペクトル電力密度は非常に小さくなる。

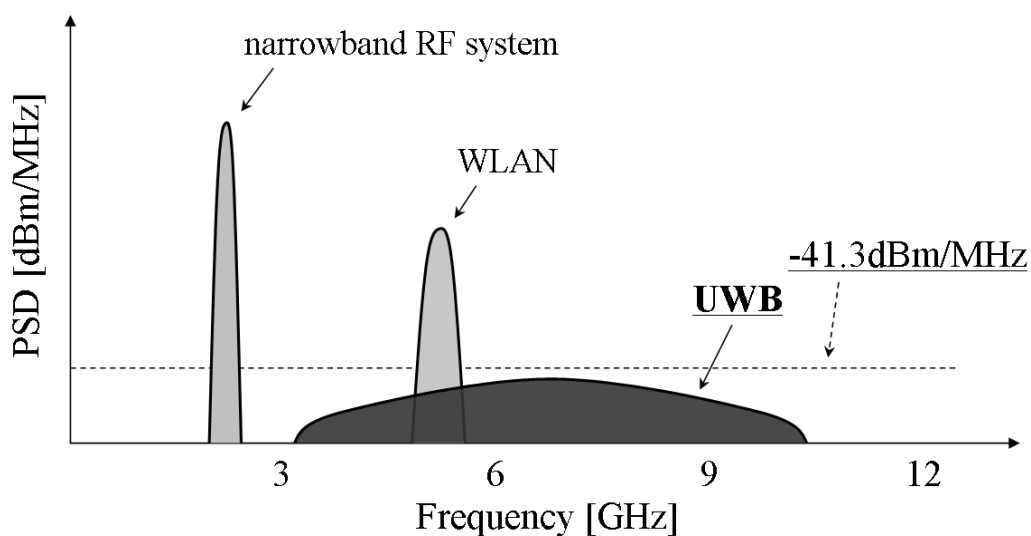
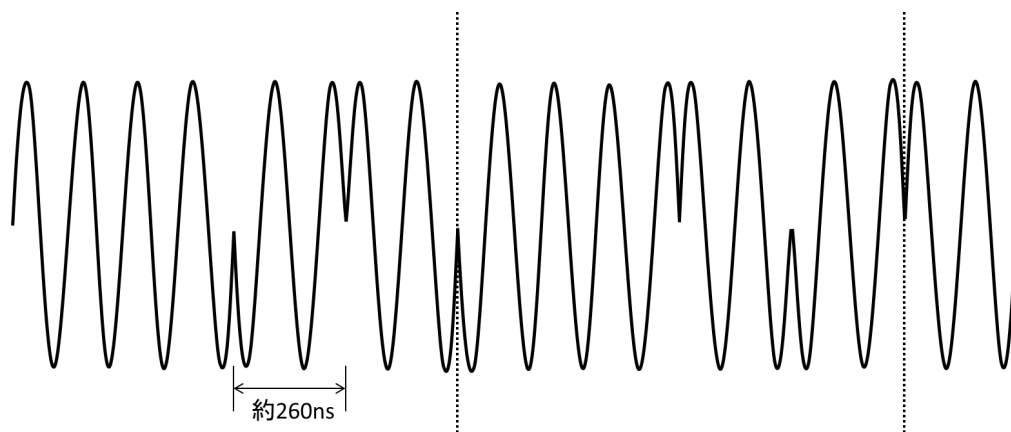
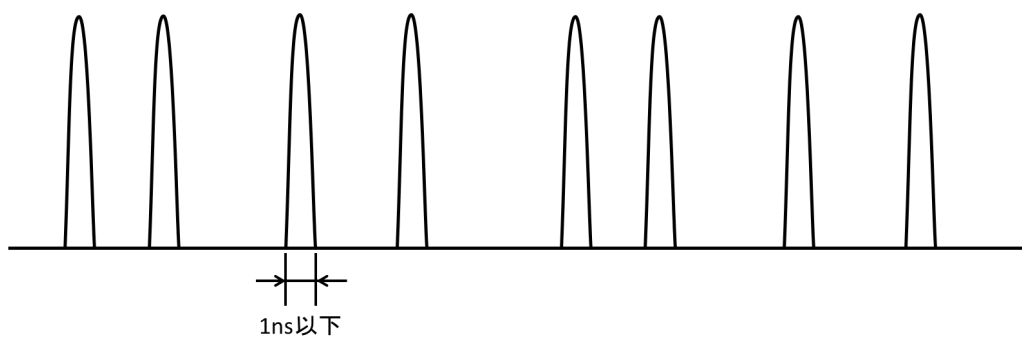


図 2.1. 狭帯域信号と UWB 信号の周波数スペクトル



(a) 2 相変調(BPSK)による時間信号波形



(b) UWB-IR による時間信号波形

図 2.2. UWB-IR 信号と搬送波を用いた位相変調信号の比較

## 2.3 超広帯域電波センサ

UWB 電波センサは、UWB 無線の超広帯域性を利用しインパルスの伝搬時間・反射特性を利用して測位・測距などの計測を行なう無線応用システムである。UWB 電波センサの特徴として、超短パルスを使用することで高精度測距が可能であり、また反射波同士の干渉が生じにくく、マルチパスに強いことが挙げられる。

測距精度は距離分解能によって決まる、従って式(1.2)より、使用する周波数帯域幅に依存する。例えば周波数帯域幅が $BW = 1\text{GHz}$  の場合、距離分解能は $\Delta d = 0.3\text{m}$  となり、狭帯域や広帯域の電波センサに比べると高精度な測距が可能となる。

### 2.3.1 超広帯域電波センサの変調方式

UWB 電波センサには様々な変調方式が提案されている。無線技術を応用した UWB-IR 方式が有名だが、FMCW を応用した高速チャープ方式、周波数が異なる独立した狭帯域信号を送信するステップド FM 方式などが挙げられる。本節ではこれらの変調方式について解説する。

#### 2.3.1.1. UWB-IR 方式

UWB-IR 方式は UWB-IR の超広帯域性を利用しインパルスの伝搬時間・反射特性を利用して測位・測距などの計測を行なう手法である。図 2.3 に UWB-IR 方式のイメージ図を示す。UWB-IR 方式では、パルスを送信し目標物での反射波が受信されるまでの遅延時間を用いて目標物までの測距を行なう。UWB-IR 方式の特徴として、超短パルスを使用することで高精度測距が可能であり、また反射波同士の干渉が生じにくく、クラッタに強いことが挙げられる。測距精度は距離分解能で決まる。従って式(1.1)(1.2)より、レーダで使用する周波数帯域幅に依存する。例えば 1GHz では、式(1.2)より距離分解能は 0.3m となり、狭帯域や広帯域レーダに比べると高精度な測距が可能となる。

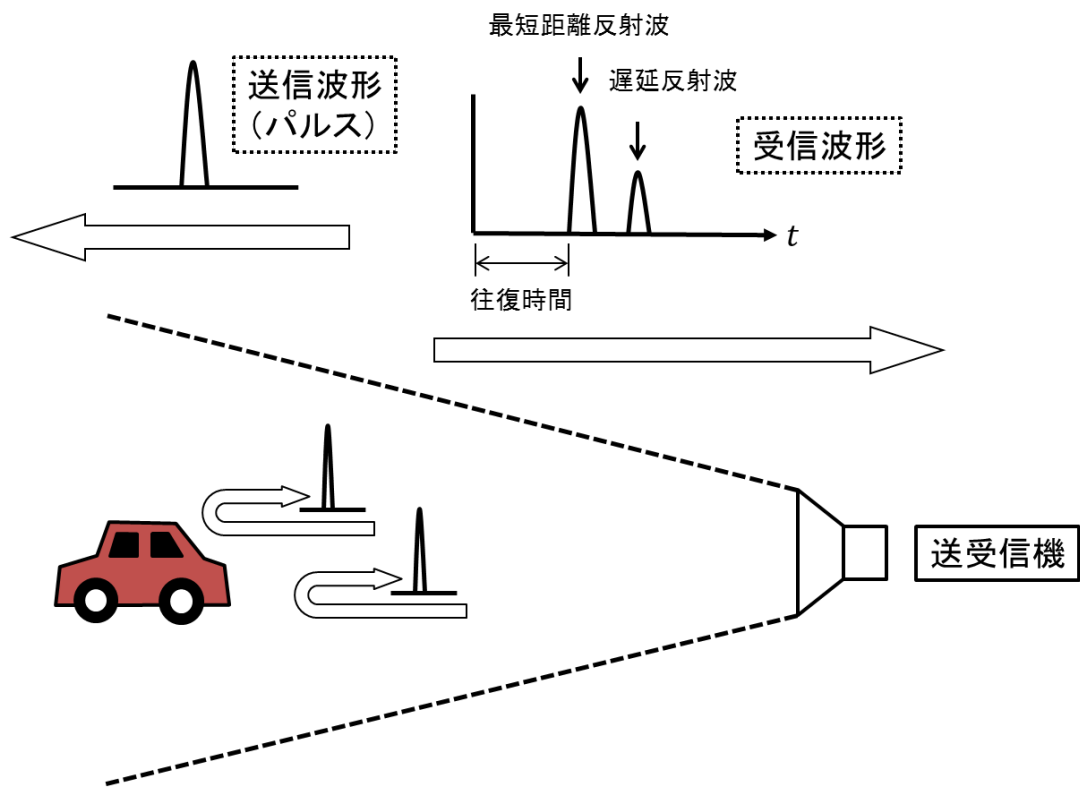


図 2.3. UWB-IR の計測イメージ図



### 2.3.1.2. 高速チャープ方式

高速チャープ方式 (FCM : Fast-Chirp Modulation) は, FMCW 方式を応用し, 距離, 方向, 速度を測定する目的で線形周波数変調を施した高速パルスを連続的に送信する. これをチャープパルスと呼ぶ. 図 2.4 に FCM 方式の送受信信号の例を示す. FCM 方式はチャープパルスを送信し, 物体からの反射信号を受信する. 距離 $d$ にある物体からの反射信号の周波数は図の青線のように変化する. まず, 受信信号の時間遅延を次式で表す.

$$\tau = \frac{2d}{c} \quad (2.1)$$

ここで,  $d$ は検出された物体との距離であり,  $c$ は光の速度である. 周波数ミキサにより, 送受信信号の周波数差分を出力する. この周波数差分がビート周波数であり, 送受信信号が重畳している時間のみが有効な周波数である. 送信信号と反射信号のビート周波数を図 2.4(b)に示す. センサから見て距離 $d$ にある物体を対象にする場合, ビート信号は次式で表す.

$$r(t) = s_l(n)e^{j2\pi f_r t + \frac{4\pi d}{\lambda}} \quad (2.2)$$

この時, 反射信号のビート周波数を $f_r$ , チャープパルスの送信間隔周波数を $f_m$ , 周波数変調の周波数偏移幅を $BW$ とすると, 目標距離には次の関係があり, ビート周波数により距離が決まることがわかる.

$$f_r = \frac{4df_m BW}{c} \quad (2.3)$$

ここで,  $c$ は光の速度を表す. 一般的な FMCW 方式とは異なり, 目標が移動している場合であってもドップラ効果によるビート周波数へのドップラ周波数の重畳は無視できる.

高速チャープ方式では各チャープパルスに対して離散フーリエ変換を行うことでレンジスペクトルを求めることができる. このレンジスペクトルの最大探知距離は次式で表す.

$$d_{\max} = \frac{cf_r}{4f_m BW} \quad (2.4)$$

また，複数のチャープパルスから，相対速度を求められる．対象が相対速度 $v$ で移動しているとする．チャープ繰り返し周期を $T_C$ とした場合，受信側における二つの連続したチャープパルスの位相差は次式で求められる．

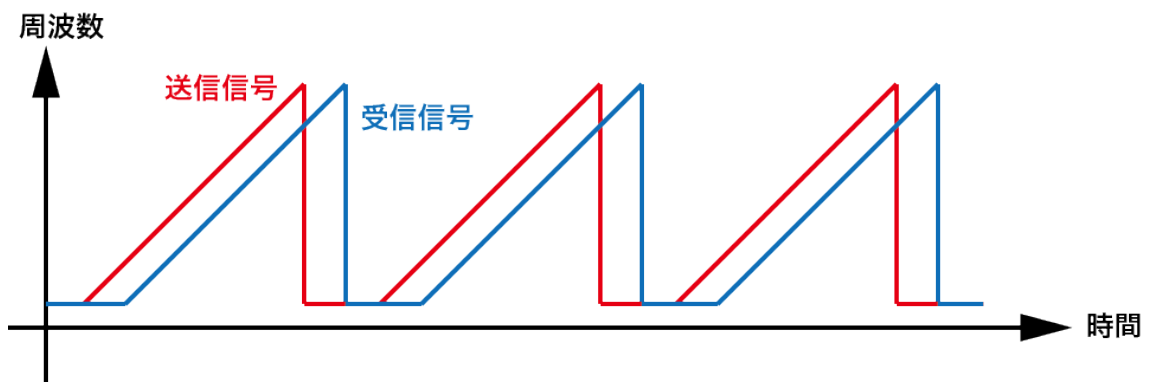
$$\Delta\phi = \frac{4\pi v T_C}{\lambda} \quad (2.5)$$

ここで，連続するチャープパルスより得られる複数のレンジスペクトルの同一距離の要素に対して離散フーリエ変換を適用すると，相対速度スペクトルを取得できる．式(2.5)より，スペクトルの相対速度は次式で求められる．

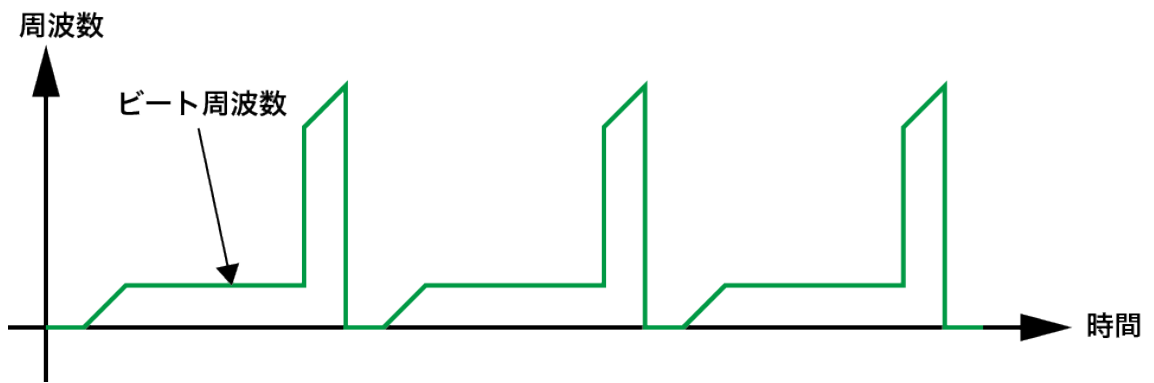
$$v = \frac{\lambda \Delta\phi}{4\pi T_C} \quad (2.6)$$

この時，測定できる最大相対速度は次式で求められる．

$$V_{\max} = \frac{\lambda}{4T_C} \quad (2.7)$$



(a) 送受信信号



(b) ビート周波数

図 2.4. FCM 方式の信号例

### 2.3.1.3. ステップド FM 方式

ステップド FM 方式は、周波数が異なる狭帯域パルスを連続で送信する方式である。図 2.5(a)に、ステップド FM 方式レーダの概要を示す。図 2.5(b)に信号波形を示す。①はローカル信号、②は送信信号、③は受信信号、④は I/Q ビデオ信号を示している。図(b)②に示されるように、ステップド FM 方式を用いた電波センサは設定した帯域幅から選択された $N$ 個の狭帯域パルスを間欠的に送信していく。受信側では、選択された周波数信号の複素共役信号と受信信号を掛け合わせることで位相検波する。ここで基本周波数を $f_c$ 、周波数ステップ幅を $\Delta f$ とおくと、 $n$ 番目のステップにおける $L$ 個の到来波の位相検波出力 $r(n)$ は次式で表される。

$$r(n, l) = s_l(n) e^{j2\pi(f_c + (n-1)\Delta f)\frac{2d_l}{c}} \quad (2.8)$$

ここで、到来波数( $l = 1, 2, \dots, L$ )、 $n$ はステップ数( $n = 1, 2, \dots, N$ )、 $s_l$ は振幅、 $d_l$ は目標物までの距離を表す。位相検波結果を各ステップで AD 変換し、逆離散フーリエ変換 (IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform) による帯域合成処理を行う。ここで得られるレンジプロファイルを次式のように表す。

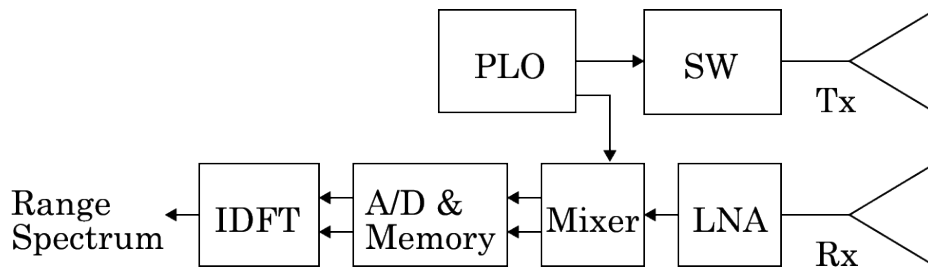
$$\begin{aligned} r(\phi, l) &= \left| \sum_{n=1}^N r(n) e^{j\frac{2\pi}{N}(n-1) \cdot \phi} \right| \\ &= N \cdot s_l \cdot \left| \frac{\text{sinc} \left[ \pi \left( \phi - N\Delta f \frac{2d_l}{c} \right) \right]}{\text{sinc} \left[ \pi \left( \frac{\phi}{N} - N\Delta f \frac{2d_l}{c} \right) \right]} \right| \end{aligned} \quad (2.9)$$

式(2.9)より、距離スペクトルのピークは $\phi = 2dN\Delta f/c$ となり、目標との距離 $d$ を次式のように推定できる。

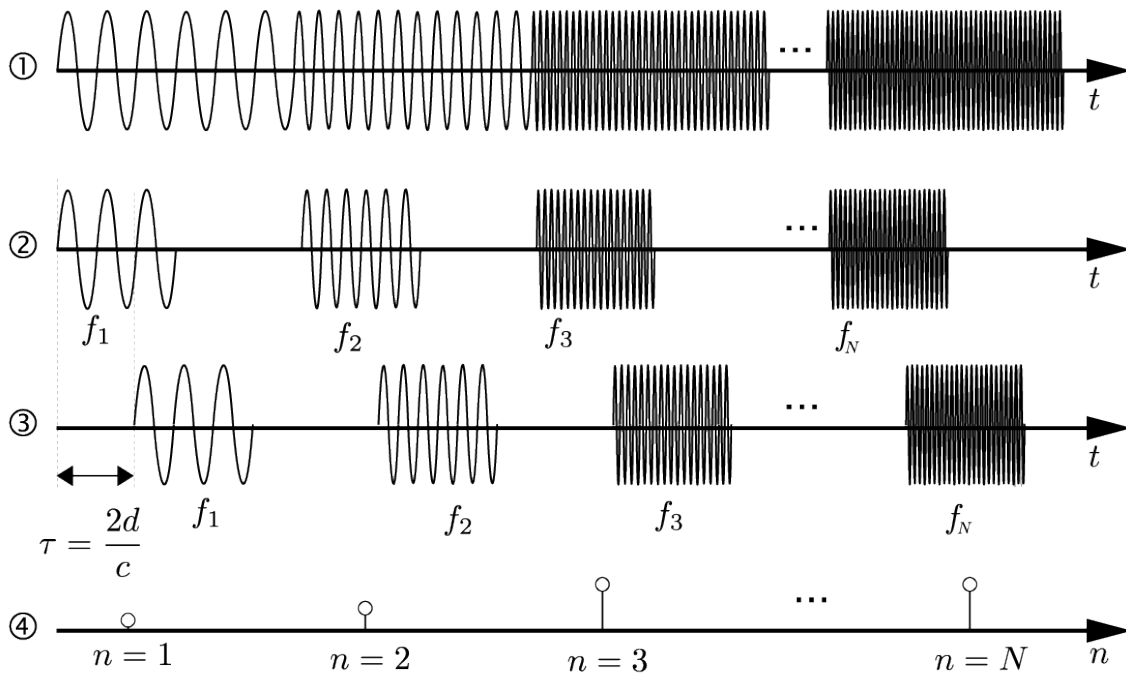
$$d = \frac{c\phi}{2N\Delta f} \quad (2.10)$$

ここで、最大探知距離は $d_{\max} = c/2\Delta f$ である。また、距離分解能は次式のように表す。

$$\Delta d = \frac{c}{2N\Delta f} \quad (2.11)$$



(a) ステップド FM 方式電波センサのブロック図



(b) 各プロセスにおける信号波形

図 2.5. ステップド FM 方式電波センサの概要

## 2.4 空間分解能の高分解能化

電波センサにおいて、隣接する複数の目標を検知するには空間分解能が重要となる。空間分解能とは、電波センサが反射信号を距離・角度などの多次元空間で分離する性能である。第1章でも述べたように、距離分解能は周波数帯域幅に依存する。近年では、最大で数 GHz の帯域幅が使用できるミリ波帯を使用するセンサが注目されている。特に、自動車レーダとして検討されている 77GHz-81GHz 帯のミリ波レーダでは帯域幅を 4GHz 使用でき、約 40mm の距離分解能を得ることができる。ただし、これは認可された帯域幅を占有した場合の分解能であり、被干渉・与干渉の影響を考慮した対策が必要である。

一方で、電波センサにおける角度方向の推定は無線通信における到来方向推定法を応用したものが一般的である。一般に受信アンテナの置かれている場には、干渉波も含め、上述のように色々な電波が複雑に飛び交っている。その中からいかにして所望の通信相手から情報を運んでくる電波（受信信号）を選び出すかが問題である。この場合、アンテナの指向特性に基づいた到来方向による選別が重要な手段となる。ここで特徴を發揮するのは、複数個のアンテナを配列し、各々の素子の励振の振幅及び位相を独立に制御するようにした、アレーアンテナである。移動通信や室内無線通信（無線 LAN）などで電波伝搬構造を詳細に把握するためにはマルチパスの分離推定が重要となる。アレーアンテナによる到来方向推定法として、古くには、アレーアンテナのメインビームを操作させて到来方向を推定する方法がある。これは、フーリエ変換と等価な方法で、分解能がアレーの開口長によって制限される。それ故、より高い分解能を持つ手法が望まれた。その後、MUSIC など高い角度分解能を持つアルゴリズムが次々と登場し、注目されている。

本節では、アレーアンテナの基本と到来方向推定法について述べる。

## 2.4.1 到来方向推定

到来波の到来方向推定法についてはいくつか報告されている。最も基本的な方法は、フーリエ変換に基づく Beamformer 法である。更にアレー入力の相関行列の固有展開に基づく MUSIC 法などが提案され、超分解能とも呼ばれる優れた特性を有するため近年注目されている。

### 2.4.1.1. 解析モデル

アレーアンテナを構成するためのアンテナ素子の配列法は直線状、平面状、曲面状など様々な方式が考えられるが、ここでは最も一般的な  $K$  素子の同一アンテナ素子からなる等間隔直線状アレーを考える。

図 2.6 の  $K$  素子アレーに到来波が  $L$  波入射するとする。また、各到来波の信号は到来角を  $s_l(t)$ 、 $\theta_l (l = 1, 2, \dots, L)$  と表す。この場合、到来方向推定は空間に配置された複数のアンテナにおける受信信号の位相的なずれから目標の角度を推定する。それぞれのアレー応答ベクトルは以下のように表される。

$$\mathbf{a}(\theta_l) = \left[ e^{j2\pi\frac{d_0 \sin \theta_l}{\lambda}}, e^{j2\pi\frac{d_1 \sin \theta_l}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{d_{K-1} \sin \theta_l}{\lambda}} \right] \quad (2.12)$$

以上より、入力ベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= [r(0, t), \dots, r(K-1, t)] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} s_l(t) \mathbf{a}(\theta_l) + \mathbf{v}(t) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{v}(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

ただし、

$$\mathbf{v}(t) = [v(0, t), \dots, v(N-1, t)]^T \quad (2.14)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \dots, \mathbf{a}(\theta_{L-1})] \quad (2.15)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_0(t), \dots, s_{L-1}(t)]^T \quad (2.16)$$

である。上式において、 $\mathbf{A}$  は方向行列である。また、 $\mathbf{v}(t)$  は内部雑音であり、その成分は、平均が 0 で分散  $\sigma^2$  の独立な複素ガウス過程である。このとき  $\mathbf{r}(t)$  の相関行列  $\mathbf{R}_{xx}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}^H(t)] \\
&= \mathbf{A}E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^H(t)] \\
&= \mathbf{A}\mathbf{D}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_K
\end{aligned}
\tag{2.17}$$

ここで、 $\mathbf{s}(t)$ と $\mathbf{v}(t)$ は無相関であり、 $E[\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^H(t)] = \sigma^2\mathbf{I}_K$ 、 $\mathbf{D} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]$ としている。ただし、 $\mathbf{I}_K$ は $K \times K$ の単位行列、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均である。到来波が互いに無相関であれば

$$\mathbf{S} = \text{diag}[P_1, P_2, \dots, P_L] \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
P_l &\triangleq E[|S_l(t)|^2] \\
(l &= 1, 2, \dots, L)
\end{aligned}
\tag{2.19}$$

という形になる。ここで、 $P_l$ は各到来波の入力電力を表す。

以下本節では、簡単のため到来波が互いに無相関であるとして、代表的な到来方向推定法として Beamformer 法と MUSIC 法について説明する。

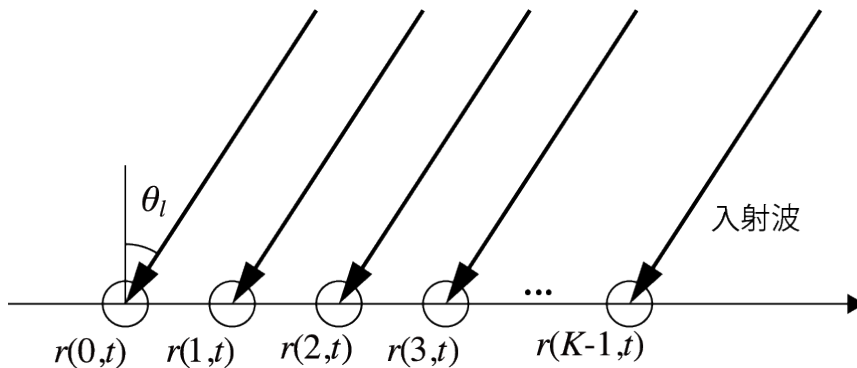


図 2.6.  $K$ 素子アレーのモデル

#### 2.4.1.2. Beamformer 法

Beamformer 法は最も基本的な到来方向推定法で、その名の通り、一様励振アレーアンテナのメインローブを全方向にわたって走査しアレーの出力電力が大きくなる方向を探す方法である。アレーアンテナのメインローブを角度 $\theta$ に向けるためには同相になるように位相を揃えることによりウエイトベクトルを次のように設定する。

$$\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta) \tag{2.20}$$

この角度 $\theta$ を $-90^\circ$  から  $90^\circ$  まで変化させ、アレーの出力電力のピークを探す。  $\theta$ 方向のアレー応答ベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ は角度 $\theta$ を変数にもち、モードベクトルとも呼ばれる。このと



きアレー出力電力は

$$P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta) \quad (2.21)$$

と表される. Beamformer 法による角度スペクトルは, この出力電力関数をモードベクトルの相関行列によって正規化し,

$$\begin{aligned} P_{BF}(\theta) &= \frac{P_{out}}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta) / 2} \\ &= \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

として得られる. こうして, 入力 of 相関行列  $\mathbf{R}_{xx}$  とモードベクトル  $\mathbf{a}(\theta)$  や  $P_{BF}(\theta)$  を構成し,  $\theta$  を変化させたときの  $P_{BF}(\theta)$  のピーク位置から到来方向がわかり, ピークの高さから到来波の入力電力がわかる.

以上のように, Beamformer 法はメインローブ走査だけを行う一様励振アレーアンテナそのものであることがわかる. 到来波が 1 波の場合は良いが, 複数波到来する場合は, ビーム幅及びサイドローブの影響で, その推定能力に大きな限界があることが容易に推測できる.

#### 2.4.1.3. MUSIC 法

MUSIC 法は相関行列の固有値・固有ベクトルを用いる. 式(2.13)より,  $\mathbf{R}_{xx}$  の  $K$  個の固有値をその大きさにより  $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{K-1}$  とし,  $\mathbf{A} \mathbf{D} \mathbf{A}^H$  の  $K$  個の固有値を同様に  $v_0 \geq v_1 \geq \dots \geq v_{K-1}$  とする.  $\mathbf{R}_{xx}$  はエルミート行列なので  $K$  個の互いに直交する固有ベクトルを持ち, 固有値  $\lambda_k$  に対応する正規固有ベクトルを  $q_k$  とすると次式のようなになる.

$$\begin{aligned} \lambda_k q_k &= \mathbf{R}_{xx} q_k \\ &= (\mathbf{A} \mathbf{D} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_K) q_k \\ &= (v_k + \sigma^2) q_k \end{aligned} \quad (2.23)$$

よって  $\lambda_k$  と  $v_k$  の間には次式の関係がある.

$$\lambda_k = v_k + \sigma^2, k = 0, 1, \dots, K - 1 \quad (2.24)$$

ここで,  $L$  個の到来波は異なる到来角  $\theta_l$  を持つことから, ファンデルモンド行列の性質

により,  $K \times L (K > L)$  の行列  $\mathbf{A}$  はフル列ランク  $\text{rank} \mathbf{A} = L$  となる. よって, 式から次式が得られる.

$$\lambda_k = f(x) = \begin{cases} v_k + \sigma^2, & k = 0, \dots, L-1 \\ \sigma^2, & k = L, \dots, K-1 \end{cases} \quad (2.25)$$

実際,  $\text{rank} \mathbf{A}^H = L$  より,  $\mathbf{A}^H$  のカーネル空間  $N(\mathbf{A}^H)$  の次元は  $K-L$  であり,  $q \in N(\mathbf{A}^H)$  に対しては  $Rq = \sigma^2 q$  となる. すなわち,  $q$  は固有値  $\sigma^2$  に対応する固有ベクトルであり, このカーネル空間の次元は  $N-L$  なので, 式(2.25)のように重複度は  $K-L$  である. よって,  $q_L, \dots, q_{K-1}$  は  $N(\mathbf{A}^H)$  の基底であり, 次式となる.

$$q_k^H \mathbf{A} = 0, \quad k = L, \dots, K-1 \quad (2.26)$$

ここで,  $Q_S = [q_0, \dots, q_{L-1}]$ ,  $Q_N = [q_L, \dots, q_{K-1}]$  と定義すると,  $Q_S$  は信号部分空間行列,  $Q_N$  は雑音部分空間行列と呼ぶ. この時, MUSIC スペクトルは次式で得られる.

$$S(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) Q_N Q_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.27)$$

式で  $\theta$  を変化させると, 到来波に対応した到来角  $\theta = \theta_l (l = 0, \dots, L-1)$  のところで分母が 0 となり, そのグラフに鋭いピークができる. これにより信号の到来角を推定することが可能となる. ただし, MUSIC 法では雑音空間を構成する固有ベクトルが最低一つ必要なため, 到来波数がセンサ素子数  $N$  以上の場合は到来方向推定を行うことができない.

## 2.4.2 MIMO 電波センサ

一般的なアレーアンテナは, Single-input-Multiple-output (SIMO) 電波センサであり, 単一の送信アンテナと受信アンテナを備えたレーダである. SIMO 電波センサの角度分解能は, 送信アンテナの数に依存する. 例えば 4 つの受信アンテナを備えた電波センサの角度分解能は約 30 度で, 8 つの受信アンテナを備えた電波センサの角度分解能は約 15 度である. したがって, 角度分解能を改善するための直接的な改善方法としては, 受信アンテナの数を増やすことが考えられる. ただし, 送信アンテナを追加するたびにレーダ側では受信アンテナに付随するシステム (ローノイズアンプ, ミキサー, フィルタ一など) が必要となるため, システムの肥大化や高コスト化の問題が考えられる.

Multiple-input-Multiple-output (MIMO) 電波センサは複数の送信アンテナと複数の受信

アンテナを備えた電波センサである。  $K_{TX}$  個の送信アンテナと  $K_{RX}$  個の受信アンテナを備えた MIMO 電波センサの角度分解能は  $K_{TX} \times K_{RX}$  個の受信アンテナを備えた SIMO 電波センサの角度分解能と同等となる。したがって MIMO 電波センサは、低コストで電波センサの角度分解能を改善する手法であると言える。

本節では MIMO 電波センサの原理を示し、MIMO レーダ方式について幾つかの例を示す。

#### 2.4.2.1. MIMO 電波センサの原理

アンテナ間が  $\lambda/2$  である等間隔直線アレーの SIMO 電波センサの場合、角度分解能は次式で求められる。

$$\Delta\theta = 2/K \quad (2.28)$$

それでは、この電波センサの角度分解能を 2 分の 1 に改善したいとする。角度分解能を 2 分の 1 にする方法の 1 つとして送信アンテナの数を 2 倍にすることが挙げられる。しかし、MIMO の原理を用いることで、送信アンテナを一つ追加することで図 2.9 のように同じ結果を得ることができる。

図 2.9 の電波センサには Tx1 と Tx2 の二つの送信アンテナがある。Tx1 からの送信の場合、式(2.12)より 4 つの受信アンテナで位相はそれぞれ以下のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta) &= \left[ e^{j2\pi\frac{d_0 \sin\theta}{\lambda}}, e^{j2\pi\frac{d_1 \sin\theta}{\lambda}}, e^{j2\pi\frac{d_2 \sin\theta}{\lambda}}, e^{j2\pi\frac{d_3 \sin\theta}{\lambda}} \right] \\ &= \left[ e^{j2\pi\frac{0 \sin\theta}{2}}, e^{j2\pi\frac{1 \sin\theta}{2}}, e^{j2\pi\frac{2 \sin\theta}{2}}, e^{j2\pi\frac{3 \sin\theta}{2}} \right] \\ &= [0, \omega, 2\omega, 3\omega] \end{aligned} \quad (2.29)$$

2 番目の送信アンテナは Tx1 から  $4d$  の距離に配置される。そのため、Tx2 から送信される信号は、Tx1 と比較して長さ  $4d \sin\theta$  の追加経路を経ている。同様に、各受信アンテナの信号には、Tx1 からの受信信号に対して  $4\omega$  の追加の位相シフトが見られる。したがって、Tx2 からの送信による 4 つのアンテナ信号の位相は  $[4\omega, 5\omega, 6\omega, 7\omega]$  となる。Tx1, Tx2 からの送信により、4 個の受信アンテナで位相列を連結すると位相列  $[0, \omega, 2\omega, 3\omega, 4\omega, 5\omega, 6\omega, 7\omega]$  が得られる。これは、1 個の送信アンテナと 8 個の受信アンテナを有する図に示されるアンテナ配列と等価になる。したがって、図に示す MIMO のアンテナ構成は 8 つの仮想的なアレー（仮想アレー）を合成していると言える。

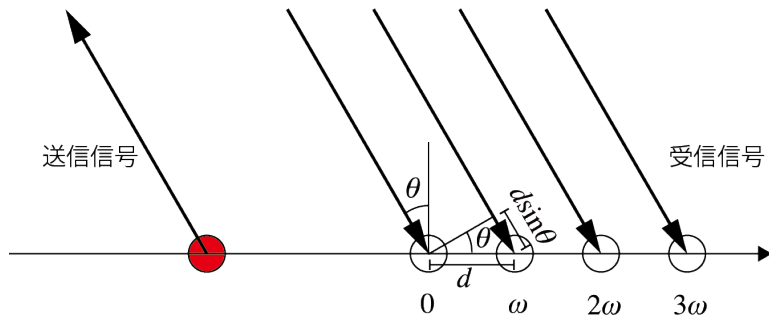


図 2.7. 4 素子のアレーアンテナを有する電波センサ

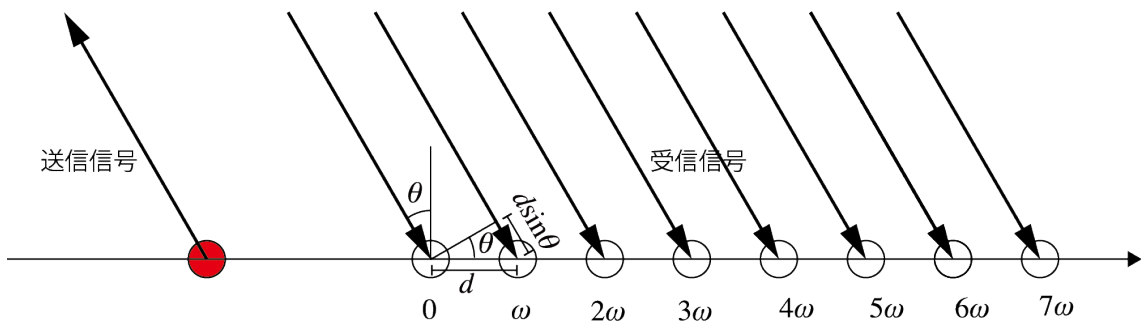


図 2.8. 8 素子のアレーアンテナを有する電波センサ

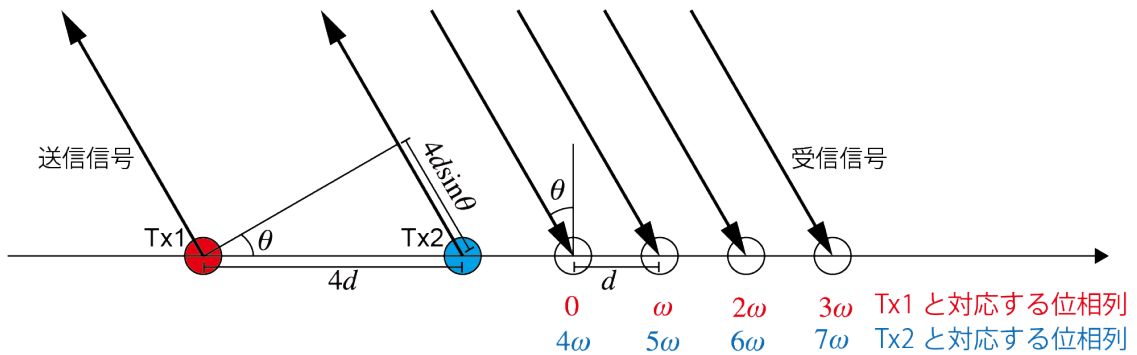


図 2.9. 2 送信 4 受信のアンテナを有する MIMO 電波センサ

### 2.4.3 送信信号の直交化

複数の送信アンテナによる送信からの信号を同じ受信アンテナで処理することで、MIMO 電波センサが仮想アレーを構成することを述べた。しかし、受信アンテナが異なる送信アンテナに対応する信号を分離するには、送信信号の直交性が成り立たなければならない。直交性を実現するために様々な手法が提案されている。ここでは、時分割多重化 (TDM: Time division multiplexing) とバイナリ位相変調 (BPM: Binary phase modulation) を用いた手法について説明する。それぞれ便宜上 TDM-MIMO, BPM-MIMO と呼ぶ。これらの手法について、FCM 方式電波センサを用いた例で説明する。

#### 2.4.3.1. 時分割多重化 MIMO (TDM-MIMO)

TDM-MIMO では、時間によって直交化を行う。各フレームはいくつかのブロックで構成される。各ブロックには  $K_{TX}$  個のタイムスロット (チャープ信号) が設定され、それぞれが  $K_{TX}$  個の送信アンテナ一つによる送信信号に対応している。図に  $K_{TX}$  の FCM 電波センサの場合の送信信号を示す。ブロック内に Tx1 と Tx2 の送信が交互に設定されている。受信器側では、各送信アンテナの信号を容易に分離することが可能である。

この手法は複数の送信アンテナから信号を分離する最も簡単な方法であり、広く活用されている。

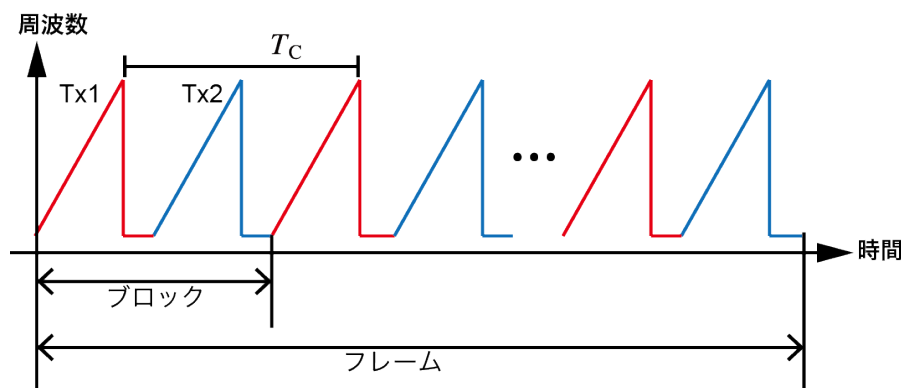


図 2.10. TDM-MIMO

#### 2.4.3.2. バイナリ位相変調 MIMO (BPM-MIMO)

前述の TDM-MIMO 方式は容易に実装できるが、時分割で一つの送信アンテナのみが送信するため、電波センサの送信機能を全て活用することはできない。BPM-MIMO はフレーム内のチャープを位相変調することで直交化する手法である。各信号の分離を保証しつつ、複数の送信アンテナによる同時送信を可能とする。BPM-MIMO では、送信信号に対して  $0^\circ$  または  $180^\circ$  の位相変調を施す (各チャープに +1 または -1 を乗算することに等しい)。BPM-MIMO の一例を以下に示す。

TDM-MIMO と同様に、フレームは複数のブロックで構成され、各ブロックは $K_{TX}$ の連続送信で構成される。ただし、TDM-MIMO とは異なり、すべての送信アンテナがすべてのタイムスロットで送信を行う。各ブロックについて、複数の送信アンテナからの送信は空間コード (BPM を使用) で符号化される。これにより、受信信号を各送信器でソートすることができる。TDM-MIMO では、各タイムスロットで送信できる電力は一つの送信アンテナから送信できる最大電力によって制限されている。しかし、BPM-MIMO では空間コードによって直交性を保ちながら $K_{TX}$ 個の送信器全てでの同時送信を可能とすることで、タイムスロットごとの合計送信電力を増やすことができる。これは $10 \log_{10} K_{TX}$ の信号対雑音比の利得に変換される。

図は $K_{TX} = 2$ の場合の手法を示している。 $S_1$ と $S_2$ は、二つの送信器からのチャープとする。ブロック内の一番目と二番目のスロットにおける合成信号をそれぞれ $S_a$ ,  $S_b$ とすると、各信号は次式で表される。

$$S_a = S_1 + S_2 \quad (2.30)$$

$$S_b = S_1 - S_2 \quad (2.31)$$

受信器側では、特定の受信アンテナで対応する受信信号 ( $S_a$ および $S_b$ ) を使用して、

$$S_1 = \frac{S_a + S_b}{2} \quad (2.32)$$

$$S_2 = \frac{S_a - S_b}{2} \quad (2.33)$$

とすることで、各送信アンテナの信号を復号し、直交化することが可能である。空間符号については $K_{TX} = 4$ の場合であれば、 $4 \times 4$ のアダマール符号を用いることで、同様の直交化を行うことができる。このように複合化された各信号は TDM-MIMO と同様に各仮想アレーに対応する信号として扱うことができる。



$$\mathbf{y}\mathbf{x}^T = \begin{bmatrix} x_1y_1 & \cdots & x_ny_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1y_m & \cdots & x_ny_m \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

であることから,

$$\mathbf{x} \otimes \mathbf{y} = \text{vec}[\mathbf{y}\mathbf{x}^T] \quad (2.37)$$

となることがわかる. ただし,  $\text{vec}[\cdot]$ は行列ベクトル化の操作を表しており, 次式の通りに表される.

$$\text{vec}[\mathbf{X}] = [x_1^T \quad \cdots \quad x_k^T] \in \mathbb{C}^{n \times k} \quad (2.38)$$

#### 2.4.4.2. Khatri-Rao 積仮想アレー処理の原理

到来信号が互いに無相関の場合, 式(2.17)の $\mathbf{D}$ は, 次式で表せる.

$$\mathbf{D} = \text{diag}[d_0, d_1, \dots, d_{L-1}]$$

ここで,  $\text{diag}[\cdot]$ は対角行列を表し,  $d_l = E[|s_l(k)|^2] (l = 0, \dots, L-1)$ である. この時, 相関行列 $\mathbf{R}_{xx}$ をベクトル化すると次式が得られる.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &\equiv \text{vec}[\mathbf{R}] \\ &= \text{vec} \left[ \sum_{l=0}^{L-1} d_l \mathbf{a}(\theta_l) \mathbf{a}^H(\theta_l) \right] + \text{vec}[\sigma^2 \mathbf{I}_K] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} d_l \text{vec}[\mathbf{a}(\theta_l) \mathbf{a}^H(\theta_l)] + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_K \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} d_l \mathbf{a}^*(\theta_l) \otimes \mathbf{a}(\theta_l) + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_K \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{A}^*(\theta_l) \odot \mathbf{A}(\theta_l) \mathbf{d} + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_K \end{aligned} \quad (2.39)$$

ただし,  $\tilde{\mathbf{I}}_K = \text{vec}[\mathbf{I}_K]$ ,  $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{L-1}]^T$ である.

式(2.39)を式(2.17)と比較し,  $\mathbf{A}^*(\theta_l) \odot \mathbf{A}(\theta_l)$ を式の $\mathbf{A}$ に対応する行列,  $\mathbf{d}$ を送信ベクトル,  $\sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_K$ を雑音ベクトルとみることで,  $\mathbf{y}$ を新たな受信信号ベクトル (拡張受信信号) とみなすことができる. これにより,  $\mathbf{r}(t) \in \mathbb{C}^K$ に対して,  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{K^2}$ となっており, センサ



素子数を表すアレー重度が $K$ から $K^2$ に増加したように見える． $\mathbf{A}$ の $n$ 番目( $n = 0, \dots, N - 1$ )の行ベクトルは次式で表される．

$$\left[ e^{j2\pi \frac{d_k \sin \theta_0}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi \frac{d_k \sin \theta_{L-1}}{\lambda}} \right] \quad (2.40)$$

これに対し， $\mathbf{A}^*(\theta_l) \odot \mathbf{A}(\theta_l)$ の $iN + j$ 番目( $i, j = 0, \dots, N - 1$ )の行ベクトルは次式で表す．

$$\left[ e^{j2\pi \frac{(d_j - d_i) \sin \theta_0}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi \frac{(d_j - d_i) \sin \theta_{L-1}}{\lambda}} \right] \quad (2.41)$$

KR 積拡張受信信号におけるアレーの自由度が実際にいくつになるかは $d_j - d_i$ ( $i, j = 0, \dots, K - 1$ )がいくつの異なる値をとるかに依存する．ここで，センサ素子数の位置が $d_k$ ( $k = 0, \dots, K - 1$ )で与えられる元のアレーに対し，センサの位置が $d_j - d_i$ の相違からなる値によって定まるアレーは差分アレーと呼ばれている．差分アレーの自由度は元のアレーの素子配置に依存し，等間隔アレーの場合は $2K - 1$ ，不等間隔に配置することで最大 $K(K - 1) + 1$ まで拡張することが可能である．このように，相関行列のベクトル化操作によって得られる拡張受信信号を用いることで，実際のセンサ素子数以上のアレーの自由度を得ることが可能となる．

## 2.5 結言

本章では，高分解能が期待されている超広帯域電波センサとその関連技術について説明した．近年では送信周波数が高くなるにつれてアンテナの小型化が進み，到来方向推定法，MIMO 電波センサ，KR 処理などの高分解能化手法が提案されることで，角度分解能の改善が進んでいる．一方で，距離分解能は帯域幅に依存するため，帯域幅を広く占有できる周波数帯域を確保することが重要となっている．しかし，周波数資源は有限であるため，他の無線システムと共存しつつ高い分解能を維持する必要がある．

## 第2章 参考文献

- [2-1] 総務省,電波利用ホームページ(<http://www.tese.soumu.go.jp>).
- [2-2] 阪田史郎, “ワイヤレス・ユビキタス”, 秀和システム, August, 2004.
- [2-3] 阪田史郎, “UWB/ワイヤレス USB 教科書”, インプレス, February, 2006.
- [2-4] 川野陽一, 松村宏志, 曾我育生, 八木下洋平, “ぶつからない車の実現を目指す車載レーダ向けミリはデバイス・回路技術,” Fujitsu.68, 1, pp.51-58, 2017.
- [2-5] 富木洋一, 時枝幸伸, 西山拓真, 菅原博樹, “ミリ波レーダを用いた物標識別の検討,” 日本無線技報, No.68, 2017.
- [2-6] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版
- [2-7] S. Rao, “MIMO Radar” Texas Instruments Application Report, 2018.
- [2-8] J. Li, P. Stoica, “MIMO RADAR SIGNAL PROCESSING” Wiley-IEEE Press, 2008.
- [2-9] 林和則, “狭帯域信号の到来方向推定,” IEICE Fundam. Rev., vol. 8, no. 3, pp. 143–150, 2015.
- [2-10] Y. Wakamatsu, Y. Hiroyoshi, Y. Yoshio, “MIMO Doppler Radar Using Khatri-Rao Product Virtual Array for Indoor Human Detection,” IEICE Transactions on Communication, Vol.E99-B, No.1, 2019.
- [2-11] C. loescu, S. Rao, “ミリ波センサの基礎,” Texas Instruments, 2017.
- [2-12] 井原俊夫, 岡本謙一, 北村勝巳, 阿波加純, 真鍋武嗣, 篠塚隆, “ミリ波センシングシステム開発の現状と動向,” 通信総合研究所季報, Vol.35, No.175, 1989.
- [2-13] Skolink M.I., “Radar Handbook (second editon),” McGraw-Hill, New York, 1990.
- [2-14] 吉田孝, レーダ技術, 電子情報通信学会, 1984.
- [2-15] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.
- [2-16] 日経エレクトロニクス, “応用範囲広がるミリ波最前線,” 日経 BP, pp.146-165, 2017.

# 第3章 超広帯域電波センサの超高分解能化の実験的検討

## 3.1 緒言

第2章では超広帯域電波センサについて、その特徴と関連する技術について述べた。UWB 電波センサはその特徴から、特に生体情報監視や侵入者検知などへの応用が検討されている。例えば、呼吸や心拍などの生体情報監視では 1GHz 以上の広い帯域幅が必要であるが、周波数資源は有限であることから十分な周波数帯域を確保することは困難である。このため周波数有効利用の観点から他の無線システムとの干渉検知・回避が必要である。そこでステップド FM-UWB 電波センサによる DAA が報告されている。本センサは、任意の周波数における狭帯域パルスを送信を避けることで、他の無線システムへの与干渉を回避している（スペクトルホール）。しかしながら、ステップド FM-UWB 電波センサの距離分解能は占有できる帯域幅に依存し、十分な帯域幅が確保できない場合、接近した複数の目標を分離することが困難となることが考えられる。そこで、この課題を解決するために、Khatri-Rao 積仮想アレー処理をステップド FM-UWB 電波センサに適用する手法を提案する。第2章で述べたように KR 処理は、到来方向推定の前処理として適用することで、アレー素子数を仮想的に拡張し、角度分解能を飛躍的に改善することができる（超分解能）。そこで、ステップド FM-UWB 電波センサの受信信号に対して KR 処理を適用することで、ステップ数を仮想的に拡張できると考えられる。これは仮想的に帯域幅を拡張していることと同義であり、距離分解能の大幅な改善が期待できる。

本章では、KR 処理をステップド FM-UWB 電波センサに適用し超高分解能化を実現する手法について述べる。また、提案手法の有効性を検討するため、ステップド FM-UWB 電波センサを用いて実験的に検討を行う。

## 3.2 Khatri-Rao 積仮想アレー処理による超高分解能化法

KR 処理をステップド FM-UWB 電波センサに適用する。これにより，ステップ数を仮想的に増加させ，帯域幅の仮想的拡張と距離分解能の改善が期待できる。本節では，提案手法の原理について説明する。

### 3.2.1 Khatri-Rao 積仮想アレー処理による距離分解能の改善

まず，説明のためステップド FM-UWB 電波センサの位相検波出力の式を到来方向推定における位相ベクトルと同形の式に変換する。

位相成分を表すモードベクトルを次式で定義する。

$$\mathbf{a}(\theta_l(n)) = [e^{j\theta_l(1)}, \dots, e^{j\theta_l(N)}]^T \quad (3.1)$$

$$\theta_l(n) = \{f_c + (n-1)\Delta f\} \frac{2d_l}{c} \quad (3.2)$$

式(3.1)より，式(2.8)の各ステップにおける位相検波出力をまとめた $N$ 個の要素からなる位相ベクトルは次式で表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(1) + v(1), \dots, r(N) + v(N)]^T \\ &= \left[ \sum_{l=0}^{L-1} s_l \mathbf{a}_l(n) + v(n) \right] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{v} \end{aligned} \quad (3.3)$$

ここで， $\mathbf{s}$ は $L$ 個の要素からなる到来波ごとの振幅ベクトル， $\mathbf{v}$ は $N$ 個の要素からなる雑音ベクトルである。また， $\mathbf{A}$ は $N \times L$ の行列であり，次式で表される。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0(n)), \dots, \mathbf{a}(\theta_{L-1}(n))] \quad (3.4)$$

式(3.3)より，ステップド FM-UWB 電波センサの位相検波出力は，到来方向推定のモデルと同じ，振幅と位相からなる式であることがわかる。次に， $\mathbf{r}$ の相関行列を次式のよう求める。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{rr} &= \mathbf{r}\mathbf{r}^H \\ &= \mathbf{A}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (3.5)$$

式(3.5)は $\mathbf{r}$ の自己相関行列であり、 $N \times N$ の行列である。ここで、 $\mathbf{H}$ は複素共役転置を表しており、 $\mathbf{I}_N$ は $N \times N$ の単位行列である。ただし、振幅と雑音はそれぞれ無相関であり、 $\mathbf{D} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H$ 、 $\sigma^2\mathbf{I}_N = \mathbf{v}\mathbf{v}^H$ としている。複数目標からの到来波が互いに無相関の場合、 $\mathbf{D}$ は次式で表すことができる。

$$\mathbf{D} = \text{diag}[p_0, \dots, p_{L-1}] \quad (3.6)$$

ここで、 $p_l = |s_l|^2$ である。式(3.6)より、相関行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{rr}}$ は次式で表すことができる。

$$\mathbf{R}_{\mathbf{rr}} = \sum_{l=0}^{L-1} p_l \mathbf{a}(\theta_l(n)) \mathbf{a}^H(\theta_l(n)) + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (3.7)$$

式(3.7)はモードベクトルの自己相関と振幅の二乗の乗算となることがわかる。 $\mathbf{R}_{\mathbf{rr}}$ をベクトル化すると、次式が求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \text{vec}[\mathbf{R}_{\mathbf{rr}}] \\ &= \text{vec} \left[ \sum_{l=0}^{L-1} p_l \mathbf{a}(\theta_l(n)) \mathbf{a}^H(\theta_l(n)) \right] + \text{vec}[\sigma^2 \mathbf{I}_N] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} p_l \text{vec}[\mathbf{a}(\theta_l(n)) \mathbf{a}^H(\theta_l(n))] + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_N \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} p_l \mathbf{a}^*(\theta_l(n)) \otimes \mathbf{a}^H(\theta_l(n)) + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_N \\ &= (\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}) \mathbf{p} + \sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_N. \end{aligned} \quad (3.8)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{I}}_N = \text{vec}[\mathbf{I}_N]$ であり、 $\mathbf{p} = [p_0, p_1, \dots, p_{L-1}]^T$ である。

ここで、式(3.3)と式(3.8)を比較し、 $(\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A})$ を(3.3)の $\mathbf{A}$ に対応する行列、 $\mathbf{p}$ を振幅ベクトル $s_l$ 、 $\sigma^2 \tilde{\mathbf{I}}_N$ を雑音ベクトルと見ることで、 $\mathbf{y}$ を新たな位相ベクトル（以下、拡張位相ベクトル）として見なすことができる。この時、 $(\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A})$ は $N \times N$ の行列であり、その要素数が拡張位相ベクトルの要素数となる。したがって、KR処理によってステップドFM-UWB電波センサのステップ数は $N$ から $N^2$ に増加したかのように見える。ここで、拡張位相ベクトルにおける $\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}$ の各要素は次式で表すことができる。

$$(\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}) = \begin{bmatrix} e^{j2\pi(0-0)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & e^{j2\pi(0-1)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & \dots & e^{j2\pi(0-N)\Delta f \frac{2d_l}{c}} \\ e^{j2\pi(1-0)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & e^{j2\pi(1-1)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & \dots & e^{j2\pi(1-N)\Delta f \frac{2d_l}{c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-0)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & e^{j2\pi(N-1)\Delta f \frac{2d_l}{c}} & \dots & e^{j2\pi(N-N)\Delta f \frac{2d_l}{c}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$(\mathbf{A}^* \odot \mathbf{A})(n_A, n_B) = e^{j2\pi(n_A - n_B)\Delta f \frac{2d_l}{c}} \quad (3.10)$$

式(3.10)は、 $n_A$ 列 $n_B$ 行目( $n_A, n_B = 1, \dots, N$ )の要素の値を示している。式(3.9)より KR 処理における相関行列は左から右の下降対角線（以下、下降対角線）に沿って同じ値を取るテプリッツ行列となる。周波数ステップ幅が等間隔である場合、その相関行列は $2N - 1$ 個の異なる要素を生成する。この時、有効な要素数はステップ数と等価であるため、ステップド FM-UWB 電波センサのステップ数も $2N - 1$ に拡張されたと見なすことができる。これは周波数の拡張と同義である。したがって、KR 処理によって、ステップド FM-UWB 電波センサの周波数帯域幅が仮想的に拡張し、距離分解能を向上できる。

### 3.2.2 マルチパス環境下における相互相関問題

到来波が相互相関を有する場合，KR 処理に影響が生じる．本節では，到来波ごとに相互相関がある場合の処理への影響とその対策について述べる．

互いに相関のある到来波としては，反射，散乱，回折によって生じるマルチパスが代表的である．特に，2 波の到来波が全て互いに完全な相関が存在する場合，ステップド FM-UWB 電波センサの位相検波出力は次式で求められる．ただし，簡単のため相互相関のない雑音成分については省略している．

$$\mathbf{r} = [s_1 \mathbf{a}_1(n) + s_2 \mathbf{a}_2(n)] \quad (3.11)$$

式(3.11)より相関行列を求める．以下に $\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}$ の $n_A$ 列 $n_B$ 行目の要素を示す．

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} &= \left( s_1 \mathbf{a}_1(\theta_1(n_B)) + s_2 \mathbf{a}_2(\theta_2(n_B)) \right)^H \left( s_1 \mathbf{a}_1(\theta_1(n_A)) + s_2 \mathbf{a}_2(\theta_2(n_A)) \right) \\ &= s_1^* s_1 e^{j2\pi(n_A - n_B)\Delta f \frac{2d_1}{c}} + s_1^* s_2 e^{j(\theta_1(n_A) - \theta_2(n_B))} \\ &\quad + s_2^* s_1 e^{j(\theta_2(n_A) - \theta_1(n_B))} + s_2^* s_2 e^{j2\pi(n_A - n_B)\Delta f \frac{2d_2}{c}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

ここで， $s_2^* s_1 e^{j(\theta_1(n_A) - \theta_2(n_B))}$ ， $s_1^* s_2 e^{j(\theta_2(n_A) - \theta_1(n_B))}$ は，異なる到来波の相互相関を表す項である．ここでは $s_2^* s_1 e^{j(\theta_1(n_A) - \theta_2(n_B))}$ を例に相互相関の影響について説明する．位相成分 $\theta_1(n_A) - \theta_2(n_B)$ を展開すると次式のように求めることができる．

$$\begin{aligned} \theta_1(n_A) - \theta_2(n_B) &= (f_0 + (n_A - 1)\Delta f) \frac{2d_1}{c} - (f_0 + (n_B - 1)\Delta f) \frac{2d_2}{c} \\ &= \frac{2f_0 d_1 - 2f_0 d_2 + 2(n_A - 1)\Delta f d_1 - 2(n_B - 1)\Delta f d_2}{c} \\ &= \frac{2f_0(d_1 - d_2) + 2\Delta f\{(n_A d_1 - n_B d_2) + (d_2 - d_1)\}}{c} \end{aligned} \quad (3.13)$$

ここで， $(n_A d_1 - n_B d_2)$ は $d_1$ と $d_2$ のそれぞれ異なる定数を含むため，行と列の組み合わせによって値が異なる．したがって，式に示す相互相関成分をもつ相関行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}$ はテプリッツ行列を成さず，KR 処理によって位相ベクトルと等価の信号を得ることができなくなる．

### 3.2.2.1. 空間平均法による相互相関の抑圧

KR 処理における相互相関の影響を抑圧するために、空間平均法を適用できる。空間平均法の基本原理は、相関のある波の位相関係は受信信号で異なるので、受信点を適当に平行移動させて相関行列を求めればその平均効果により相互相関値が低下するというものである。適用するにあたって、部分ステップ信号を複数個取り出し、それからの相関行列を平均する方法をとる。位相検波出力の位相ベクトルを次式に示す。

$$\mathbf{r} = [r(1) + v(1), \dots, r(N) + v(N)]^T \quad (3.14)$$

$N$ 個の要素をもつ位相ベクトルから  $(N - K + 1)$ 個の要素を持つ部分ステップ信号を定義する。部分ステップ信号は位相ベクトル上で要素を一つずつシフトすることによって  $M (= N - K + 1)$ 個取り出すことができる。そして各部分ステップの相関行列（部分相関行列）を重み付けして足し合わせ、到来波間の相互相関を抑圧する。上式より、第  $m$ 部分ステップ信号の入力ベクトル  $\mathbf{r}_m$  は次式で表す。

$$\mathbf{r}_m = [r(m) + v(m), r(m + 1) + v(m + 1), \dots, r(m + K) + v(m + K)]^T \quad (3.15)$$

したがって、第  $m$ 部分相関行列は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}^m = \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H \quad (3.16)$$

各部分相関行列に対する重み付けを  $z_m$  とすると、 $M$ 個の部分相関行列の平均（空間平均）によって次式の相関行列が得られる。

$$\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} = \sum_{m=1}^M z_m \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}^m \quad (3.17)$$

ただし、平均の際の電力保存、 $\bar{\mathbf{R}}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}$  が正定値エルミート行列であることから、通常、 $z_m$  は実数で、次式を満たすとする。

$$\sum_{m=1}^M z_m = 1 \quad (3.18)$$

以上より求めた部分相関行列から以下の拡張位相ベクトルを定義する。



$$\begin{aligned}
\mathbf{y} &= \text{vec}[\overline{\mathbf{R}}_{rr}] \\
&= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^M (\mathbf{A}_m^* \odot \mathbf{A}_m) \mathbf{p} + \sigma^2 \overline{\mathbf{I}}_N.
\end{aligned} \tag{3.19}$$

ここで、 $\mathbf{A}_m$ は各部分ステップ信号のモードベクトルである。上式より、空間平均を行ったKR積拡張アレー処理は安定した信号を取得することが可能である。しかしながら、サブステップ数に従ってステップ数は減少するため、理論分解能が劣化することに注意する。

### 3.2.2.2. 冗長平均法による相互相関の抑圧

空間平均法は、部分ステップ信号の平均を求めることで、相関行列の相互相関を抑制することができる。ただし、空間平均法はステップ数を部分的に区切るため、有効ステップ数が減少し、分解能が減少する。そこで、相互相関の影響を抑えつつ有効ステップ数を維持する手法として冗長平均法を提案し、その原理について説明する。

冗長平均法とは、相関行列の冗長性を利用して相互相関を抑圧する手法である。相関行列の冗長性とは、左から右の下降対角線方向に同じ値をとるテプリッツ行列となる性質のことを指す。式(3.12)で示すように相互相関を持つ反射信号を複数受信した場合、相関行列はテプリッツ行列とはならない。ここで、相関行列の下降対角線方向の特性について数学的に求める。式(3.10)より、 $n_A = n$ 、 $n_B = (n - n')$ とした場合、自己相関項は次式で表せる。

$$e^{j2\pi(n-n-n')\Delta f \frac{2d_1}{c}} = e^{-j2\pi n' \Delta f \frac{2d_1}{c}} \tag{3.20}$$

ここで $n'$ は任意の整数である。式(3.20)では $n$ が打ち消され、自己相関項が定数となっている。したがって、下降対角線方向の自己相関項は全て同じ値であり、冗長性が成り立つ。次に、式(3.13)に $n_A = n$ 、 $n_B = (n - n')$ を代入する。

$$\begin{aligned}
\theta_1(n) - \theta_2(n - n') &= \frac{2f_0(d_1 - d_2) + 2\Delta f\{(nd_1 - (n - n')d_2) - (d_2 - d_1)\}}{c} \\
&= \frac{2f_0(d_1 - d_2) + 2\Delta f\{(d_1 - d_2)n - n'd_2\}}{c}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

式(3.21)は $n$ の増加、つまり下降対角線方向の移動に比例している。これは相互相関項の

位相成分を表していることから, 相互相関の項は行列の下降対角線に沿って正弦波を形成していると言える. 式(3.21)より, 相互相関の項を次式のように積分する.

$$\sum_{n=1}^N e^{\frac{2f_0(d_1-d_2)+2\Delta f\{(d_1-d_2)n-n'd_2\}}{c}} \approx 0 \quad (3.22)$$

以上より, 相互相関項は 0 に収束する. 式(3.22)より, 相関行列の下降対角線方向にしたがって平均を行うことで, 相互相関項は 0 に収束し, 各要素の値を持つ自己相関のみが残ることがわかる. これを冗長平均法とする. 冗長平均法により相互相関の影響を抑制することができる.

### 3.3 実証実験

提案手法の有効性を検証するため、ステップド FM-UWB 電波センサ試作機を用いて、電波暗室内において計測実験を実施した。

#### 3.3.1 実験諸元

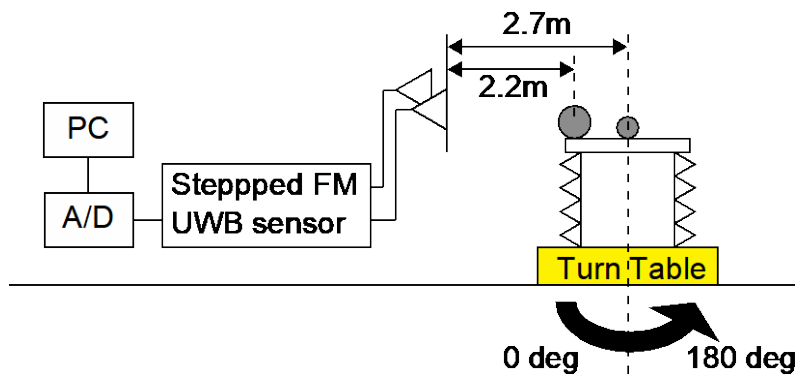
実験諸元を表 3.1 に示す。計測機器としてステップド FM-UWB 電波センサ試作器を使用した。中心周波数を 8.3GHz とし、帯域幅を 1GHz に設定した。理論距離分解能は 15cm である。

図 3.1 に実験モデルと環境の写真を示す。実験は電波暗室内で行なった。実験では、提案手法による距離分解能の改善をより正確に調べるため、それぞれ RCS (レーダ反射断面積) が異なる 2 個 (大:  $-15\text{dBm}^2$ , 小:  $-18\text{dBm}^2$ ) の標準球を対象として計測を行なった。電波暗室内に設置されたターンテーブル上に電波吸収帯の土台とともに図のように設置した。図 3.1(a)に示すように、大球をセンサから 2.2m の位置、小球をセンサから 2.7m の位置に設置している。

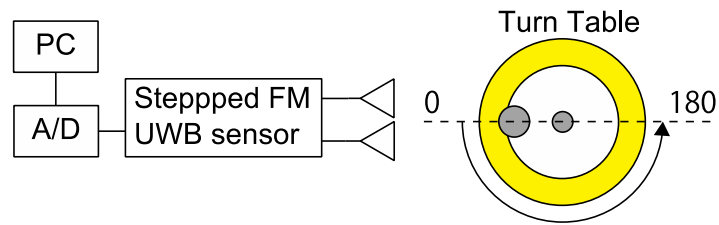
ここで、図 3.1(a)の測定位置を初期位置 ( $\theta = 0$ ) としてターンテーブルを  $\theta = 180$ まで 1 度刻みで反時計回りに回転させて計測した。回転は小球を軸として行われ、センサに対する大球距離を変化させることで 2 目標間の距離による信号の変化を計測した。

表 3.1. 実験諸元

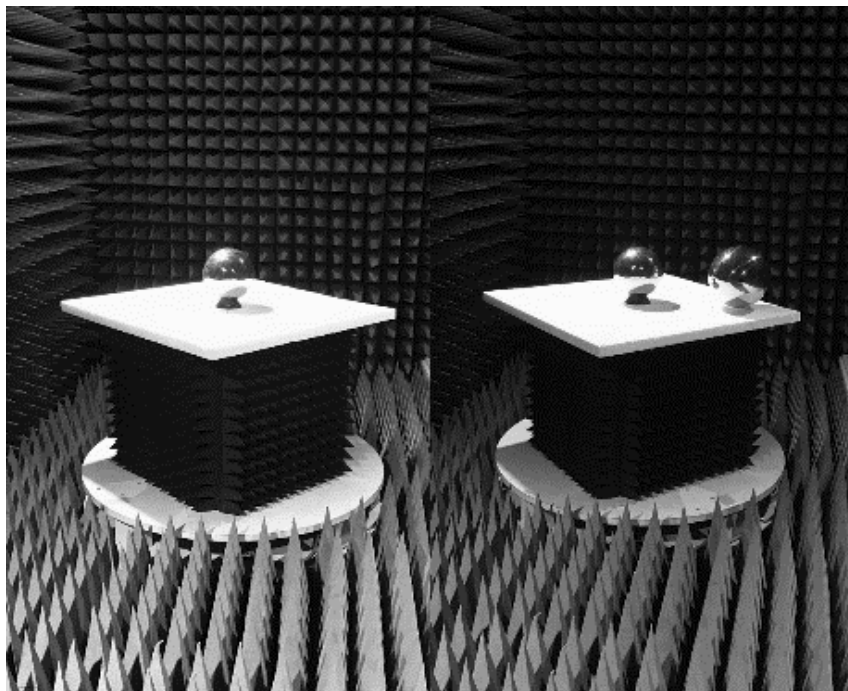
項目	パラメータ
計測機器	ステップド FM-UWB 電波センサ試作器
帯域	7.8~8.8GHz
ステップ幅 $\Delta f$	10MHz
ステップ数 $N$	100
IDFT 点数	1024
アンテナ(利得)	標準ホーンアンテナ(10.2dBi)
ビーム幅(-3dB)	20° (垂直) 30° (水平)
偏波面	水平-水平



(a) 実験環境のモデル図



(b) 実験環境の俯瞰図



(c) 実験環境の写真 (左：単一目標, 右：複数目標)

図 3.1. 実験環境

## 3.3.2 実験結果

### 3.3.2.1. 単一目標の計測

まず，小球のみを設置して測定を行い，KR 処理による信号の変化を調べた．図 3.2 に計測機器から得られたレンジプロファイルを示す．ただし，振幅は目標信号を基準に正規化しており，送受信間の直接波は事前に除去している．2.6m に小球の表面から反射波によって得られた信号が確認できる．小球の大きさは半径約 0.1m であることから，小級の表面からの反射波であることがわかる．

図 3.3 に KR 処理のみを適用したレンジプロファイルを示す．2.6m のピークが 2.5m と 2.7m の二点に割れていることが確認できる．これは，式(3.12)で示した相互相関の影響によるものである．本計測は単一目標の計測であるが，マルチパスによって一つの目標から複数の信号が得られていることが原因であると考えられる．

図 3.4 に空間平均法を適用したレンジプロファイルを示す．空間平均法に用いる部分ステップ数は 25 とした．図 3.3 で見られたピークの分割は見られず，小球からの信号が一つのピークとして現れていることがわかる．また，KR 適用前と比べてピーク信号が鋭いことも確認できる．このことから，適用前より分解能が改善できていると考えることができる．このように空間平均法は，部分ステップ数を増やすほどレンジプロファイルが安定する．ただし，部分ステップ数に応じてステップ数が減少するため，分解能が劣化することに注意しなければならない．

図 3.5 に冗長平均法を適用した場合のレンジプロファイルを示す．空間平均法と同様に，小球の信号によるピークが正しく得られていることがわかる．また，空間平均法を適用する場合に比べてメインローブが鋭くなっていることがわかる．このように空間平均法に比べて良好な結果が得られていることがわかる．

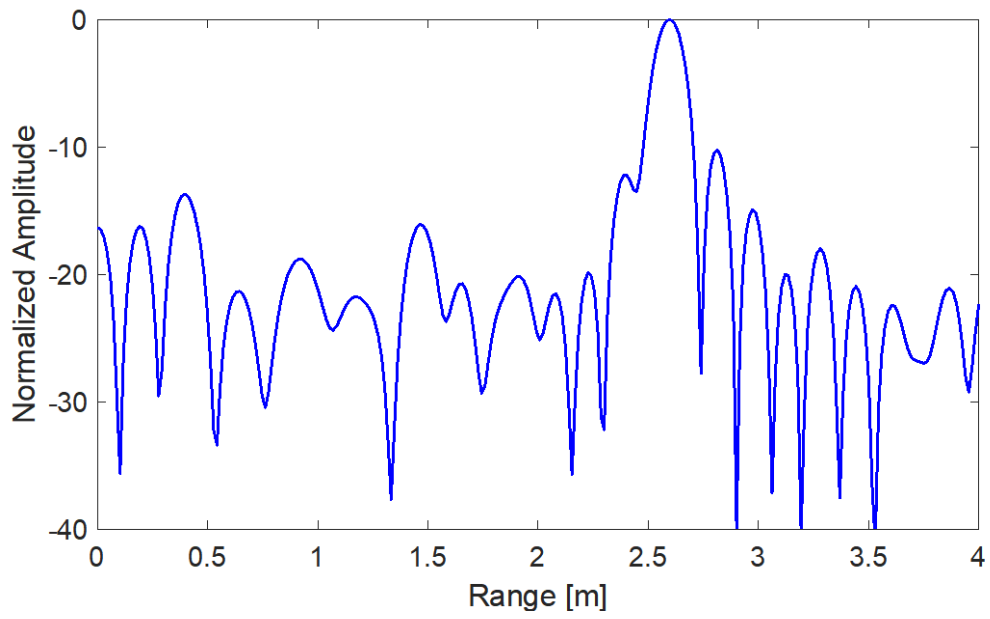


図 3.2. 2.7m に小球を配置した場合のレンジプロファイル

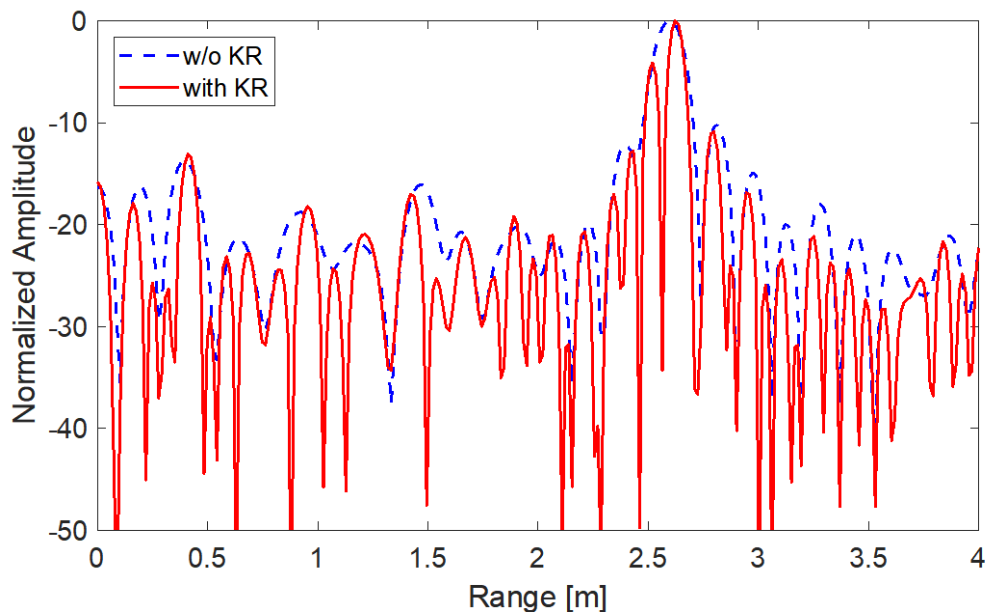


図 3.3. KR 処理を適用したレンジプロファイル

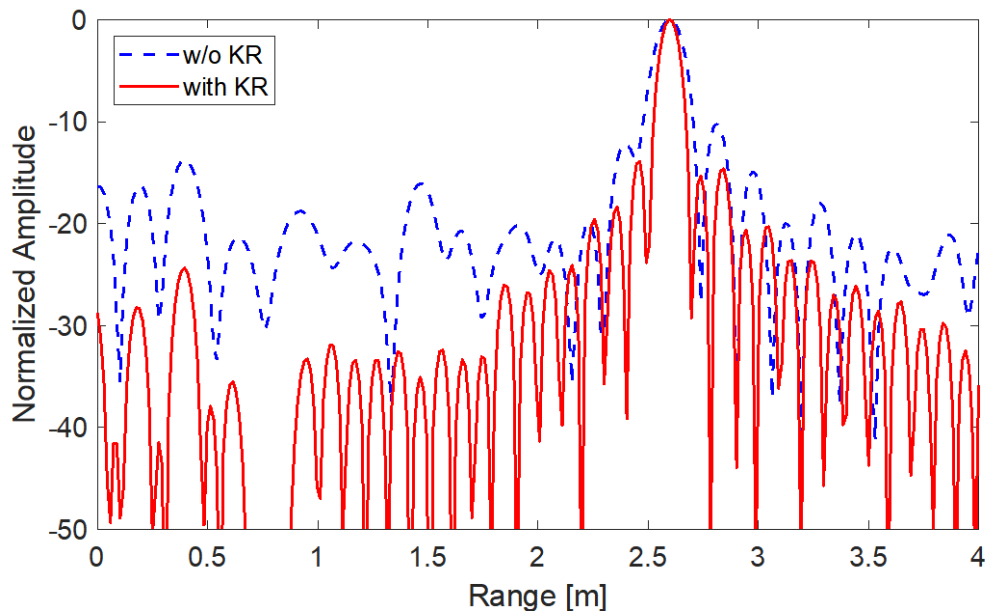


図 3.4. KR 処理と空間平均法を適用したレンジプロファイル

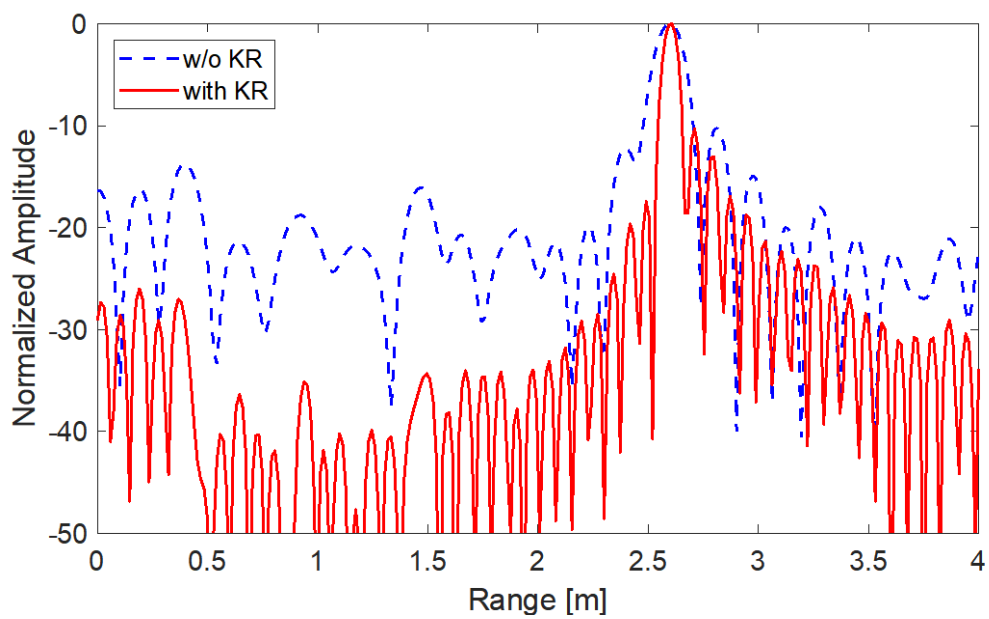


図 3.5. KR 処理と冗長平均法を適用したレンジプロファイル

### 3.3.2.2. 複数目標の計測

次に、小球と大球を設置し、計測を行なった。図 3.6 にターンテーブルの角度に対する 2 目標のレンジプロファイルの変化を示す。各データは縦軸が距離、横軸がターンテーブルの角度 $\theta$ 、濃淡でレンジプロファイルの強度を表している。 $\theta = 0$ の場合では、小球が大球の影に隠れており、小球の信号は検出できていない。ターンテーブルの回転に合わせて、 $\theta = 90$ 付近で 2 目標が接近し、信号の分離ができなくなっている。さらに、 $\theta = 180$ に近づくと、大球は小球の影に隠れ、大球の信号は検出できなくなった。

図 3.7 は KR 処理を適用した場合のレンジプロファイルである。強度から見てわかるように、ピーク信号が多くの角度で割れてしまっていることがわかる。また、角度ごとにピーク点がずれていることから正確な距離が推定できていないこともわかる。このように実際の計測において KR 処理を用いると相互相関の影響により信号が正しく推定できなくなる。

図 3.8 は空間平均法を用いた場合のレンジプロファイルを示している。空間平均法を適用することで、処理前と比べてレンジサイドローブや相互相関の影響が抑えられ、信号が安定していることがわかる。また、全体的にピーク信号が鋭いことも確認できる。

図 3.9 は冗長平均法を用いた場合のレンジプロファイルを示している。こちらも信号が安定しており、空間平均法と比べてさらに鋭いピークが得られていることが確認できる。



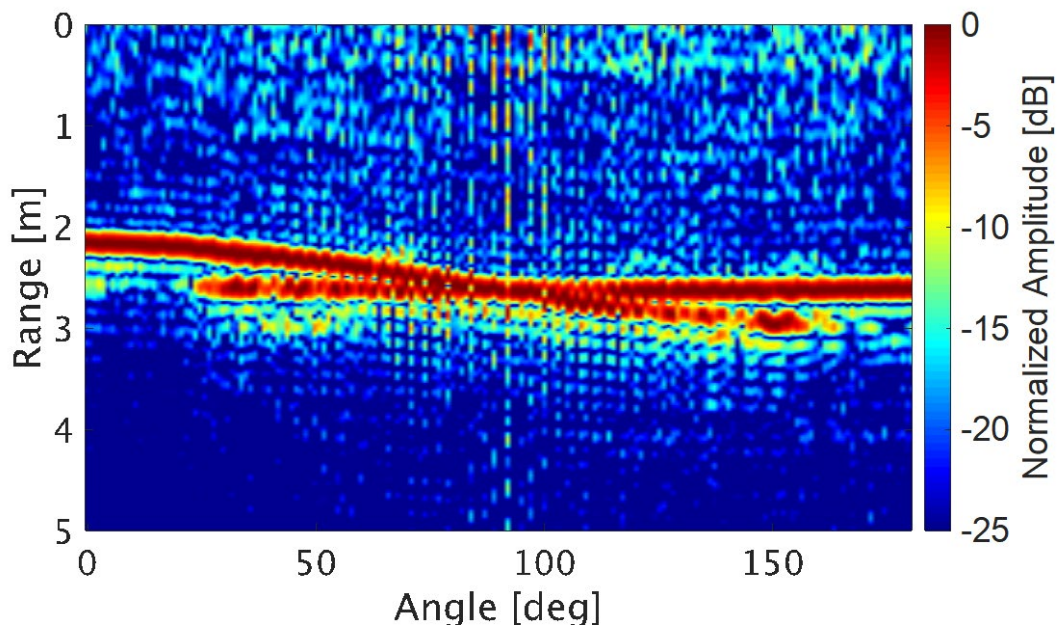


図 3.6. ターンテーブルの各角度におけるレンジプロファイル

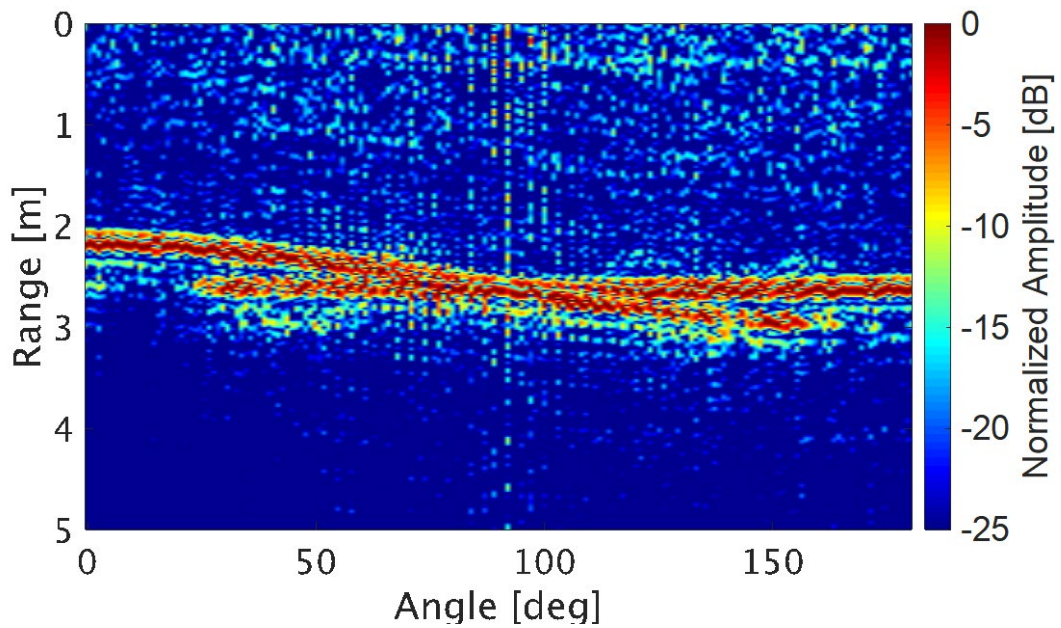


図 3.7. KR 処理を用いたターンテーブルの各角度におけるレンジプロファイル

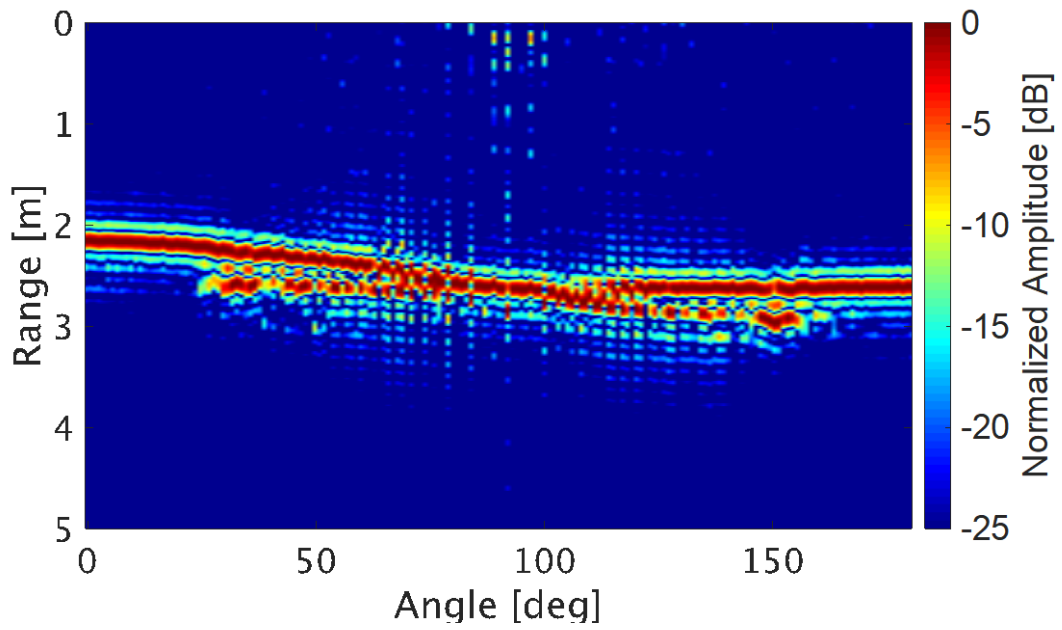


図 3.8. KR 処理と空間平均法を用いた  
ターンテーブルの各角度におけるレンジプロファイル

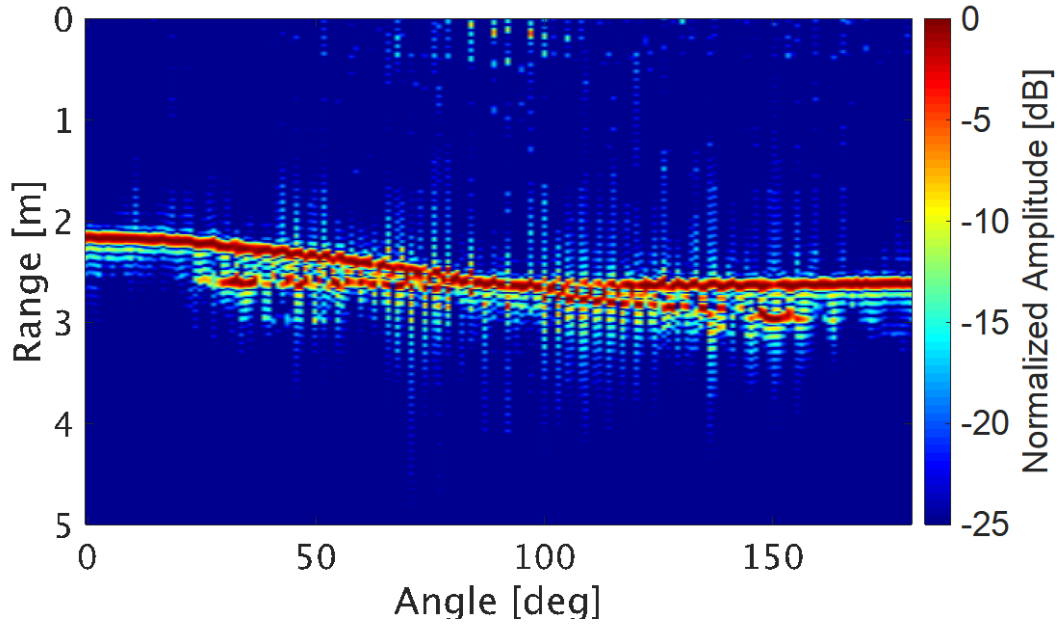


図 3.9. KR 処理と冗長平均法を用いた  
ターンテーブルの各角度におけるレンジプロファイル

### 3.4 結言

本章では、UWB 電波センサの超分解能化を実現するため、KR 処理を応用した超分解能手法を提案し、実験的に検討した。UWB 電波センサの分解能を改善するには、占有する周波数帯域幅を広げる必要がある。しかし、利用効率や干渉回避の観点から、周波数帯域幅の拡張は厳しい。ステップド FM-UWB 電波センサは周波数毎に独立した狭帯域パルスを送信し、受信側で位相検波出力することで、周波数毎の位相信号を出力する電波センサである。位相ベクトルは周波数ステップに対応していることから、位相ベクトルの拡張は周波数帯域幅の拡張と同義であると考えられる。そこで、KR 処理をステップド FM-UWB 電波センサの位相ベクトルに適用することで、周波数帯域幅を仮想的に拡張し、超分解能を実現する手法を提案した。KR 処理は到来波が無相関である場合、ステップド FM-UWB 電波センサに適用することで、周波数ステップ数を  $N$  から  $2N - 1$  に拡張が可能であるが、相関のある複数の到来波が存在する場合、期待される性能を発揮することができない。このような相関問題は、空間平均法によって解決可能であるが、部分ステップを定義するため、周波数ステップ数が減少し、距離分解能が劣化する。そこで、相関行列の特性を活かした冗長平均法を提案し、高い分解能の維持を可能とした。

本研究では、標準球を用いて実験を行い、提案する KR 処理の分解能の改善を評価した。KR 処理のみを適用した場合、単一目標であってもマルチパスによって相互相関の影響を大きく受け、所望する信号以外のスペクトルが発生した。しかしながら、冗長平均法を適用することで、この相互相関による影響を抑制し、高い分解能をもつレンジプロファイルを取得することができた。

本研究により、UWB 電波センサの周波数帯域幅を広げることなく距離分解能を改善する超分解能を可能とした。提案手法によって、周波数の利用効率を改善できると考えられる。

### 第3章 参考文献

- [3-1] D. Wehner, High-Resolution Radar, Artech House, Incorporated, 1995.
- [3-2] Y. Liu, H. Meng, G. Li, and X. Wang, “Velocity Estimation and Range Shift Compensation for High Range Resolution Profiling in Stepped-Frequency Radar,” *Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE*, vol.7, no.4, pp.791-795, oct. 2010.
- [3-3] M. Goppelt, H.-L. Blocher, and W. Menzel, Automotive radar - investigation of mutual interference mechanisms, *Advances in Radio Science*, 8, 55-60, 2010.
- [3-4] R. Nakamura and A. Kajiwara, “Empirical Study on Spectrum Hole Characteristics of Stepped FM UWB Microwave Sensor,” *Proc. of IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan. 2011.
- [3-5] 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol.J94-Bno.2, 2011年2月.
- [3-6] W.K. Ma, T.H. Hsieh and C.Y. Chi, “DOA estimation of quasistationary signals with less sensors than sources and unknown spatial noise covariance: A Khatri-Rao subspace approach,” *IEEE Trans. Signal Process*, vol.58, no.4, pp.2168-2180, April 2010.
- [3-7] 林和則, “狭帯域信号の到来方向推定,” *IEICE Fundam. Rev.*, vol. 8, no. 3, pp. 143-150, 2015.
- [3-8] Y. Wakamatsu, H. Yamada and Y. Yoshio, “MIMO Doppler Radar Using Khatri-Rao Product Virtual Array for Indoor Human Detection,” *IEICE Transactions on Communication*, Vol.E99-B, No.1, 2019.

## 第4章 ステップド FM-UWB 電波センサによる被干渉回避

### 4.1 緒言

第3章ではステップド FM-UWB 電波センサを用いた超高分解能化について述べた。UWB 電波センサの実用化のもう一つの課題として、干渉回避が挙げられる。UWB 電波センサは他の無線システムとの干渉回避のため DAA 機能が必要である。ステップド FM-UWB 電波センサは DAA 機能を持つ UWB 電波センサである。本センサは、任意の周波数の送信を停止するスペクトルホールによって、他の無線システムへの与干渉を回避できる。しかしながら、受信側では位相検波出力のデータ列に欠落部が生じる。この対策として欠落したデータのゼロパディングを行うが、IDFT 処理後の時間領域信号であるレンジプロファイルが劣化し、誤検知を引き起こす原因となる。そこで、スペクトルホールの補償法として、KR 処理を応用した手法を提案する。

本章では、KR 処理によって得られる拡張位相ベクトルに対して主成分分析 (PCA) を適用し、設定されたホールの大きさによって劣化するレンジサイドローブ特性を改善する手法を提案する。また提案手法の有効性を示すため、屋内環境における計測を想定した実験を行い、従来のゼロパディングや KR 処理と比較を行う。

## 4.2 UWB 電波センサの干渉回避技術

500MHz 以上の超広帯域を占有する UWB 無線機器は他の狭帯域無線システムとの干渉回避に関する課題がある。そのため、UWB 無線機器は他の無線システムと共存するために DAA 機能が必要とされている。ステップド FM-UWB 電波センサは DAA 機能を有するセンサである。本節ではステップド FM-UWB 電波センサの干渉回避技術について説明する。

### 4.2.1 スペクトルホール

ここでは、ステップド FM-UWB 電波センサが同一の周波数帯域に存在する被干渉信号に対してどのように DAA 機能を適用するのかについて説明する。まず他の無線システムの放射の有無やその使用周波数帯域の検出方法について述べる。ステップド FM 信号を送信する前に、被干渉信号を検知するために受信機のみを実働させる。そのため送信信号は未送信となり、被干渉信号のみが受信される。周波数の直交性からローカル信号と被干渉信号の周波数が一致したときのみ IQ ビデオ信号が検出される。したがって、被干渉信号が放出する周波数帯を特定することが可能である。

次に、被干渉信号への与干渉の回避方法について説明する。ステップド FM-UWB 電波センサの信号は周波数の異なる狭帯域パルスで構成されているため、任意の周波数帯を避けて送信することができる（スペクトルホール）。干渉検出技術により被干渉信号の使用周波数帯域を特定できることから、その被干渉信号に対応した周波数帯にスペクトルホールを適応させ、ステップド FM 信号を送信する。したがって、ステップド FM 信号にスペクトルホールを適用することで被干渉信号への与干渉の軽減に期待でき、ステップド FM-UWB 電波センサは他の無線システムと共存できる。

### 4.2.2 スペクトルホールの課題

ステップド FM-UWB 電波センサはスペクトルホールを適用することでレンジプロファイルのレンジサイドローブ特性が劣化するという課題がある。ここで、スペクトルホールの課題について計算機シミュレーションの結果を用いながら具体的に説明する。シミュレータの諸元を表 4.1 に示す。図 4.1(a)に  $N = 100$  とした受信信号に対してスペクトルホールを 15~25 ステップ目に設定した場合の周波数スペクトルの例を示す。スペクトルホールを設定した帯域にノッチが確認でき、他の狭帯域無線システムとの干渉を回避できる状態であることがわかる。図 4.1(b)にスペクトルホールを設定した場合のレンジプロファイルを示す。スペクトルホールによりレンジサイドローブ特性が劣化していることが確認できる。これは、送信する周波数ステップが不等間隔となり、取得され

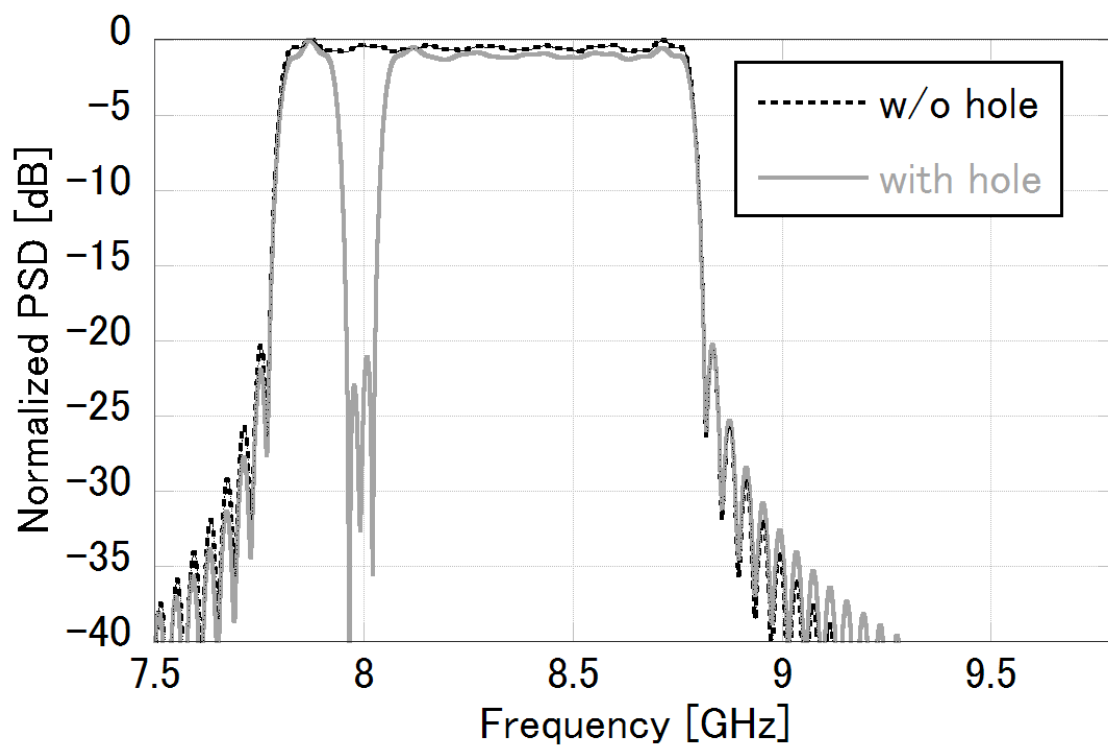
る位相検波出力に欠落が生じたためである。次に、図 4.2 にスペクトルホールの位置と大きさを変化させた場合のレンジサイドローブ特性を示す。図 4.2(a)はピーク対第一レンジサイドローブ比 $\gamma_{1st}$ 、図 4.2(b)はピーク対平均レンジサイドローブ比 $\gamma_{avg}$ を表している。ここで、図 4.2 の横軸はスペクトルホールを設定する周波数ステップの開始番号を表し、縦軸は小さいほど劣化していると言える。また、本論文ではスペクトルホールの大きさを表す指標として、スペクトルホール比 (SHR) を次式のように定義した。

$$SHR = \frac{N_{SH}}{N} \times 100 \quad (4.1)$$

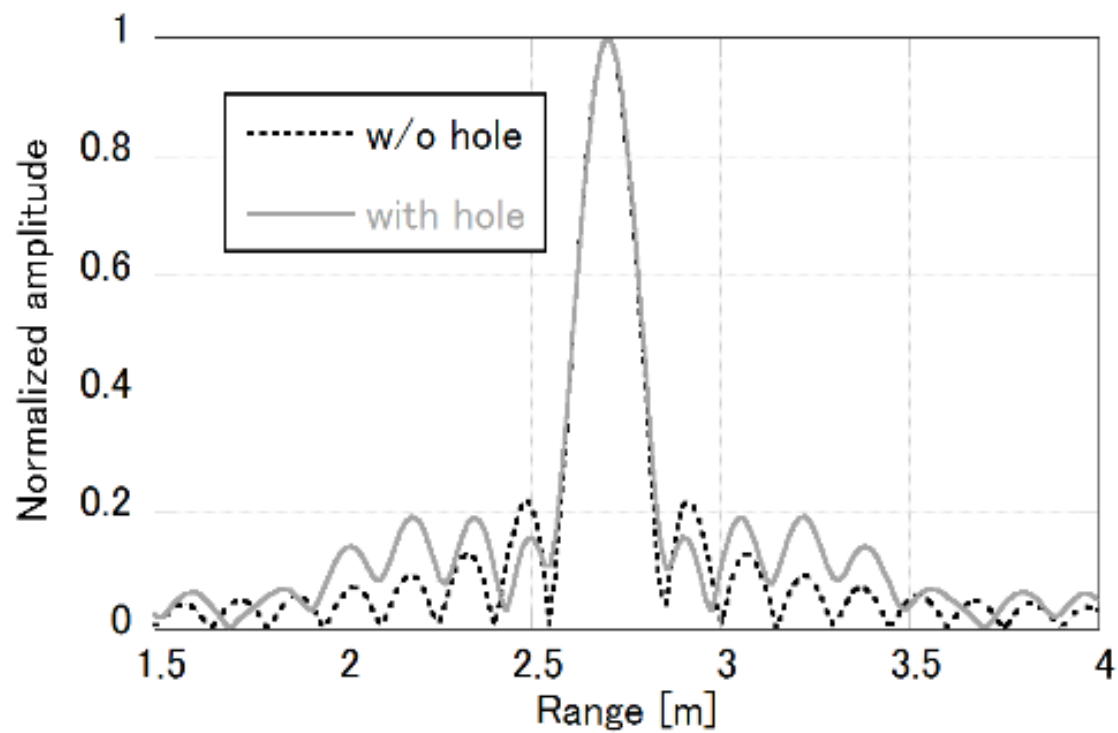
ここで、 $N$ はスペクトルホールがない場合の周波数ステップの数、 $N_{SH}$ はスペクトルホールとして設定するステップ数である。図 4.2(a)より、 $\gamma_{1st}$ はスペクトルホールの位置によっては、劣化するだけでなく改善する場合がある。しかしながら、図 4.2(b)より、 $\gamma_{avg}$ はスペクトルホールの位置に関わらず劣化していることから、第一サイドローブが改善されたとしても全体のサイドローブは劣化していることが分かる。また、サイドローブの増加に伴いスペクトルホールによるレンジサイドローブの増加は、誤検知などを引き起こすことが考えられるため、スペクトルホールの補償によってレンジサイドローブを抑制する必要がある。

表 4.1. シミュレータ緒元

項目	パラメータ
帯域	7.8~8.8GHz
ステップ幅 $\Delta f$	10MHz
ステップ数 $N$	100



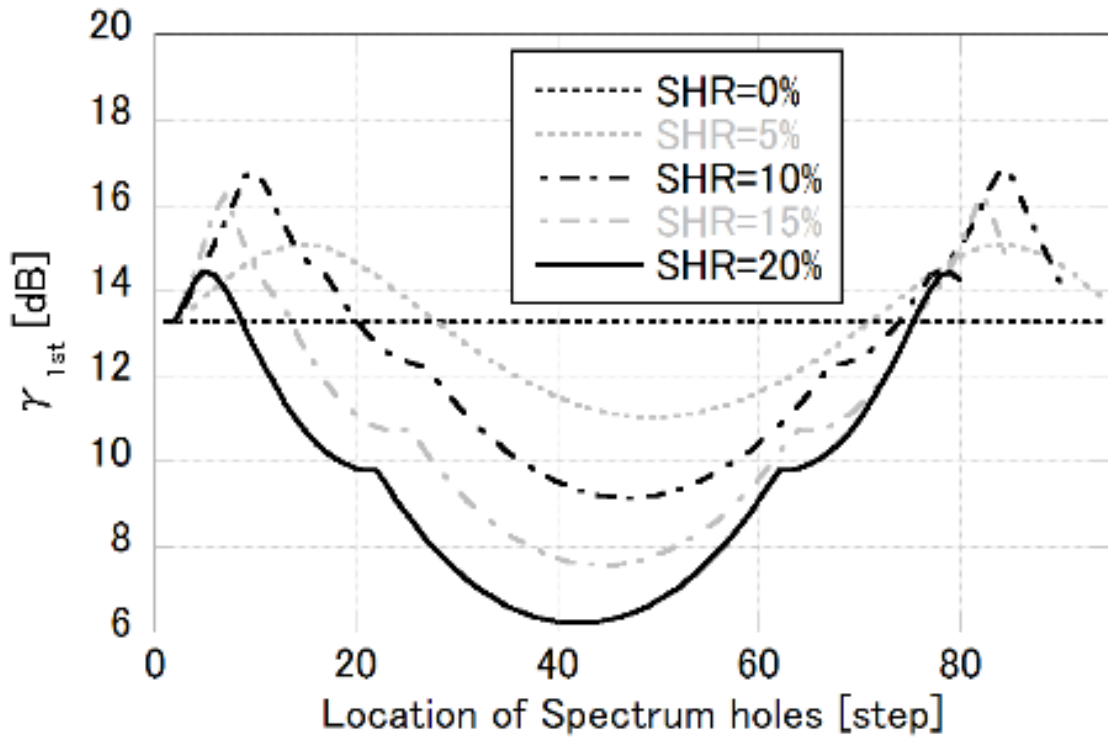
(a) 周波数スペクトラム



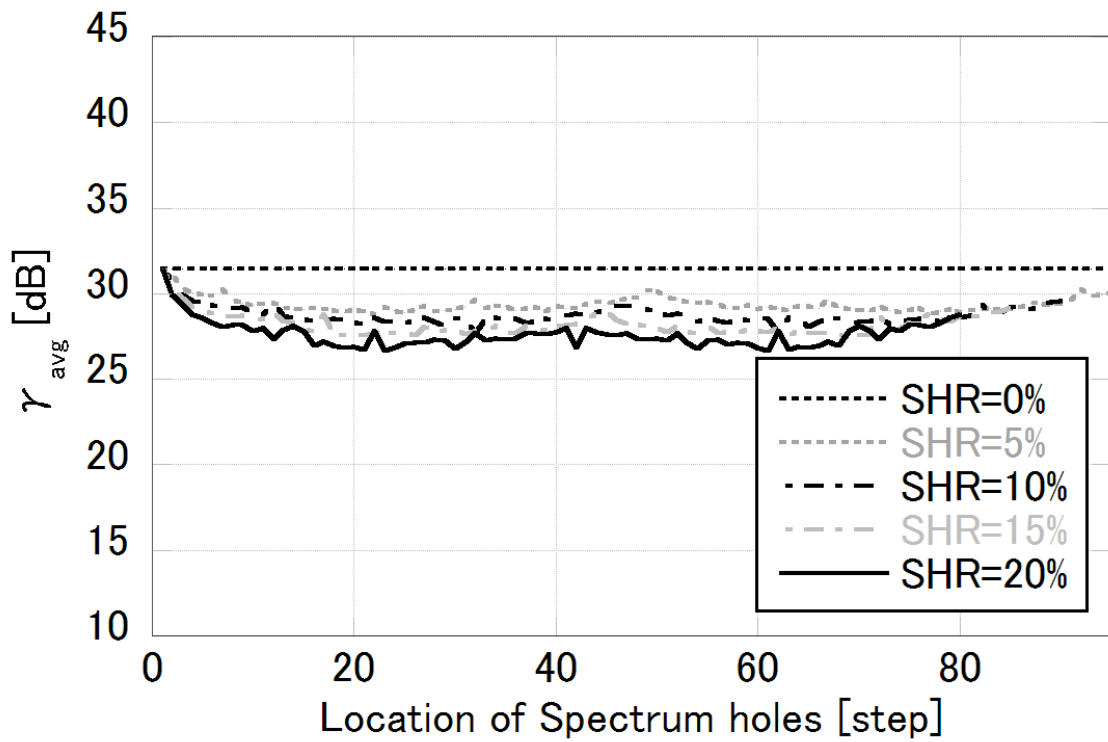
(b) レンジプロファイル

図 4.1. スペクトルホール例 (SHR=10%)





(a) ピーク対第一サイドローブ比 :  $\gamma_{1st}$



(b) ピーク対平均サイドローブ比 :  $\gamma_{avg}$

図 4.2. スペクトルホールの位置に対するレンジサイドローブ特性

## 4.3 Khatri-Rao 積仮想アレー処理によるスペクトルホール

### 補償

KR 処理をステップド FM-UWB 電波センサに適用する原理については第 3 章にて述べた。本章では，KR 処理を応用したステップド FM-UWB 電波センサにおけるスペクトルホール補償を提案する。本節ではその原理について説明する。簡単のため， $N = 4$  のステップド FM レーダの位相ベクトルの例を示す。

$$\mathbf{r} = [e^{j2\pi\theta(1)}, e^{j2\pi\theta(2)}, e^{j2\pi\theta(3)}, e^{j2\pi\theta(4)}]^T \quad (4.2)$$

ここで，3 番目のステップをスペクトルホールとして設定する。この時の位相ベクトルは次式のように表す。

$$\mathbf{r} = [e^{j2\pi\theta(1)}, e^{j2\pi\theta(2)}, 0, e^{j2\pi\theta(4)}]^T \quad (4.3)$$

ここで，各到来波が無相関である場合，式(4.3)による相関行列は次のように求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} &= \mathbf{r}\mathbf{r}^H \\ &= \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & 0 & y(3) \\ y(-1) & y(0) & 0 & y(2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ y(-3) & y(-2) & 0 & y(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$y(m) = e^{j2\pi(m)\Delta f \frac{2d_l}{c}} \quad (4.5)$$

ここで， $d_l$  は  $l$  番目の目標との距離を示している。式(4.4)より，相関行列の各要素  $y(m)$  は基本周波数を含まないステップド FM レーダの位相検波出力と対応している。したがって，拡張位相ベクトル  $\mathbf{y}$  は次のように求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &\equiv \text{vec}[\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}] \\ &= [y(-3), y(-2), y(-1), y(0), y(1), y(2), y(3)]^T \end{aligned} \quad (4.6)$$

この時，ステップ数は 3 から 7 に拡張されたとみなすことができる。また，周波数ステップは等間隔となり，スペクトルホールとして設定されたステップが補償されていることが分かる。したがって，KR 積拡張位相処理によってステップド FM-UWB 電波センサにおけるスペクトルホール補償が可能であると考えられる。

図 4.3, 図 4.4 にシミュレーション結果を示す. シミュレータ諸元を表 4.2 に示す. 目標は点目標とし, 2.7m の位置に配置した. スペクトルホールを 15~25 ステップ目に設定した. 破線はスペクトルホールを設定していないレンジプロファイル, 灰色線はスペクトルホールを設定したレンジプロファイル, 黒線は KR 処理を適用したレンジプロファイルである. 図 4.3 は KR 処理を適用したレンジプロファイルを表す. スペクトルホールを設定したレンジプロファイルでは, レンジサイドローブが増加し, 劣化していることがわかる. 一方で, KR 処理を適用した場合にはレンジサイドローブが減少し, 改善していることが確認できる. 図 4.4 はスペクトルホールの位置に対する  $\gamma_{1st}$ ,  $\gamma_{ave}$  の変化を示している. 図 4.4(a)より  $\gamma_{1st}$  が約 13dB で安定していることが確認できる. また, 図 4.4(b)よりスペクトルホールの位置に関係なく  $\gamma_{avg}$  が改善されていることが分かる. したがって, KR 積拡張位相処理は, スペクトルホール補償によってステップド FM-UWB 電波センサのレンジサイドローブを抑制していることが分かる.

表 4.2. シミュレータ緒元

項目	パラメータ
周波数	7.8~8.8GHz
ステップ幅 $\Delta f$	10MHz
ステップ数 $N$	100

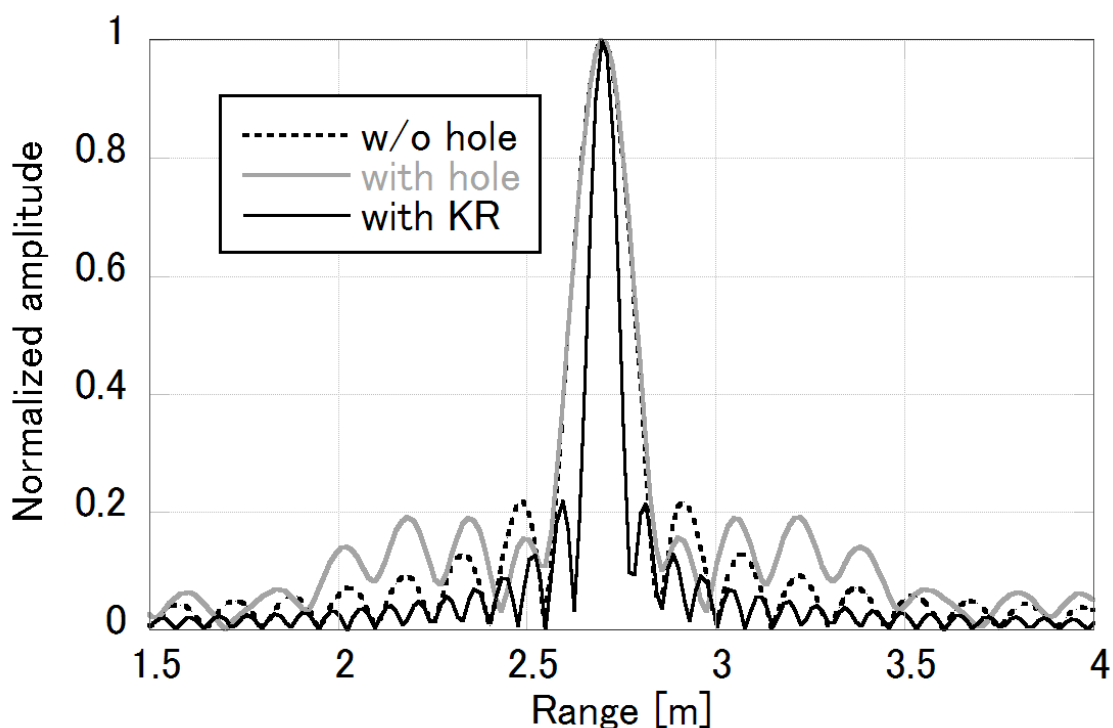
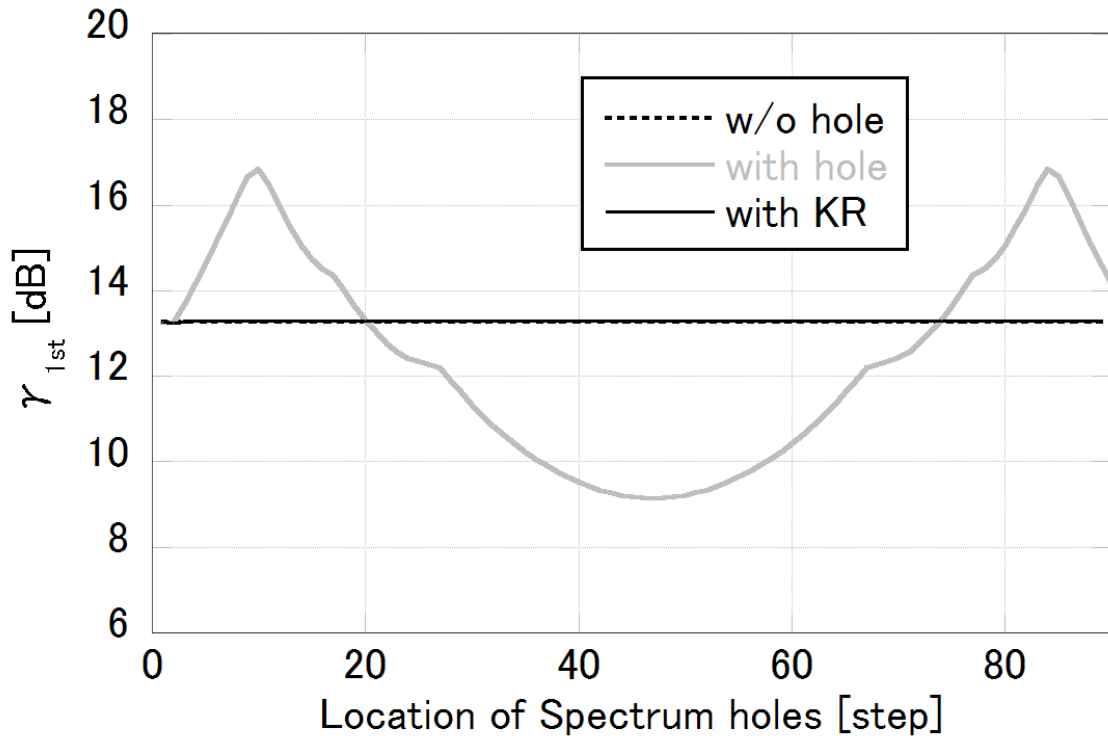
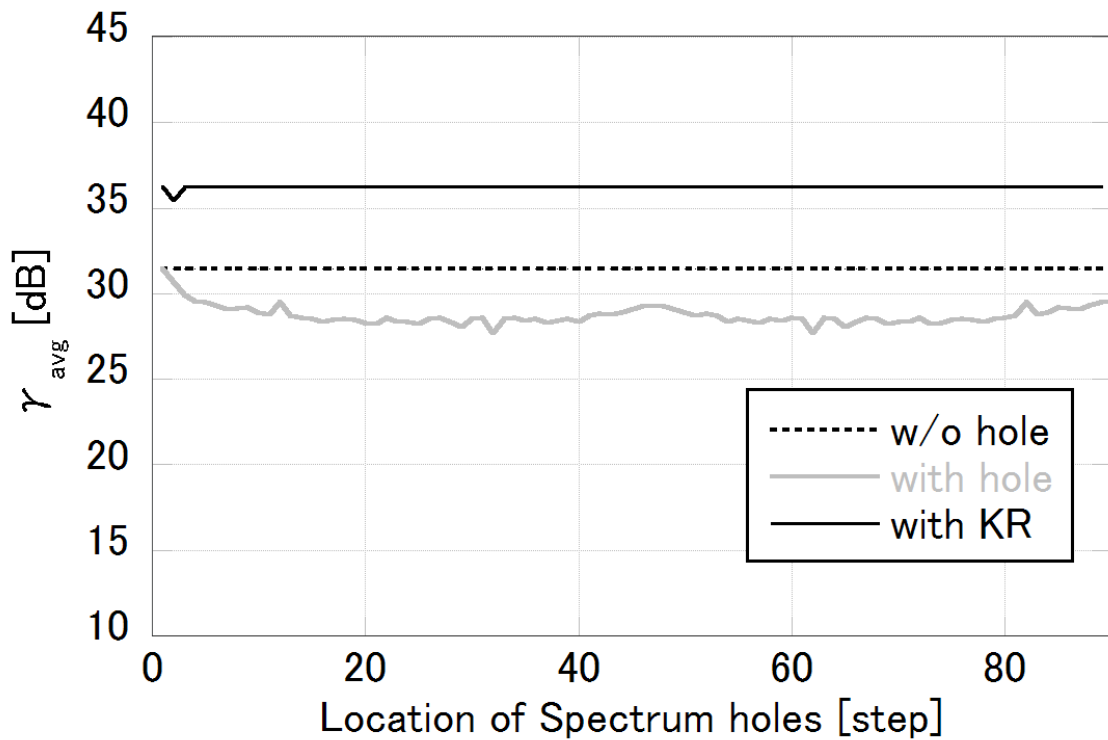


図 4.3. KR 積拡張位相処理によるレンジスペクトル (SHR=10%)



(a)  $\gamma_{1st}$



(b)  $\gamma_{avg}$

図 4.4. スペクトルホールの位置に対するレンジサイドローブ特性の変化 (SHR=10%)

## 4.4 主成分分析による信号復元

KR 処理は、スペクトルホールの拡大によってより多くの周波数ステップが欠落する。ゼロパディングによってその欠落を補償する手法が提案されているが、非線形な歪み成分が大きくなり、レンジサイドローブが増加する。そこで、我々は拡張位相ベクトルに対し、主成分分析を適用することで、レンジサイドローブの低減を検討する。まず、仮想位相データベクトルを時間方向にシフトさせることで疑似的に複数の仮想位相データベクトルを生成する。拡張位相データベクトルは次式のように表す。

$$\mathbf{y} = [y(1), y(2), \dots, y(N')] \quad (4.7)$$

式(4.7)を用いて、拡張位相行列 $\mathbf{Y}$ を生成する。

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_M]^T \quad (4.8)$$

$$\mathbf{y}_m = [y(m), y(m+1), \dots, y(m+N'-M)] \quad (4.9)$$

ここで、 $\mathbf{y}_m$ は部分拡張位相ベクトルとし、 $M$ はベクトルの数を示す。ただし、 $\mathbf{y}_m$ はそれぞれ標準化されたベクトルである。次に仮想位相データ行列に特異値分解を適用する。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^T \quad (4.10)$$

ここで、 $\mathbf{U}$ は左特異ベクトル、 $\mathbf{V}$ は右特異ベクトルを示し、 $\mathbf{D}$ は $\mathbf{Y}$ の特異値からなる対角行列である。各成分の特異値は全く異なっており、そのほとんどが非常に小さい値となる。したがって、小さい特異値を除外することで任意の次元 $P$ まで縮約することが可能である。主成分分析による復元信号 $\mathbf{X}_P$ は次式で求められる。

$$\mathbf{X}_P = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_P]^T = \mathbf{U}_P^T \mathbf{Y}_P = \mathbf{D}_P \mathbf{V}_P^T \quad (4.11)$$

ここで、 $P$ は主成分の数を示す。式(3.11)より、PCAによって目標信号を含む主成分を抽出できる。したがって、KR 処理後に適用することで、信号の欠落による非線形な歪みを除去し、レンジプロファイルを改善することが期待できる。以下、提案する処理を KR-PCA 処理と呼ぶ。

## 4.5 実証実験

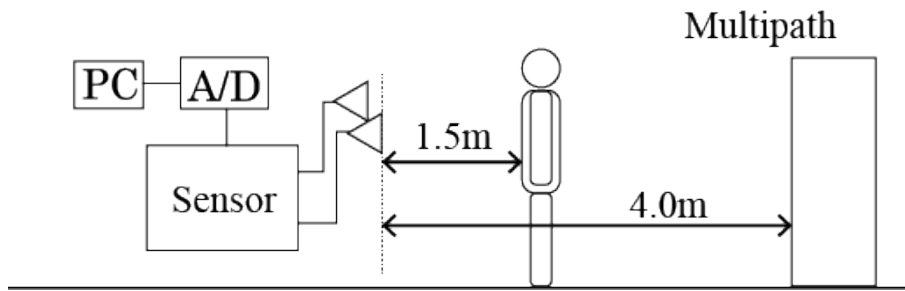
提案手法の有効性を示すため，屋内のマルチパス環境で実験を行った．実験の諸元と結果を以下に示す．

### 4.5.1 実験諸元

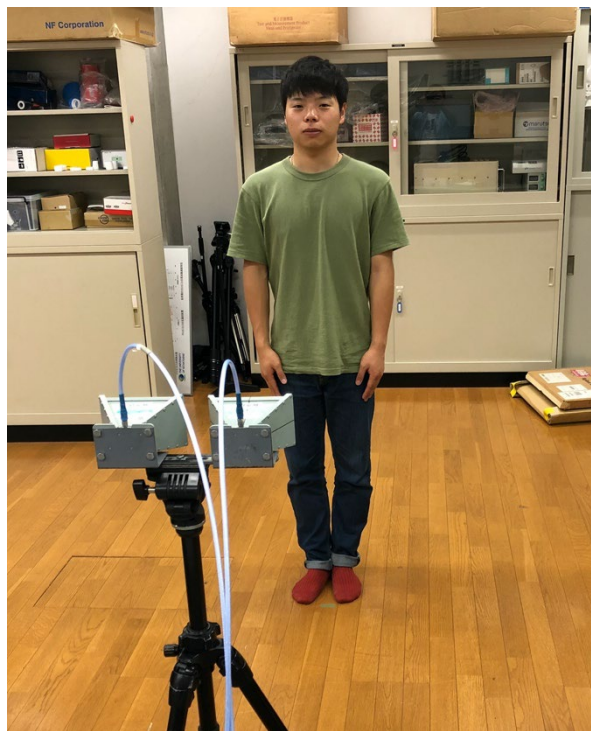
実験諸元を表 4.3 に示す．計測機器としてステップド FM-UWB 電波センサ試作器を使用した．中心周波数を 8.3GHz，帯域幅を 1GHz とした．理論距離分解能は 15cm である．図 4.5 に実験モデルと実験環境の写真を示す．人を計測対象とし，アンテナから 1.5m の位置に配置した．また，アンテナから 4.0m の位置に什器類が配置されている．

表 4.3. 実験諸元

項目	パラメータ
計測機器	ステップド FM-UWB 電波センサ試作器
帯域	7.8～8.79GHz
ステップ幅 $\Delta f$	10MHz
ステップ数 $N$	100
アンテナ(利得)	標準ホーンアンテナ(10.2dBi)
ビーム幅(-3dB)	20° (垂直) 30° (水平)
偏波面	水平-水平



(a) 実験モデル



(b) 実験の様子

図 4.5. 実験モデル

## 4.5.2 実験結果

図 4.6 は送信信号の 50 ステップ目をスペクトルホールを中心として SHR=15%と設定した測定結果である。レンジプロファイルの劣化を評価するため、所望信号のピークと平均レンジサイドローブの比（以下、(PSR : Peak to range sidelobe)) を計算する。KR-PCA 処理では、距離分解能劣化に伴い受信電力損失が発生し、また本センサでは雑音よりサイドローブが支配的である。そこで PSR で比較するため各レンジプロファイルは受信電力（最大強度）によって正規化している。

図 4.6(a)はゼロパディングと KR 処理のレンジプロファイルの比較である。人からの信号が 1.5m に、什器からのマルチパス信号が 4.0m に現れた。ここに、50 ステップ目を中心とし、SHR=15%であるスペクトルホールを設定する。ゼロパディングを適用した場合、レンジサイドローブは大きく増加している。特に、対象の信号周辺は大きく劣化しており、マルチパスなどの信号よりサイドローブのピークが高くなっている。一方、KR 処理ではゼロパディングと比較して、目標のピーク信号周辺の極大値が減少していることから、レンジサイドローブが明らかに改善されていると言える。PSR は 10dB 以上改善されている。しかしながら、スペクトルホールによる局所的なサイドローブの劣化でピーク信号が 5~6m 付近に現れており、スペクトルホールの影響が抑制できていない。一方、図 4.6(b)では、KR-PCA によって KR 処理で抑制できなかったレンジサイドローブによるピーク信号が除去され、レンジサイドローブが安定した。これは、PCA によって雑音成分が取り除かれ、主成分のみの信号が復元されたためである。ただし、KR-PCA では、距離分解能が KR 処理より劣化している。これは PCA 処理で拡張位相データ行列を生成する際、ステップ数が( $N' - M$ )個に減少したためである。

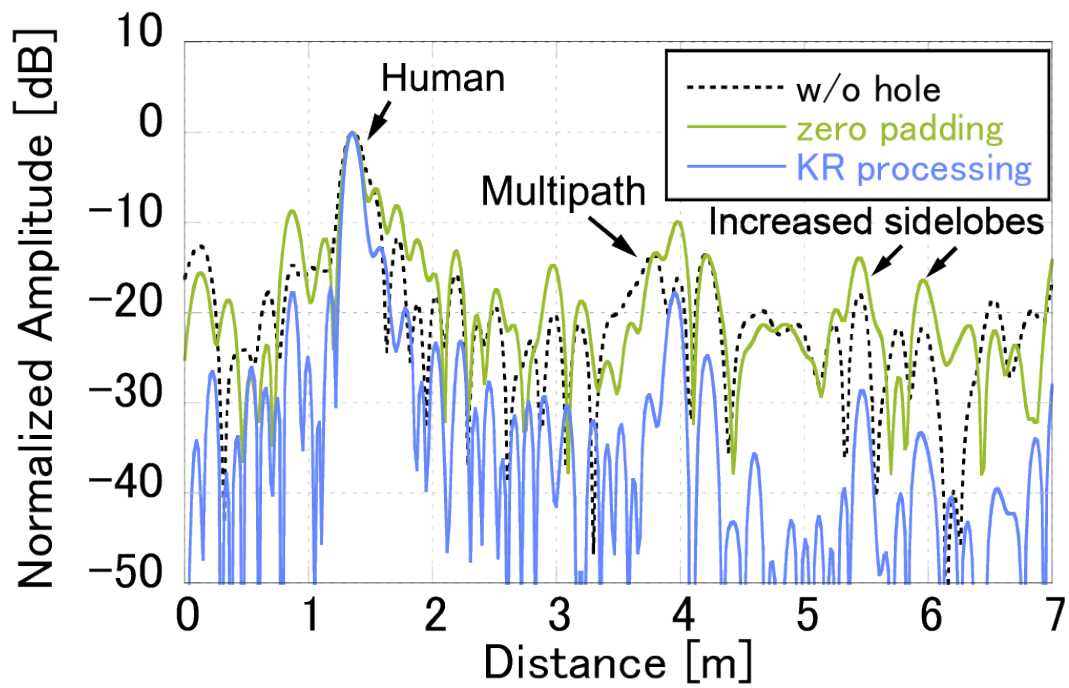
レンジサイドローブはスペクトルホールの大きさに従って劣化することが考えられる。そこで同様の測定を複数回を行い、SHR を大きくした場合の PSR の変化を各処理で比較した。スペクトルホールを中心を 50 ステップに設定し、SHR に対する PSR の平均値を計算する。繰り返し測定回数は 30 回とする。図 4.7 に計算結果を示す。ゼロパディングの場合、SHR の増加に従ってレンジサイドローブ特性が劣化している。SHR=20%において、スペクトルホールが設定されていない場合 (SHR=0%) と比べて PSR は約 4dB 低下した。KR 処理を適用した場合、PSR は大きく改善した。しかしながら、スペクトルホールの大きさに従って SHR=20%の時点で PSR は約 3dB まで低下した。これは、スペクトルホールによる非線形な成分による影響である。一方で、KR-PCA を適用した場合、SHR に応じた PSR の低下が改善された。KR-PCA によって、主成分が復元され、スペクトルホールによるレンジサイドローブ特性の劣化が効果的に改善されたと考えられる。

レンジサイドローブ特性の劣化はスペクトルホールを中心位置によって変化することが報告されている。そこで、スペクトルホールを中心位置を変化させ、スペクトルホー

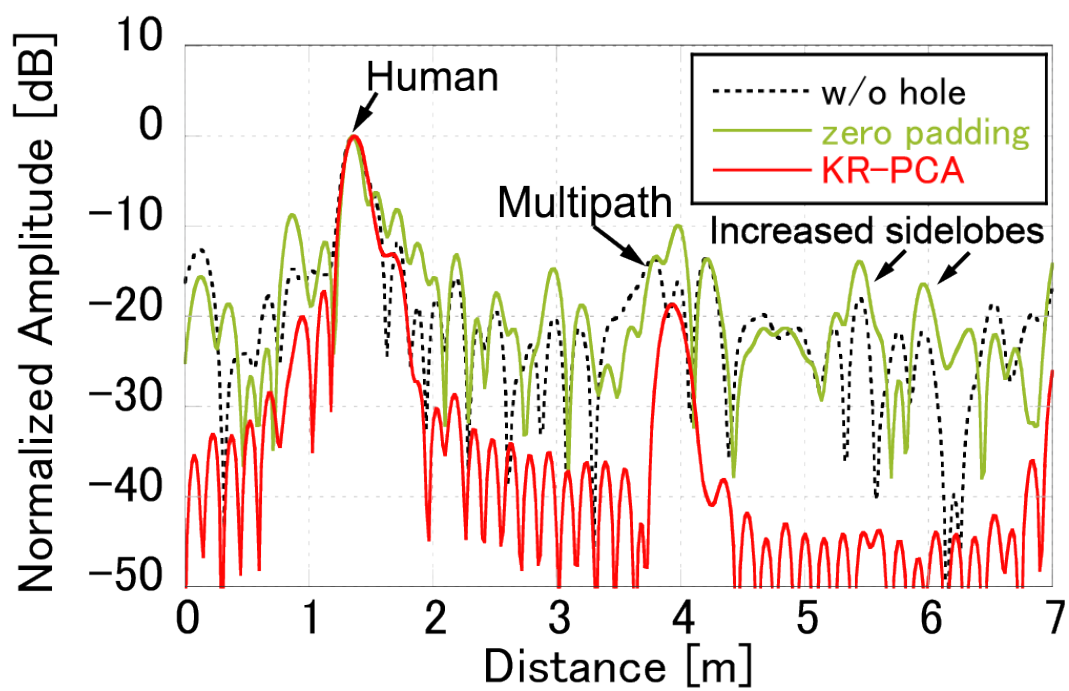


ルの中心位置によって PSR を比較した。図 4.8 に SHR が 5%, 10%, 15%, 20% のスペクトルホールを設定した PSR の結果を示す。スペクトルホールを設定しない場合、PSR は約 20dB となった。スペクトルホールを設定し、ゼロパディングを適用した場合、SHR の増加に従って PSR が劣化した。特に、30~50 ステップをホールの中心とした場合、SHR の増加に伴う劣化が顕著となった。ここに KR 処理を適用した場合、PSR は大きく改善された。特に 30~75 ステップを中心とした場合に結果が安定しており、10~20 ステップ、80~90 ステップのように端をスペクトルホールの中心と設定した場合に PSR が低下した。これは、欠落した位相データ列が端に存在する場合、対象区間の補償に必要な要素が十分に確保できない為であると考えられる。KR-PCA を適用した場合には PSR がさらに 5dB ほど改善した。しかし、KR-PCA においても同様に、端の位相データ列が欠落した場合に PSR が劣化した。スペクトルホールの補償を行う場合、スペクトルホールによって連続した位相データ列が十分に得られない場合、KR 処理や KR-PCA の性能を劣化させると考えられる。しかしながら、PSR はいずれの場合であっても適用前より改善されたことから、提案手法は有効であると言える。

したがって KR-PCA はスペクトルホール設定時のステップド FM-UWB 電波センサのレンジサイドローブを改善することができる。



(a) ゼロパディングと KR 処理の比較



(b) ゼロパディングと KR-PCA の比較

図 4.6. レンジプロファイル (スペクトルホール大きさ : 15%)

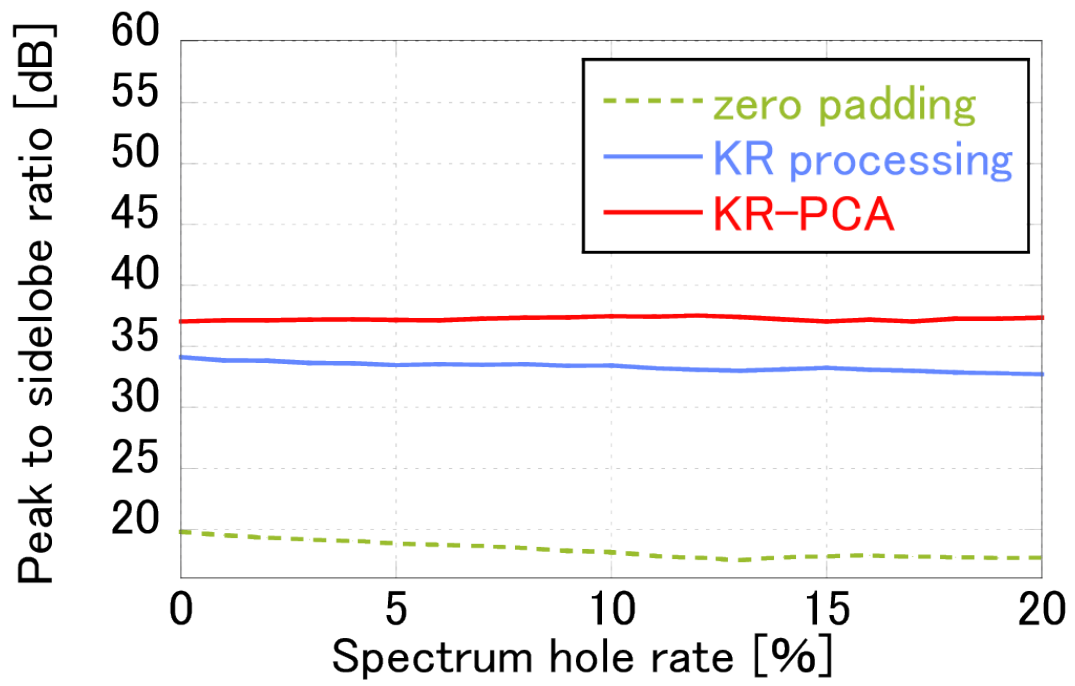
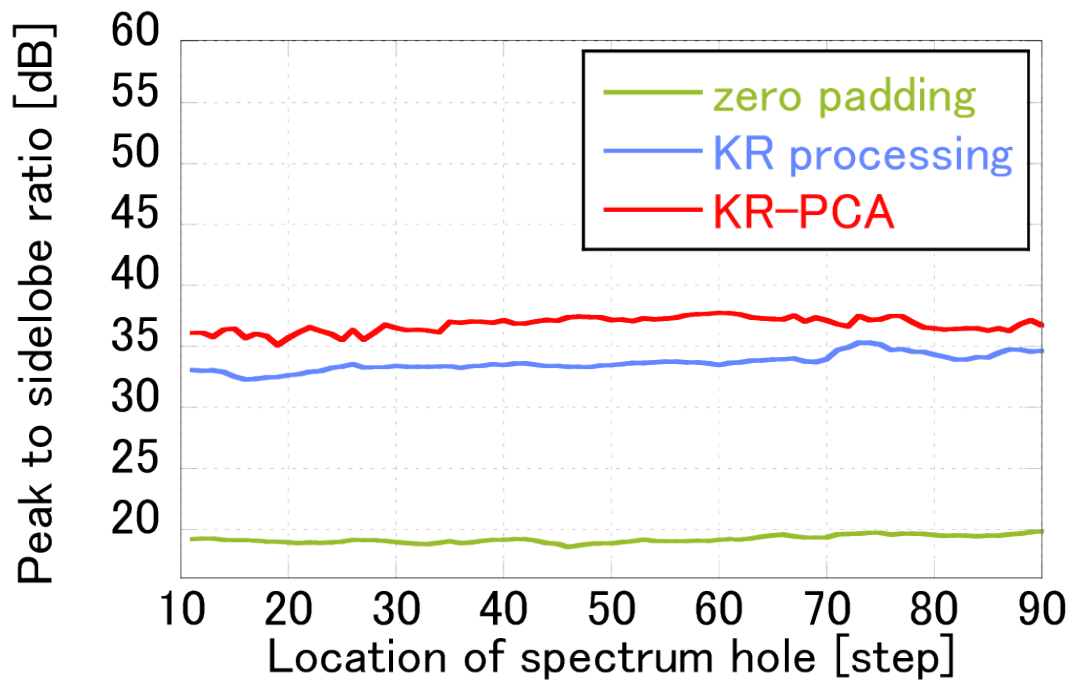
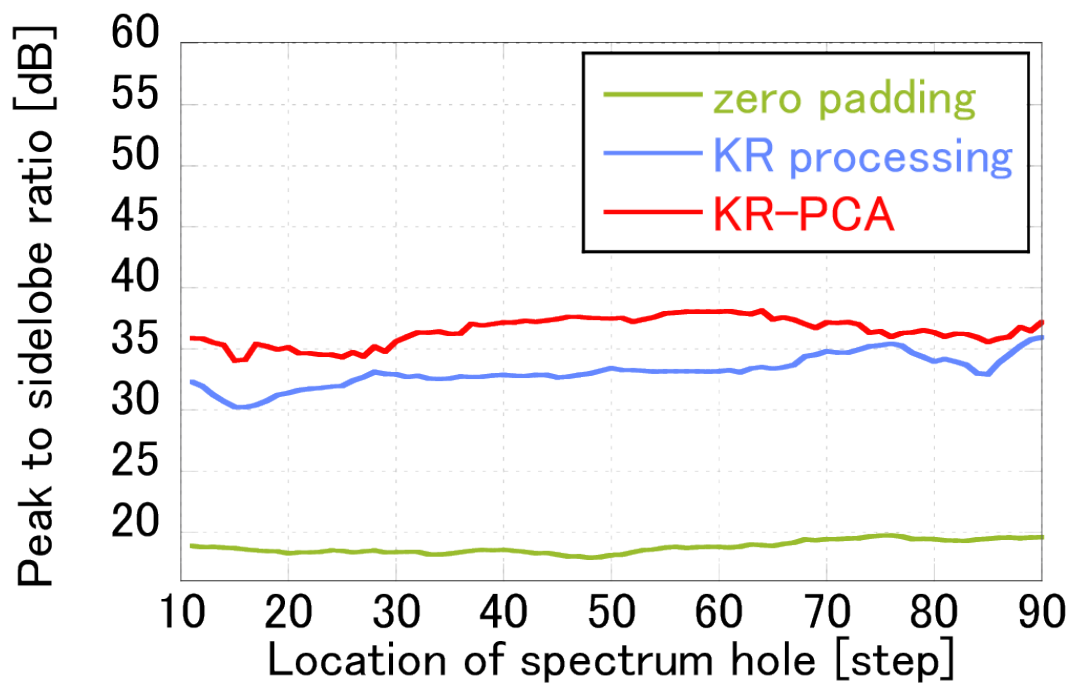


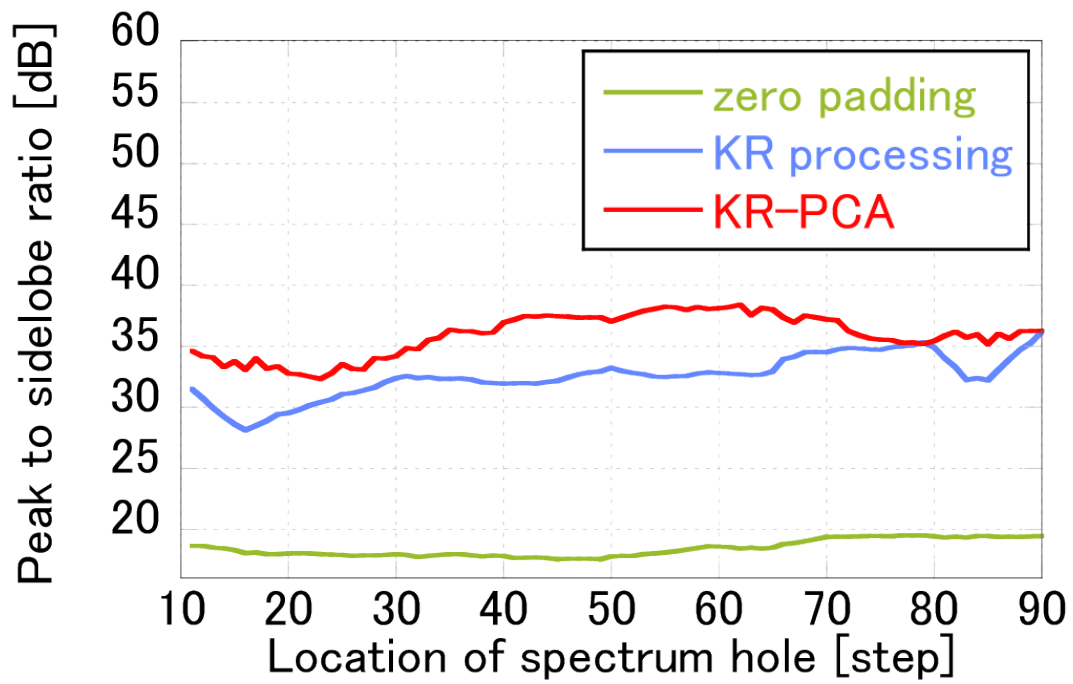
図 4.7. スペクトルホール大きさに対する  
ピーク対平均サイドローブ比



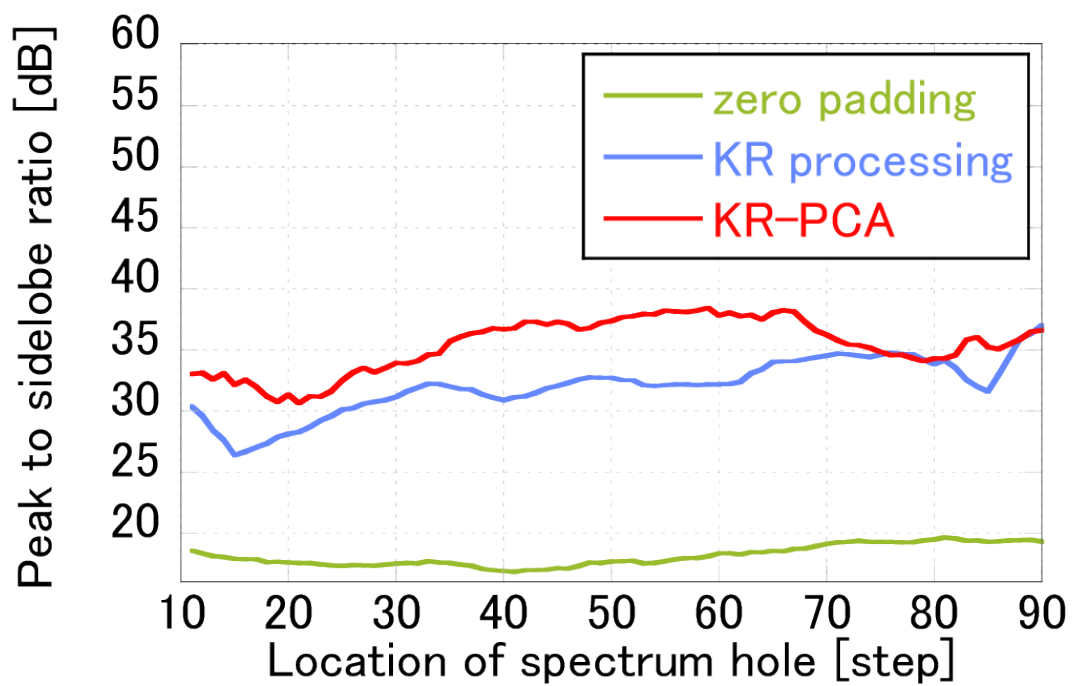
(a) SHR=5%



(b) SHR=10%



(c) SHR=15%



(d) SHR=20%

図 4.8. スペクトルホールの位置に対するレンジサイドローブ特性の変化

## 4.6 結言

本章では、UWB 電波センサの干渉回避による性能劣化を改善するため、KR-PCA 処理によるスペクトルホール補償の手法を提案し、その有効性について実験的に検討した。ステップド FM-UWB 電波センサは任意の周波数信号の送信を停止するスペクトルホールによって、他の無線システムへの与干渉回避を実現している。しかしながら、干渉回避によってレンジプロファイルのレンジサイドローブが劣化することが課題である。KR-PCA 処理は、ステップド FM-UWB 電波センサが各周波数の狭帯域パルスの受信信号から位相信号を出力することに着目し、スペクトルホールの補償を行い、レンジサイドローブの改善を行う手法である。具体的には、取得される位相ベクトルに対して KR 処理を適用し、更に PCA を適用することで主成分となる信号を復元する手法である。提案手法を適用することで、レンジサイドローブの影響を飛躍的に改善できる他、位相ベクトルの拡張により、高分解能化が可能となる。

実験では、実際の屋内環境を想定し、什器が設置された環境で人の測定を行い、対象の信号に対するレンジサイドローブの評価を行った。KR-PCA 処理を適用することにより、スペクトルホールからなる位相ベクトルの非線形成分による KR 処理への影響や不要な雑音成分を取り除き、レンジサイドローブを改善することができた。

以上により、干渉回避時においても高分解能を実現する電波環境適応型の UWB 電波センサの方向性を示した。

## 第 4 章 参考文献

- [4-1] A. Somov, S. Kandeoan, A. R. Biswasand, and A.Krause, “Detect and Avoid Mechanism for Ultra Wide-Band WiMedia: Experimental Evaluation of Detection Capabilities,” Proc. of IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp.307-311, 2011.
- [4-2] Y. Ota, R. Nakamura, and A. Kajiwara, “UWB stepped-FM sensor for home security,” Proc. of IEEE Sensors Applications Symposium, pp.1-4, Feb.2012.
- [4-3] S. Shirai, H. Yamada, and Y. Yamaguchi, “A novel DOA estimation error reduction preprocessing scheme of correlated waves for Khatri-Rao product extended-array,” IEICE Transactions on Communications, vol.E96-B, no.10, pp.2475-2482, 2013.
- [4-4] K. Jimi, I. Matsunami, R. Nakamura, “Improvement of Ranging Accuracy during Interference Avoidance for Stepped FM Radar Using Khatri-Rao Product Extended-Phase Processing,” IEICE Transactions on Communications, vol.E102-B, no.1, pp.156-164, 2019.
- [4-5] Tie-Jun Shan, M. Wax, and T. Kailath, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals,” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal processing, vol.33, no.4, pp.806-811, Aug.1985.
- [4-6] M. E. Wall, A. Rechtsteiner, and L. M. Rocha, “Singular Value Decomposition and Principal Component Analysis,” A Practical Approach to Microarray Data Analysis, pp.91-109, 2003.
- [4-7] 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ,” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J94-B, no.2, Feb. 2011.
- [4-8] 梶原昭博, 久保山静香, 毛屋伸康, “ステップド FM-UWB 電波センサの干渉回避技術,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J100-B no.3 pp.210-213, 2017 年 3 月

# 第5章 超広帯域電波センサによる浴室内見守りシステム

## 5.1 緒言

第3章、第4章では、UWB電波センサを用いた高齢者見守りの実用化において課題となる、周波数利用効率と周波数干渉の問題についてその改善手法を提案し、有効性について検討した。本章では高齢者見守りシステムとして、入浴事故の早期発見を目的とした浴室見守りセンサシステムを例に挙げ、入浴者の状態を高精度に推定する手法を提案し、その有効性を示す。

高齢者の入浴時における事故は年々増加しており、家庭内事故における深刻な課題の一つとなっている。入浴中の主な死因として、溺死・溺水が挙げられる。溺水時の姿勢は鼻口部が完全に水没していた事例が最も多く、次いで鼻口部一部水没が多く、座位・背臥位が最も多く、座位からそのまま沈み、溺水していると考えられる。この時、浴室内はプライベートな空間であるため、入浴者が外に助けを求めることや、同居者が異変を感知することは困難であり、多くの死亡事故は発見から1時間以上が経過している。そのため、入浴事故を早期に発見する浴室見守りセンサシステムが注目されている。

見守りセンサとして、画像センサや赤外線、ウェアラブル、ドップラセンサなどが挙げられるが、浴室での使用を考慮した場合、湯気や湿度、温度、プライバシーの問題、湯面変動の影響などにより導入が困難である。

本章では、UWB電波センサによる浴室見守りセンサシステムを提案し、その有効性について実験的に検討している。本手法では入浴者の状態遷移に着目し、観測データから得られる状態が直前の状態に依存する隠れマルコフモデルを用いた機械学習を適用することで、高精度な状態推定を実現している。

## 5.2 従来の浴室見守りシステム

本節では従来のUWB電波センサを用いた浴室見守りシステムについて説明する。UWB電波センサを用いた浴室見守りセンサはいくつか提案されている。特徴量抽出を応用した手法では、湯面変動による影響が報告され、浴室内で観測された信号に対して時間変化を求める特徴量抽出を行うことでその影響が抑制できることが明らかにされている[5-15]。

次に、サポート・ベクター・マシン (SVM) を用いた手法が提案されている[5-16]。本手法では、レンジプロファイルから人の位置や動き、入退室を表す特徴量を観測データとして抽出し、それぞれの特徴量を用いたSVMの学習モデルを求め、未知の観測デ



ータから入浴者の状態を識別する。本手法では、通常の入浴や洗い場での転倒、浴槽での溺水において高い精度で被験者の状態を迅速に検知している。SVM は、学習時において学習データがその分類データ（ラベル）とともに与えられる教師あり学習である。SVM を用いた手法では、学習時に入浴者の状態がラベルとして与えられており、それらを基に高精度な学習を行うことが可能である。しかしながら、浴室環境や入浴者の個人差によって得られる観測データとその分類結果は異なるため、SVM を用いた手法ではそれらの学習データとラベルを事前に取得しなければならない。したがって、設置時に入浴者は自らの学習データを正確に計測する必要がある。これには相応の知識と時間が必要であるため、一般家庭での実装は困難である。

その解決策として、学習時にラベルを必要としない教師なし学習である K-means 法を用いた浴室内見守りセンサシステムが提案されている[5-17]。K-means 法は最も一般的なクラスタリング手法の一つである。図 5.2 に観測データとクラスタリングの例を示す。クラスタリングは各特徴ベクトルを次元とする観測データから互いに隣接し、まとまった塊であるクラスタを推定する処理である。しかしながら、K-means 法で得られる解は局所的最適解であり、その学習結果はハイパーパラメータに大きく依存する。特にクラスタ中心の初期値に対してデータの分布が想定と異なる場合、所望する学習結果を得ることは困難である。したがって、K-means 法を用いた手法では、入浴者の個人差や環境の違いによる誤検知が発生するなどの問題がある。

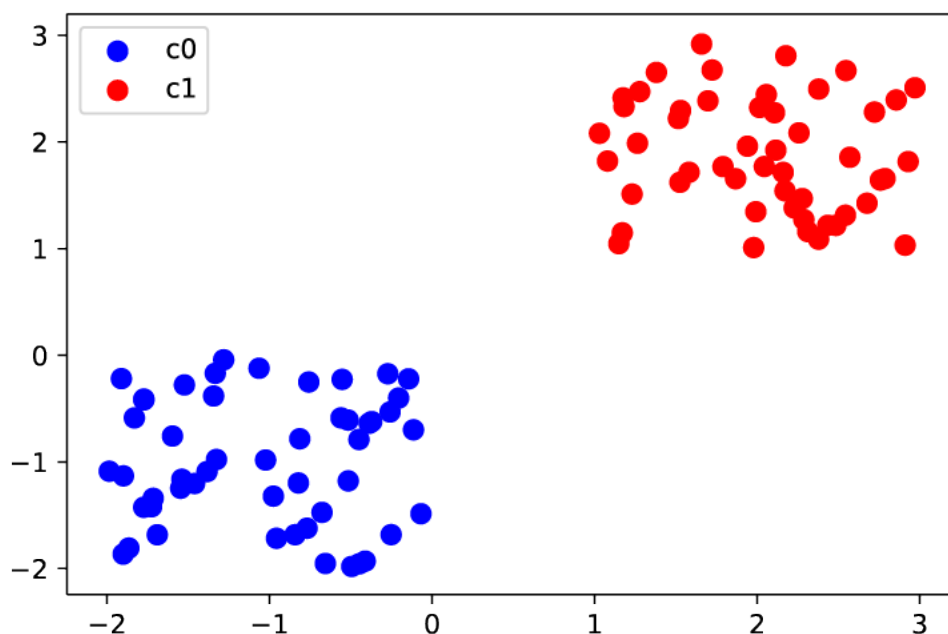


図 5.1. 観測データのクラスタリング例 (c0, c1 として分類)

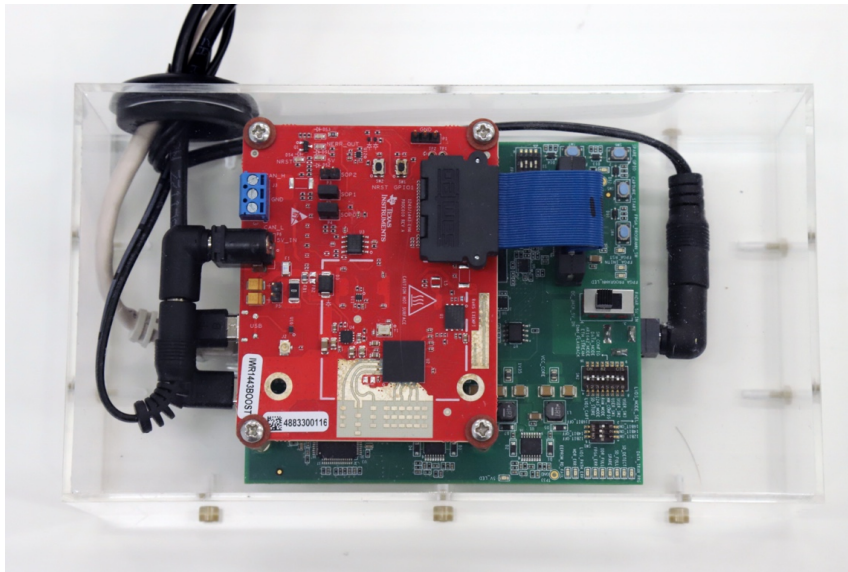
## 5.3 浴室内見守りセンサシステムの概要

ここでは、提案する浴室内見守りセンサシステムの概要について説明する。本手法では、隠れマルコフモデル（HMM）で状態遷移モデルを定義することで、誤検知を抑制する。まず、隠れマルコフモデルについてその定義を説明し、本研究で使用したセンサ、提案システムの状態推定アルゴリズムについて述べる。

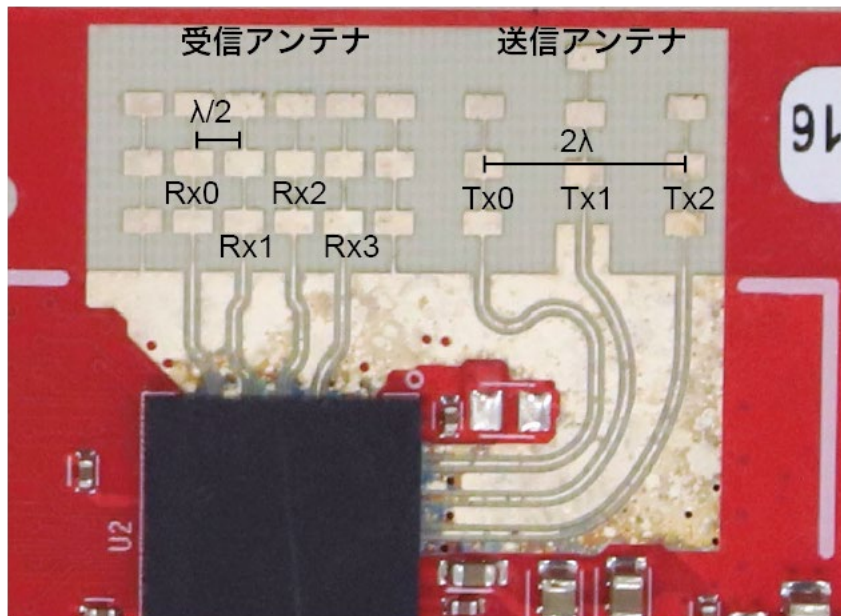
### 5.3.1 ミリ波 UWB 電波センサ

本研究では、計測器として Texas Instruments 製の 79GHz 帯電波センサ評価ボード IWR1443BOOST（以下、TI モジュールと呼称）を使用する。本モジュールの特徴として、小型・軽量かつ低価格であることが挙げられる。本モジュールに搭載されているチップ IWR1443 は自己完結型のシングルチップ・ソリューションである。ミリ波電波センサの実装に必要な PLL（Phase Locked Loop）周波数シンセサイザや A/D 変換器、信号処理プロセッサなどをチップ内に内蔵しており、チップを基礎として容易に電波センサの実装を可能としている。図 5.2(a)に測定用の周辺機器を接続した TI モジュールを示す。本モジュールから得た受信信号を浴室内見守りシステムに提供するために、キャプチャボードである DCA1000EVM を接続している。これにより、TI モジュールで送受信して得られる IQ 信号を Ethernet ケーブル経由で取得することが可能である。

TI モジュールでは FCM 方式を採用しており、センサからの距離、相対速度を取得できる。また、MIMO 方式を採用することで、少ない素子数で高い分解能の角度推定が実現できる。ミリ波電波センサは高い距離分解能とマルチパス耐性を持つほか、小型化に適している。図 5.4 に本センサのアンテナ部を示す。本センサは 3 素子の送信アンテナと 4 素子の受信アンテナを備えている。各受信アンテナは  $\lambda/2$  ( $\lambda$  = 波長) 離れており、Tx0 と Tx2 は水平に  $2\lambda$  離れている。したがって、Tx0 と Tx2 によって水平方向に 8 素子の仮想アレーを形成する  $2 \times 4$  MIMO 電波センサを実現できる。ただし、本研究では、Tx1 については使用しない。



(a) DCA1000EVM を接続し，防水カバーを取り付けた状態



(b) アンテナ部の拡大図

図 5.2. Texas Instruments 製 IWR1443BOOST  
(TI モジュール)

### 5.3.2 アルゴリズム概要

図 5.3 に浴室のモデル図とセンサの設置位置を示す。本センサは浴室内のリモートコントローラに内蔵することを想定している。したがって、浴室のリモートコントローラの代表的な設置位置である浴槽の長手側と短手側に設置することを想定する。長手側と短手側では、センサから見た浴室内環境と入浴者の行動は異なって見える。長手側では、浴槽と洗い場は奥行き方向で分割することができる。一方で短手側では、浴槽と洗い場は角度方向で分割することができる。したがって、長手側と短手側では異なる観測データが得られるため、これを考慮したアルゴリズムを実装する必要がある。そこで、本研究では観測データとその評価方法を長手側と短手側で分岐する手法を検討する。ただし、本研究では長手側・短手側の設置位置は自明であるとする。

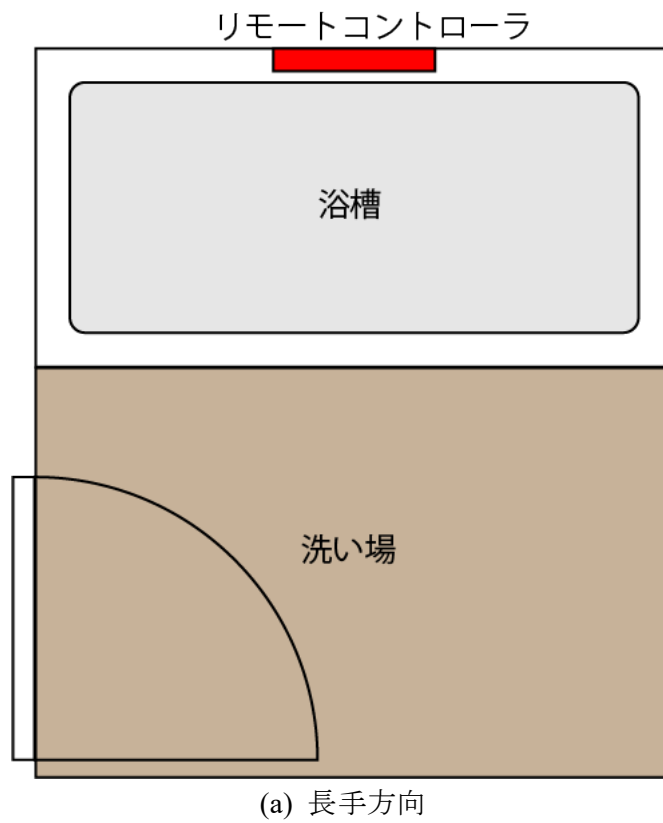
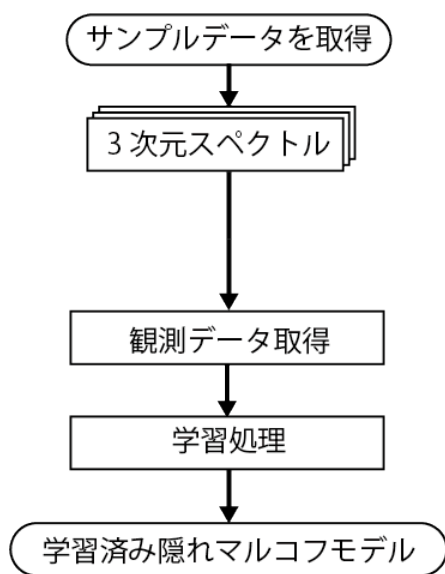


図 5.3. 浴室のモデルとリモートコントローラの設置位置

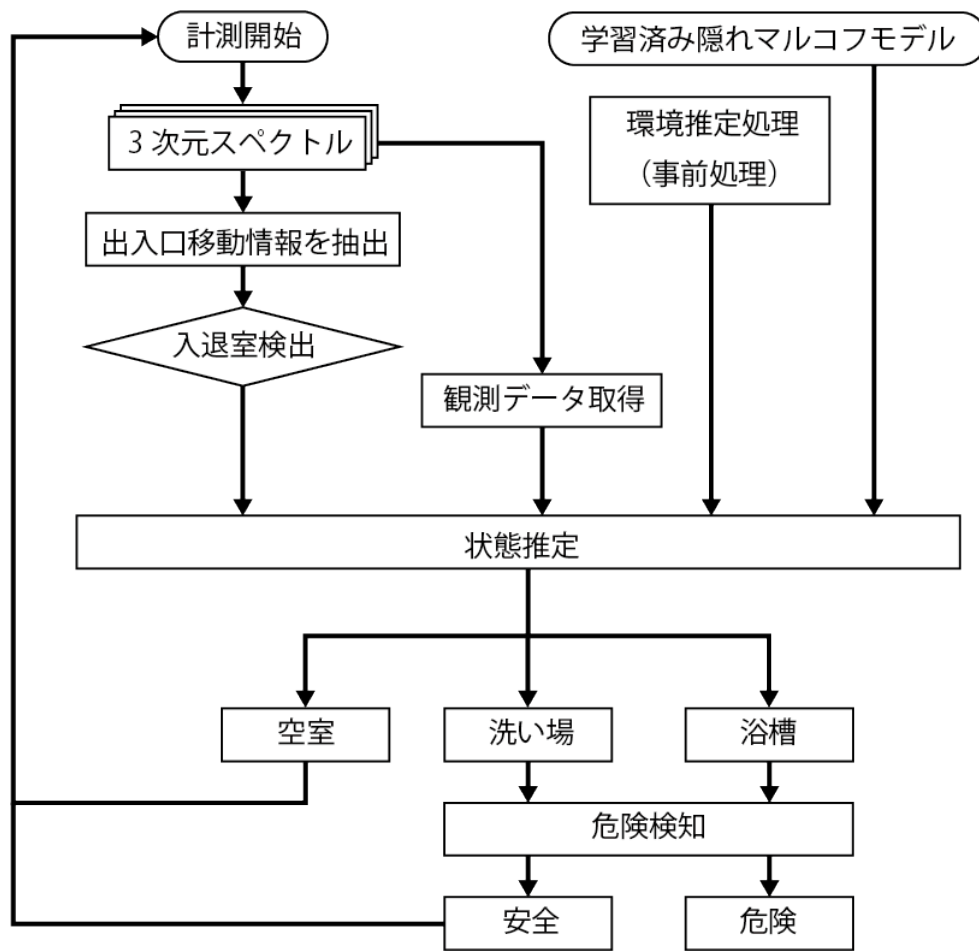
### 5.3.3 システムの概要

本論文で提案する浴室見守りセンサシステムのフローチャートを図 5.4 に示す。まず、図 5.4(a)に示す学習処理について説明する。TI モジュールから取得した IQ 信号から距離・速度・角度の三次元反射強度分布（三次元スペクトル）を得る。学習処理では、事前に取得されたサンプルデータから得られる三次元スペクトルより、学習に用いる観測データを求め、これを学習データとする。この学習データを用いて機械学習を行い、隠れマルコフモデル（HMM）の学習済みモデルを生成する。ただし、観測データと求める学習済みモデルは長手側と短手側で異なる。

次に、計測した三次元スペクトルより、出入口移動情報を観測データとして取得し、これを用いて入退室検出を行う。この時、観測データの取得方法は長手側・短手側によって異なる。さらに、三次元スペクトルより、状態推定処理にて用いる観測データを取得する。この観測データの求め方は学習処理と同様である。ここで学習済みデータを用いて、この未知の観測データから入浴者の状態を推定する。入浴者が、浴室にしていると判断された場合、入浴者の危険状態を推定し、安全・危険の判断を行う。空室または入浴者が安全状態である場合は状態をフィードバックとして出力し、再び状態推定までの処理を繰り返す。以下で各処理について詳しく説明する。ただし、本章では長手側と短手側の違いについて数式で表現する際に、変数の重複にかかわらず添字に **long**（長手側）、**short**（短手側）を記載し、各設置位置の処理における固有な計算式を表現している。



(a) 学習処理

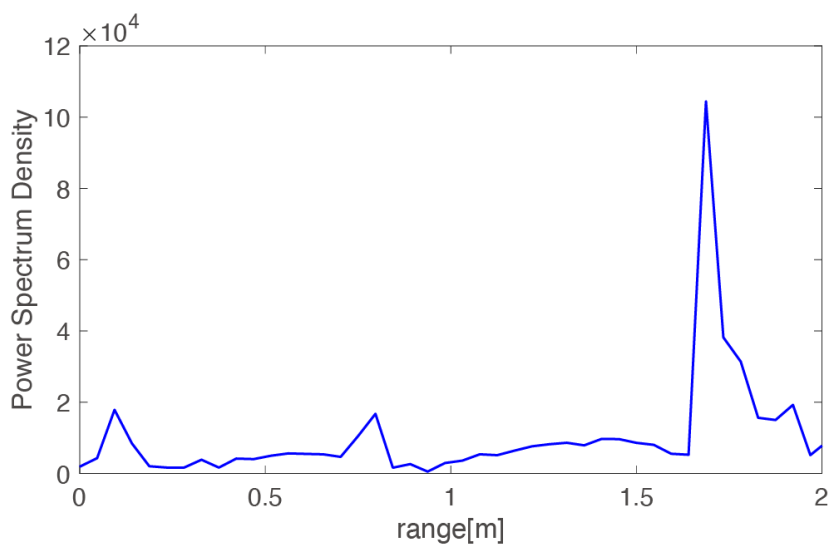


(b) 推定処理

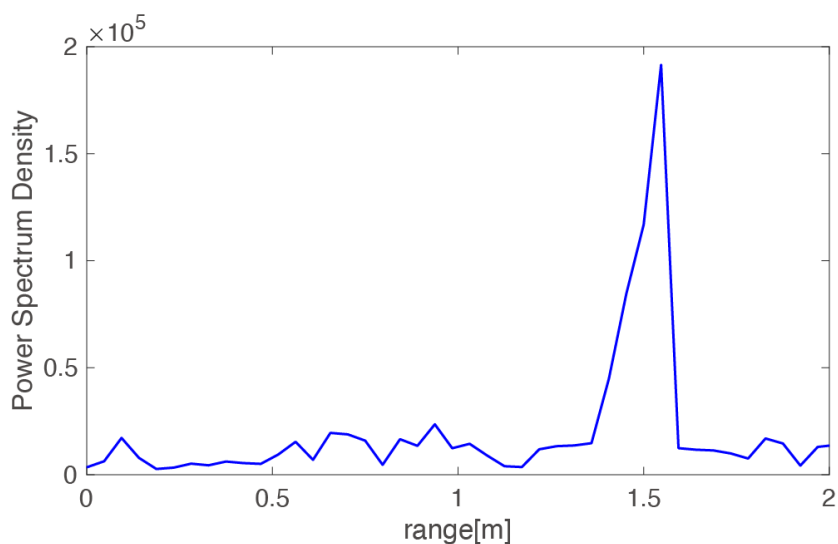
図 5.4. 浴室見守りセンサシステムのフローチャート

### 5.3.3.1. 環境推定処理

事前処理として環境推定処理を行う。図 5.5 に空室状態における浴室でのレンジスペクトルを示す。浴室では、センサと対面している壁面からの反射が最も大きくなる。これは、長手側・短手側共に同様の信号を得ることができる。壁面までの距離を求めるには、この信号の距離を推定すれば良い。ここで、浴室内をいくつかのエリアで分割する。このエリアは長手側と短手側で異なる。以下では、各設置位置におけるエリアの定義について説明する。



(a) 長手側の例



(b) 短手側の例

図 5.5. 空室状態における浴室内のレンジスペクトル



(a) 長手側におけるエリア定義

図 5.6 より、センサ近傍エリア、浴槽エリア、洗い場エリア、壁面エリアを定義する。壁面までの距離を $R_{wall, long}$ と置くと、センサ近傍エリア、浴槽エリア、洗い場エリアの終端にあたるレンジビン数 $R_{near, long}$ ,  $R_{bath, long}$ ,  $R_{wash, long}$ は、それぞれ以下の式で求めることができる。

$$R_{near, long} = \frac{R_{wall, long}}{4} \tag{5.1}$$

$$R_{bath, long} = \frac{R_{wall, long}}{2} \tag{5.2}$$

$$R_{wash, long} = R_{wall, long} - \alpha \tag{5.3}$$

ただし、 $\alpha$ は壁面エリアの範囲を表している。ここで、浴槽エリアと洗い場エリアの境界線は壁までの距離の2分の1とした。これは必ずしも浴槽だけをエリアとしておらず、浴槽とその近傍がエリアに含まれている。また、センサ近傍エリアは壁までの距離の4分の1として定義しており、これは主に入浴時に必ず通過する範囲となる。壁エリアは推定される壁面までの距離の前後数 cm をエリアとしており、これらのレンジビン情報をもとに、各処理で用いる観測データを計算する。

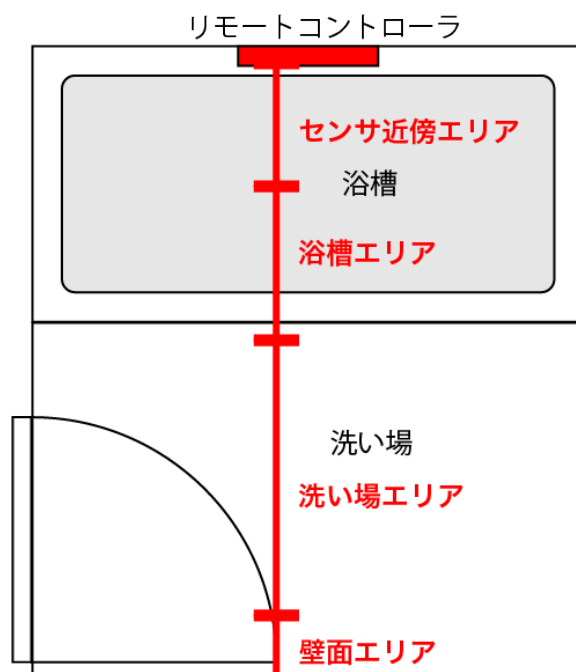


図 5.6. 長手側でのエリアの定義

**(b) 短手側におけるエリア定義**

図 5.7 より，浴槽エリア，洗い場エリア，扉エリアを定義する．ただし，図 5.7 で定義されるエリアは，扉と洗い場がそれぞれセンサの左側に，浴槽は正面または右側に位置している例である．図中の青線は到来方向推定による推定方向を表している．長手側とは異なり，距離と角度を持ってエリアを定義する．角度は左右 30 度，60 度を推定する．

浴槽エリア  $R_{\text{bath,short}}$  は壁面から手前に約 0.4m までの範囲かつ，扉や洗い場と逆の 30 度方向である定義している．この範囲を監視することにより，洗い場の信号を完全に分離し，浴槽での動きを効果的に推定することができる．一方，洗い場エリア  $R_{\text{wash,short}}$  は，壁面距離からおよそ 2 分の 1 までの範囲で，浴槽とは逆側の 60 度方向であると定義している．扉エリア  $R_{\text{door,short}}$  は，壁面よりも奥の距離に存在すると仮定し，壁面の距離から 0.3m 奥の範囲で，洗い場と同じ方向に 30 度方向であると定義している．各エリアの方向は，入退室検知処理で求める扉エリアの方向によって決まる．

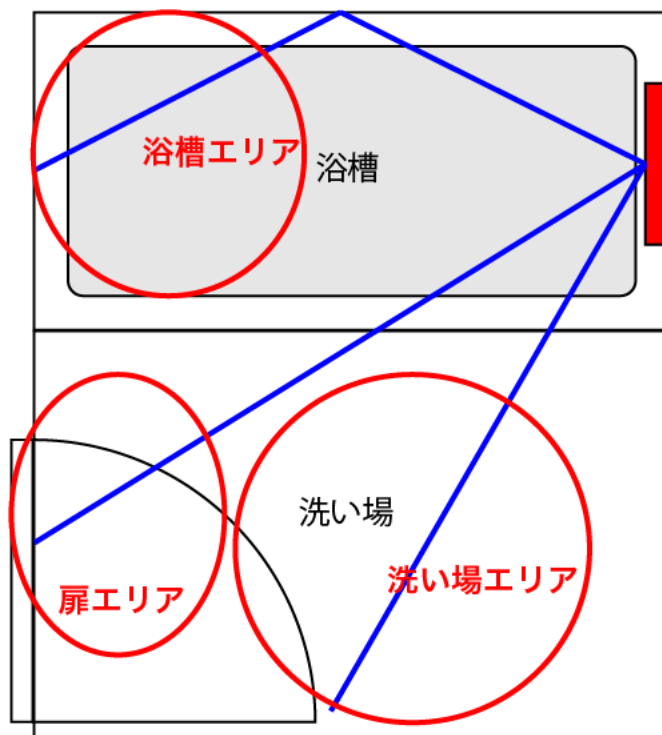


図 5.7. 浴室モデルと短手側でのエリアの定義

### 5.3.3.2. 入退室検出処理

入退室検出処理では，出入口の信号変化を監視し，入退室を検出する．まず，入退室の観測データとして出入口移動情報を求め，その値を用いて入退室の評価を行う

#### (a) 出入口移動情報

出入口移動情報は左右での動作の有無を表す値である．まず，3次元スペクトルより，任意の角度におけるレンジ-ドップラスペクトルを取得する．このレンジ-ドップラスペクトルに対して MTI (Moving target indication) フィルタを適用しドップラ方向に積分することで，静止物を除去したレンジスペクトルが得られる．これを MTI レンジスペクトルとする．MTI フィルタとは，主に動体の信号を抽出する目的で使用されるフィルタであり，一般的にハイパスフィルタとなる．図 5.8 に入浴者がセンサの右側で動いている場合の左右の MIT レンジスペクトルを示す．また，MTI レンジスペクトルより変動量を求めるため，各レンジビンにて標準偏差を求める．求めたレンジスペクトルから，定義されたエリアに含まれるレンジビンの最大値から，左右の移動（ドップラ）情報を得ることができる．これらの移動情報の差を求めることで，出入口移動情報が得られる．各設置位置では，出入口移動情報を求める際に設定される角度とエリアが異なる．以下では各設置位置における出入口移動情報の数式化を行う．

長手側における出入口移動情報は，左右の角度を 60 度とし，洗い場エリアをエリアとして定義する．左右のレンジスペクトルを $\sigma_{\text{left,long}}$ ， $\sigma_{\text{right,long}}$ とすると，各洗い場移動情報 $P_{\text{left,long}}$ ， $P_{\text{right,long}}$ は次式で表される．

$$P_{\text{left,long}}(t) = \max_{R_{\text{bath,long}} < r \leq R_{\text{wash,long}}} \{ \sigma_{\text{left,long}}(t, r) \} \quad (5.4)$$

$$P_{\text{right,long}}(t) = \max_{R_{\text{bath,long}} < r \leq R_{\text{wash,long}}} \{ \sigma_{\text{right,long}}(t, r) \} \quad (5.5)$$

ここで， $t$ はフレーム時間を表している．図 5.9 にセンサから右側に出入口がある場合の左右の移動情報を示す．灰色の波線は各時点での実際の状態を表しており，状態遷移時の曖昧な状態を各状態間の中間値として表している．式(5.4)，(5.5)より，出入口移動情報 $P_{\text{entry,long}}$ は次式で求められる．

$$P_{\text{entry,long}} = P_{\text{left,long}} - P_{\text{right,long}} \quad (5.6)$$

短手側における出入口情報は，左右の角度を 30 度とし，扉エリアをエリアとして定義する．左右のレンジスペクトルを $\sigma_{\text{midleft,short}}$ ， $\sigma_{\text{midright,short}}$ とすると，各洗い場移動情報 $P_{\text{left,short}}$ ， $P_{\text{right,short}}$ は次式で表される．さらに，各 MTI レンジスペクトルの洗い場エ

リアを積分することで、左右の洗い場移動情報を求める。図 5.8 に入浴者がセンサの右側で動いている場合の左右の MTI レンジスペクトルを示す。

$$P_{\text{left,short}}(t) = \max_{R_{\text{wall,short}} < r \leq R_{\text{door,short}}} \{\sigma_{\text{midleft,short}}(t, r)\} \quad (5.7)$$

$$P_{\text{right,short}}(t) = \max_{R_{\text{wall,short}} < r \leq R_{\text{door,short}}} \{\sigma_{\text{midright,short}}(t, r)\} \quad (5.8)$$

ここで、式(5.7), (5.8)より、出入口移動情報 $P_{\text{(entry,long)}}$ は次式で求められる。

$$P_{\text{entry,short}} = P_{\text{left,short}} - P_{\text{right,short}} \quad (5.9)$$

### (b) 入退室の評価

出入口移動情報を用いて入退室の評価を行う。まず、得られた出入口移動情報を用いて、入浴者の方向を推定する。入浴者の方向は、左右中央の三方向で定義し、出入口移動情報が大きな正の値の場合は入浴者が左方向に、大きな負の値の場合は右方向に、大きさが閾値より小さい値の場合は中央にいると推定する。一般的な浴室は、洗い場の左右のいずれかに出入口が設置されている。したがって、入室動作は左右のいずれかで行われると考えられる。空室状態において入浴者の方向が左右のいずれかであると推定された場合、入室であると推定される。この結果は、後述の状態推定処理に出力され、処理結果に基づいて入室が確定される。その時点での方向を出入口とする。また、入室後に出入口方向で再度動作が検知された場合、退室動作であると推定される。この結果も状態推定処理に出力され、処理結果に基づいて退室が確定される。

図 5.10 に通常の入浴時における、出入口移動情報の例を示す。長手側では入退室時に値が大きな負の値を示すことから、入浴者が浴室の右側から入退室していることがわかる。短手側では、大きな正の値を示すことから、入浴者が浴室の左側から入退室している。一方で、図 5.11, 図 5.12 に示すように、溺水や転倒時は同一方向の値は現れない。したがって、後述する処理で危険状態と退室の誤検知を避けることができる。

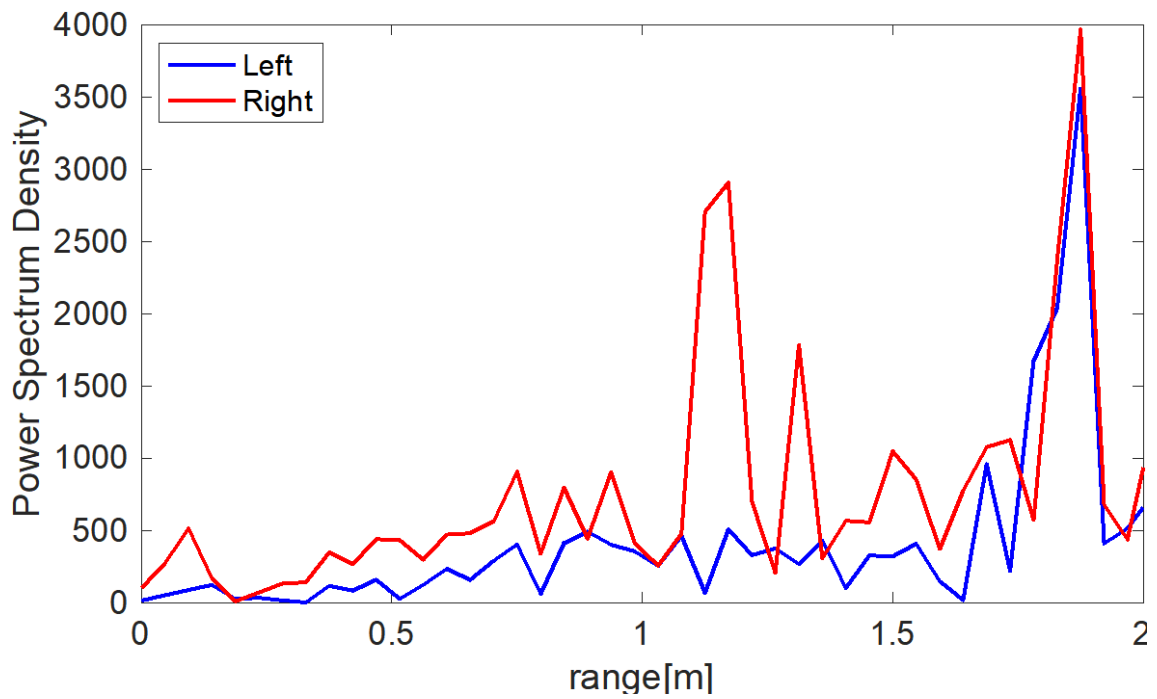


図 5.8. 左右の MTI レンジスペクトル (長手側)

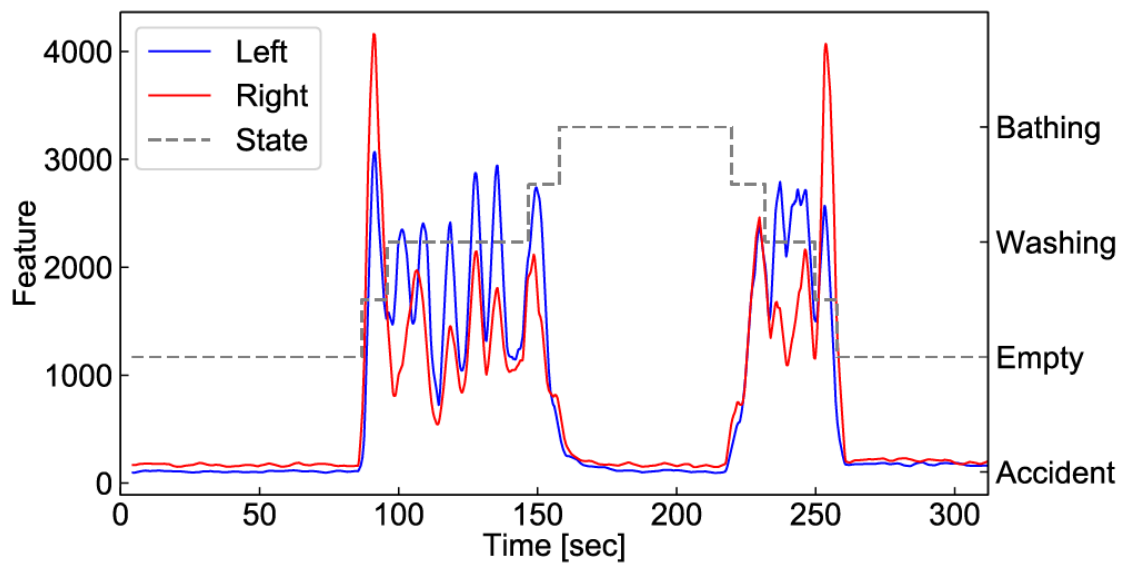
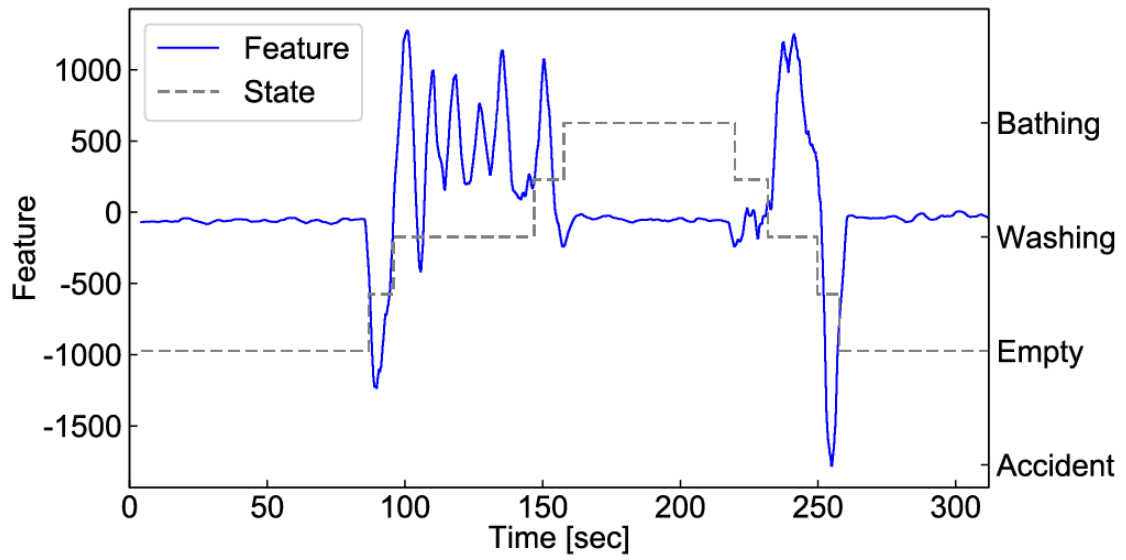
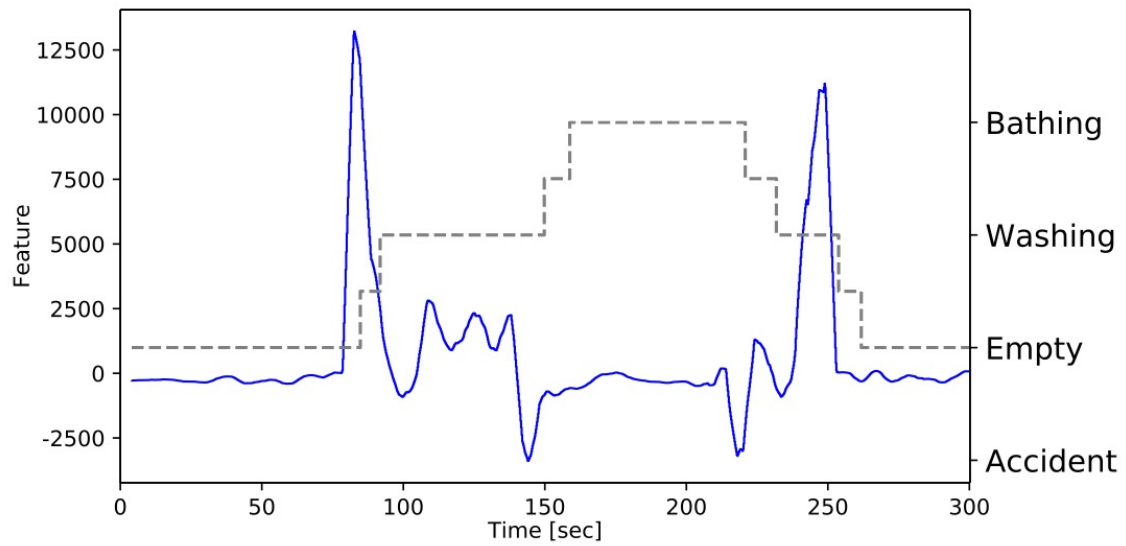


図 5.9. 左右の移動情報と時間変化 (長手側)

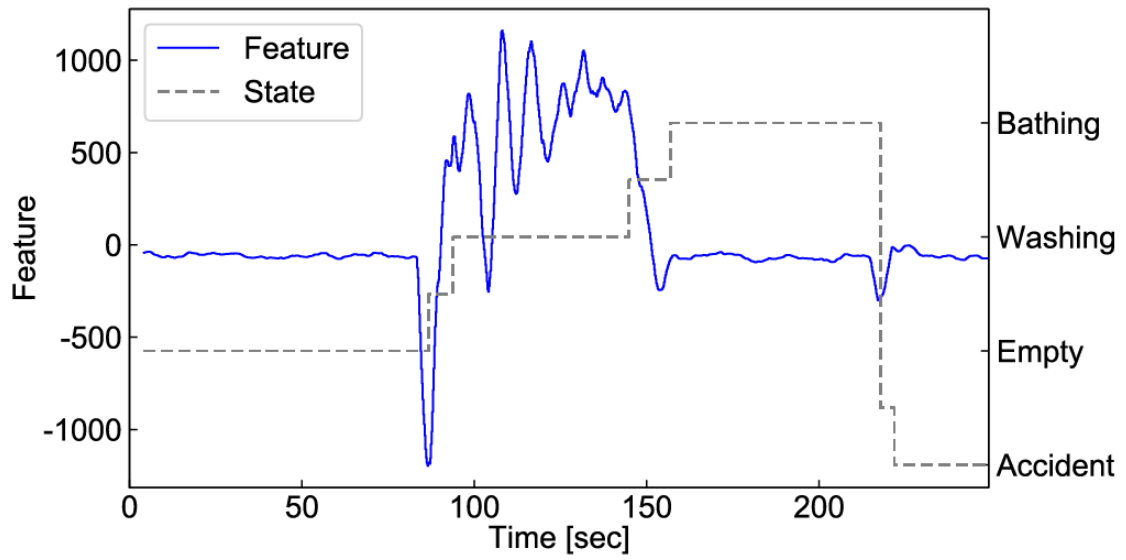


(a) 長手側

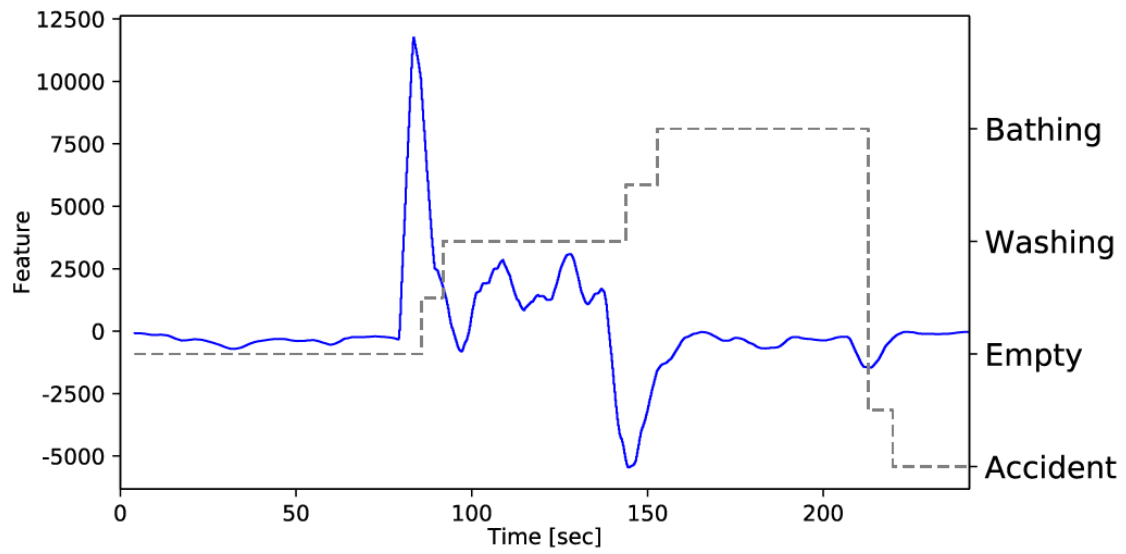


(b) 短手側

図 5.10. 通常時の出入口移動情報

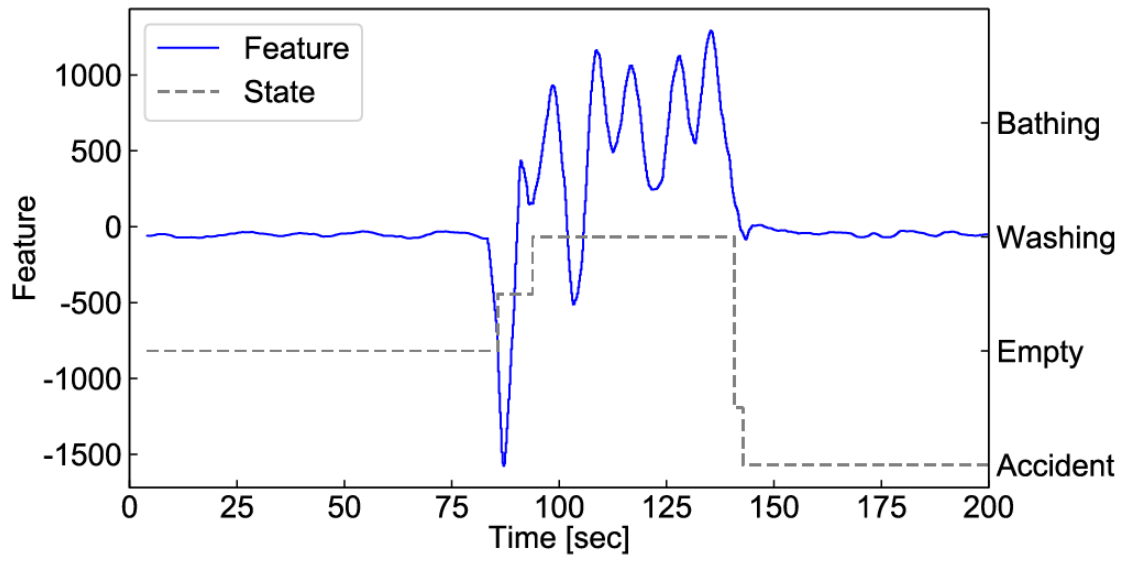


(a) 長手側

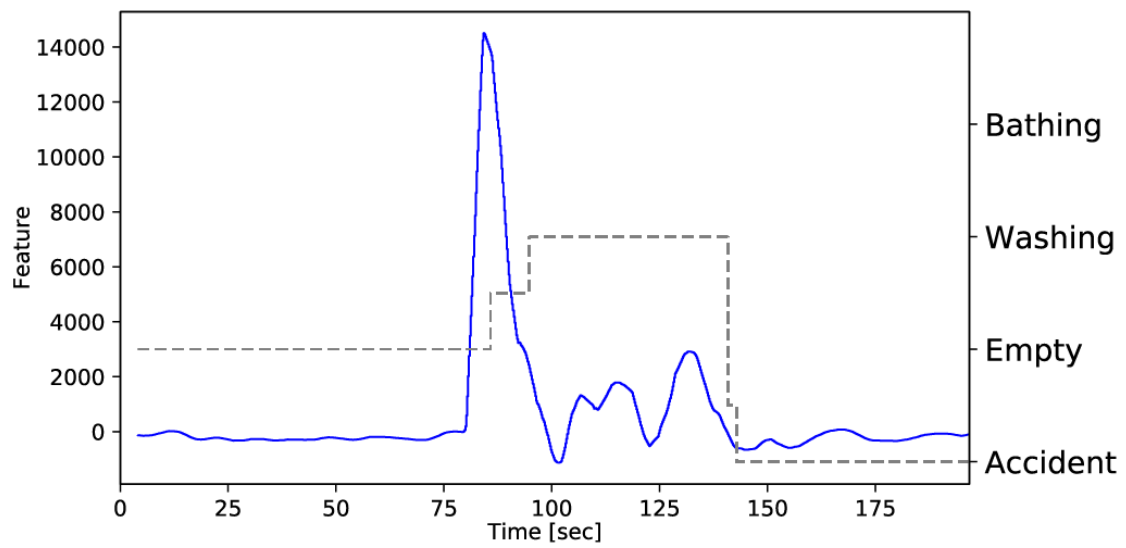


(b) 短手側

図 5.11. 溺水時の出入口移動情報



(a) 長手側



(b) 短手側

図 5.12. 転倒時の出入り口移動情報



### 5.3.3.3. 観測データ取得処理

観測データ取得処理では、状態推定処理にて用いる観測データの取得を行う。本処理では、長手側、短手側において取得する観測データが異なるため、それぞれの取得方法について述べる。

#### (a) 長手側における観測データの取得

長手側では、エリア動作情報とエリア移動情報を特徴量とする観測データを取得する。エリア動作情報は人の体動など、浴室内の小さな動きを表す特徴量である。まず、計測データよりレンジスペクトルを取得する。図 5.13(a)に、フレーム毎に取得されたレンジスペクトルを示す。通常の入浴時であれば、静止した入浴者は体動などの小さな動きを伴い、これらはレンジスペクトルの揺らぎとして現れる。そこで、各レンジビンにおける標準偏差 $\sigma_{x, \text{long}}$ を求める。

$$\sigma_{x, \text{long}}(t, r) = \sqrt{\left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N (x(t - \beta, r) - \bar{x})^2 \right)} \quad (5.10)$$

ここで、 $x(t, r)$ はレンジスペクトルを表し、 $t$ と $r$ はそれぞれフレーム時間とレンジビンを表す。 $\beta$ は標準偏差に用いるレンジスペクトルのフレーム数を表している。図 5.13(b)に標準偏差を求めた場合のレンジスペクトルを示す。信号の変化がない距離の値は消え、信号の変化が顕著に現れていることがわかる。これを便宜上、動作スペクトルと呼ぶ。

次に、動作スペクトルからエリア動作情報 $P_{\sigma, \text{long}}$ を、センサ近傍エリア、浴槽エリア、洗い場エリアの3エリアから次式のように抽出する。

$$P_{\sigma\text{-near, long}}(t) = \sum_{r=0}^{R_{\text{near}}-1} \sigma_{x, \text{long}}(t, r) \quad (5.11)$$

$$P_{\sigma\text{-bath, long}}(t) = \max_{R_{\text{near, long}} \leq r \leq R_{\text{bath, long}}-1} \{ \sigma_{x, \text{long}}(t, r) \} \quad (5.12)$$

$$P_{\sigma\text{-wash, long}}(t) = \sum_{r=R_{\text{bath, long}}}^{R_{\text{wash, long}}-1} \sigma_{x, \text{long}}(t, r) \quad (5.13)$$

エリア動作情報は、主にそれぞれのエリアにおける動作スペクトルの積分である。ただし、浴槽のエリア動作情報はエリア内の動作スペクトルの最大値で求めている。これは、浴槽エリアでは湯面変動による影響が大きく現れるためである（図 5.13(b)）。

1m 付近)。湯面変動は帯状に分布し、積分を行った場合にエリア動作情報が大きな値となる。そこで、例外として浴槽に限り、最大値を求めることで上記の問題を回避している。図 5.14 に通常の入浴におけるエリア動作情報の変化を示す。入室時に洗い場のエリア動作情報が特に大きくなっている。洗い場で行動している間は入浴時に浴槽情報が大きくなっていることから、各エリアに人が滞在していることがわかる。また、センサ近傍のエリア動作情報が入浴時に特に大きな値を示していることから、明らかな特徴が得られていると言える。

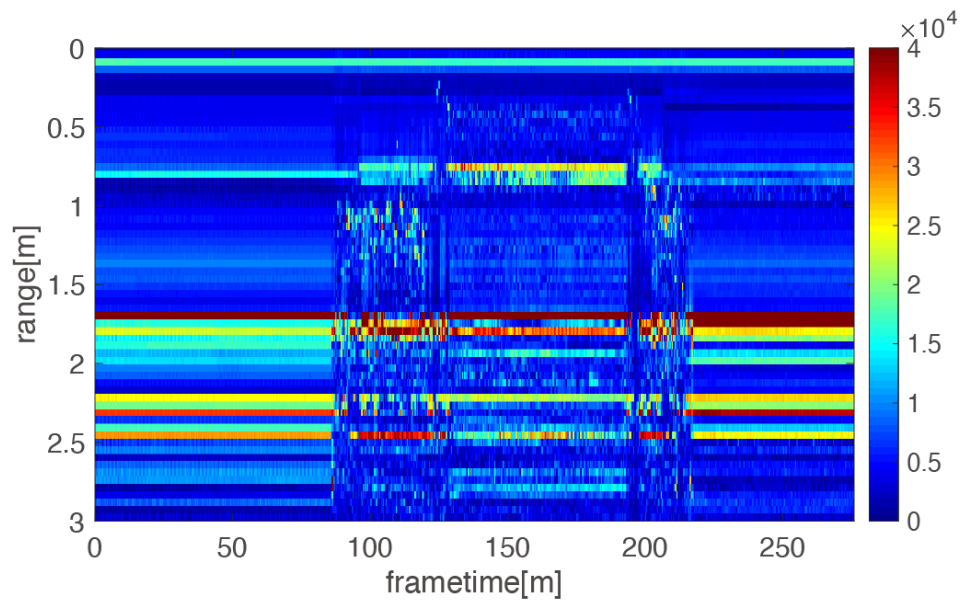
エリア移動情報はドップラを伴う大きな動作を表す特徴量である。洗い場などで人が体を洗ったり、移動したりする場合、大きな動きを伴い、人の位置が頻繁に変化する。このような動きを抽出するために、三次元スペクトルに対して MTI フィルタを適用し、MTI レンジスペクトルを取得する。MTI レンジスペクトルの例を図 5.15 に示す。MTI レンジスペクトルを  $x_{\text{mti,long}}$  とすると、エリア移動情報  $P_{\text{D,long}}$  は次式で表せる。

$$P_{\text{d-bath,long}}(t) = \sum_{r=0}^{R_{\text{near,long}}-1} x_{\text{mti,long}}(t, r) \quad (5.14)$$

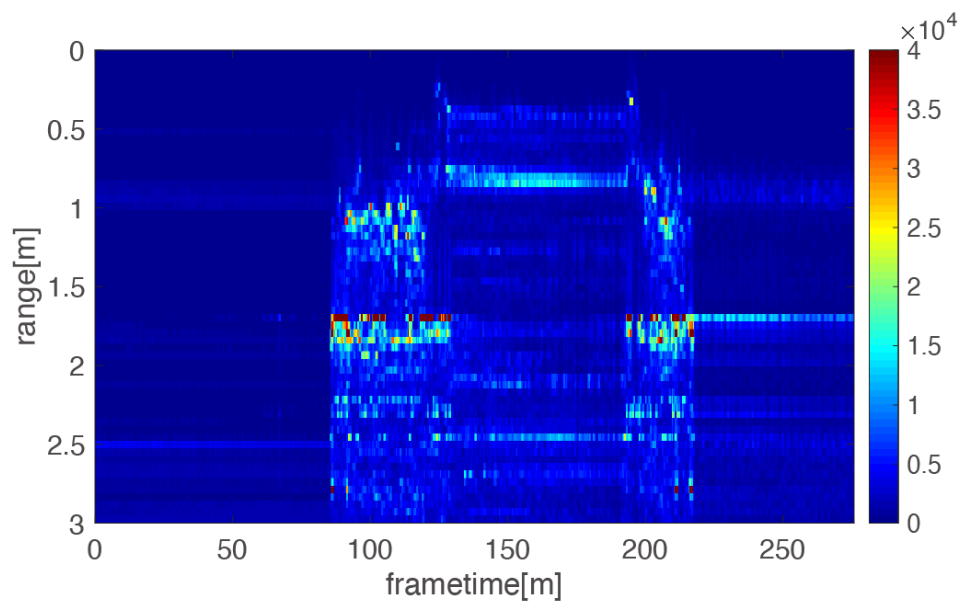
$$P_{\text{d-wash,long}}(t) = \sum_{r=R_{\text{bath,long}}}^{R_{\text{wash,long}}-1} x_{\text{mti,long}}(t, r) \quad (5.15)$$

$$P_{\text{d-wall,long}}(t) = \sum_{r=R_{\text{wash,long}}}^{R_{\text{wall}}+m-1} x_{\text{mti,long}}(t, r) \quad (5.16)$$

図 5.16 にエリア動作情報の例を示す。洗い場の動作によって値が大きく変動していることがわかる。一方で浴槽の動作にしたがって浴槽エリアの値が大きく現れている。壁面からは洗い場だけでなく、入退室における信号も特徴的に現れている。



(a) レンジスペクトル



(b) 動作スペクトル

図 5.13. フレーム毎のスペクトル

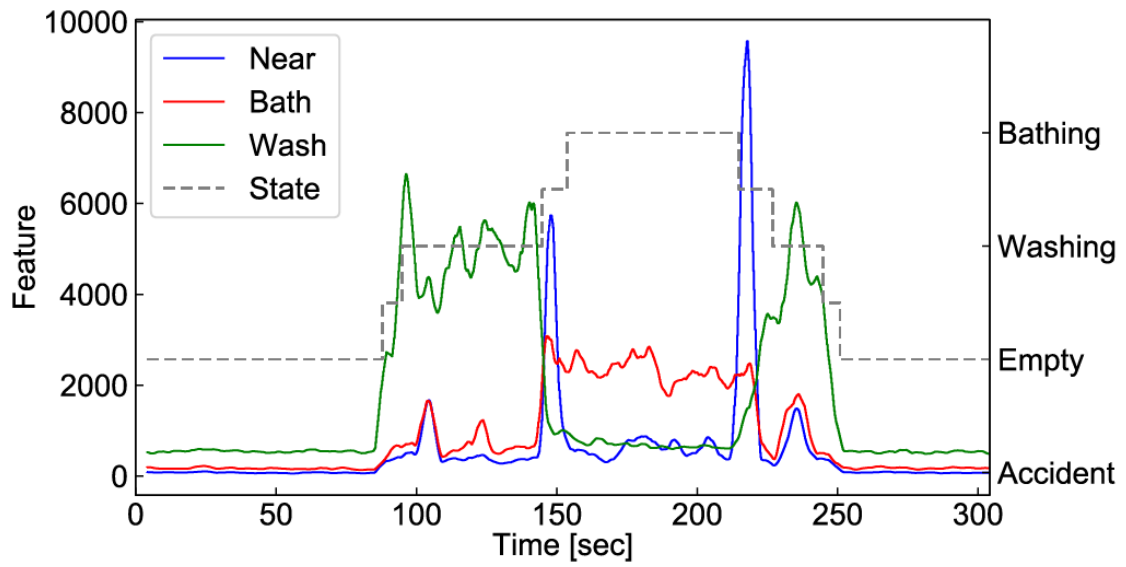


図 5.14. 通常時のエリア動作情報  
 (Near : センサ近傍, Bath : 浴槽, Wash : 洗い場)

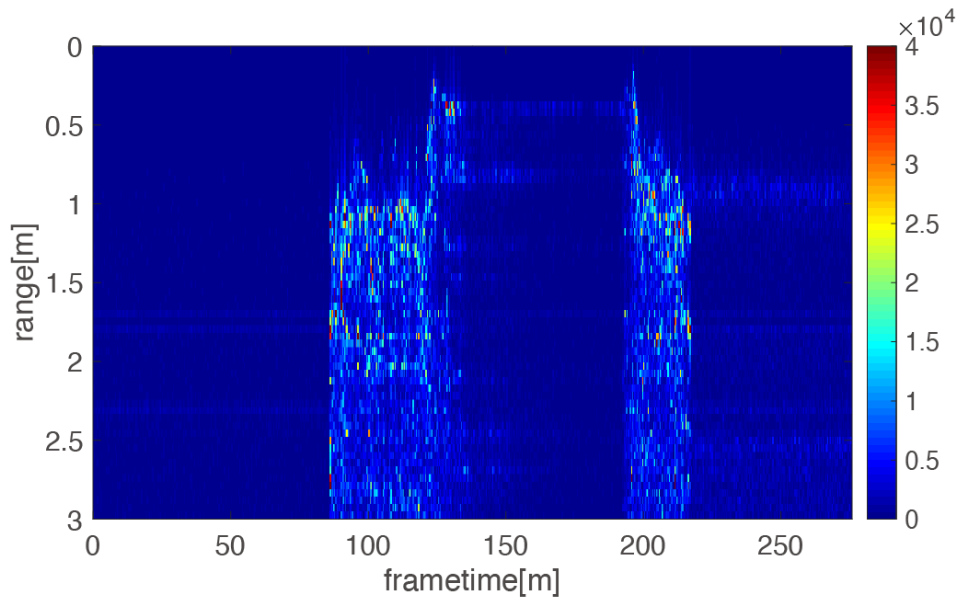


図 5.15. MTI レンジスペクトル

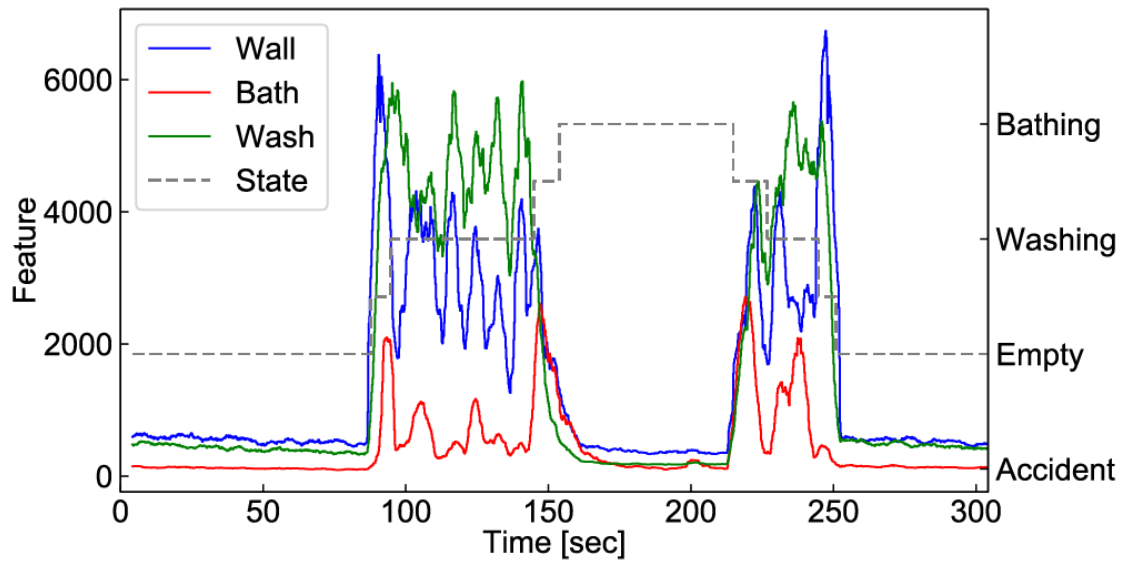


図 5.16. エリア移動情報 (Wall : 壁面, Bath : 浴槽, Wash : 洗い場)

## (b) 長手側における観測データの取得

短手側では、洗い場のエリア移動情報、浴槽のエリア動作情報、浴室内のエリア情報を特徴量とする観測データを取得する。ただし簡単のため、入退室検知処理において扉が左側であると推定されていると仮定する。

エリア動作情報の基本的な求め方は長手側と同様である。左 60 度と右 30 度のレンジスペクトルより求めた各レンジビンにおける標準偏差を  $\sigma_{\text{left,short}}$ 、 $\sigma_{\text{midleft,short}}$  とおくと、洗い場と浴槽のエリア動作情報は次式で求められる。

$$P_{\sigma\text{-wash,short}}(t) = \sum_{r=R_{\text{wash}}}^{R_{\text{wall}}} \sigma_{\text{left,short}}(t, r) \quad (5.17)$$

$$P_{\sigma\text{-bath,short}}(t) = \sum_{r=R_{\text{bath}}}^{R_{\text{wall}}} \sigma_{\text{midright,short}}(t, r) \quad (5.18)$$

エリア情報は、信号強度により対象エリアの状態を表す特徴量である。まず、レンジスペクトルと事前に取得した空室状態のレンジスペクトルの差分である固定差分レンジスペクトルを求める。固定差分レンジスペクトルを  $x_{\text{sub,short}}$  とすると、エリア情報は次式で表す。

$$P_{\text{wall,short}}(t) = \sum_{r=R_{\text{wall,short}}-2}^{R_{\text{wall,short}}} x_{\text{sub,short}}(t, r) \quad (5.19)$$

この特徴量は、壁面周辺の距離をエリアとし、積分したものである。浴室内の動きによってこの距離の信号は大きく変動することから、浴室全体の状態を表す特徴量としている。

以上で求めた観測データを図 5.17 に示す。洗い場と浴槽では信号の特徴が大きく分かれている。特に壁面からの信号は各状態に合わせて大きく変動している。入室時は、壁面と人の信号が合成されることから空室時より大きくなり、入浴時には小さくなる。退室後では短手は湯面変動の影響を大きく受けるため、浴槽付近の信号点が減少し、入室前よりやや小さい値となっている。

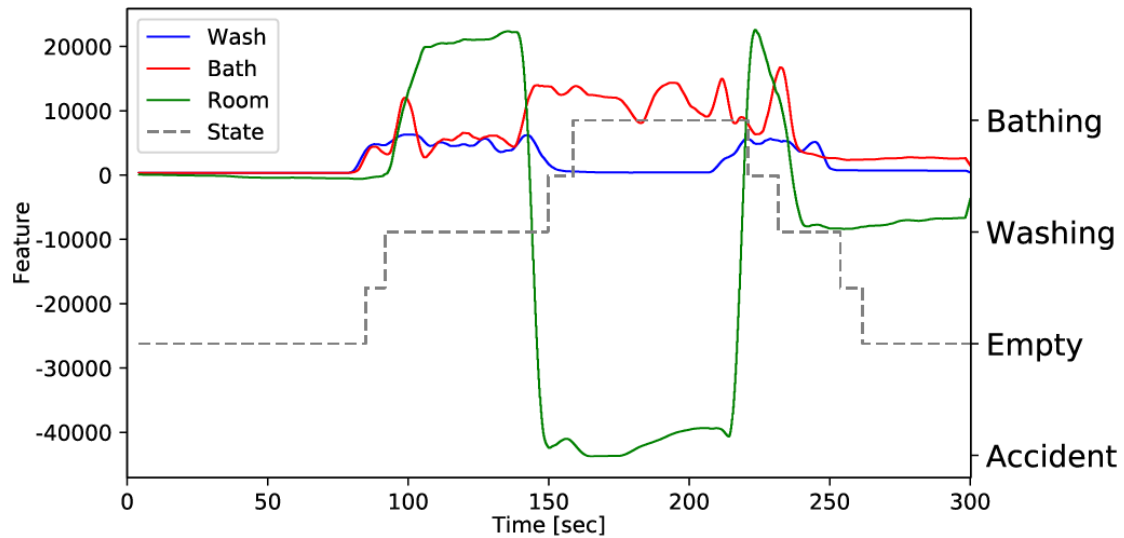


図 5.17. HMM で用いる観測データの変化

#### 5.3.3.4. 状態推定処理

状態推定処理では、機械学習を用いて入浴者の位置で定義される状態を推定する。5.2章で述べたように、K-means 法による従来手法では、所望する学習結果を得ることは困難であった。これは、観測値が時系列データであり、それぞれの状態を示す分布モデルは直前の状態に依存するにもかかわらず、各状態は独立であるとして学習されているためだと考えられる。そこで、本研究では観測値が直前の状態に依存する関係をモデル化するため、HMM を用いて学習を行なった[5-18]。HMM は、潜在状態によって観測データの系列が生成される遷移確率モデルである。この潜在状態は直接観測されず、その遷移は、時間的に最も近い観測データによる潜在状態以外の全ての過去の状態から独立である一次マルコフ連鎖の形式となっている。HMM の状態遷移モデルは、初期確率ベクトル $\boldsymbol{\pi}$ と遷移確立行列 $\mathbf{A}_T$ で定義できる。観測データの定義を表す出力確率は、現在の潜在状態を条件とするパラメータ $\boldsymbol{\theta}$ をもつ任意の分布モデルである。したがって、HMM は $\boldsymbol{\pi}$ 、 $\mathbf{A}_T$ 、 $\boldsymbol{\theta}$ によって決定される。HMM が学習モデルである観測データよりモデルパラメータである $\boldsymbol{\pi}$ 、 $\mathbf{A}_T$ 、 $\boldsymbol{\theta}$ を推定する場合、反復的な期待値最大化を行う EM アルゴリズムを用いる。また、求めたモデルパラメータを用いて未知の観測データをより最適な潜在状態を推定する場合はビタビ・アルゴリズムによって推定することができる。

HMM では代表的なモデルとして、遷移が一定方向に進むように遷移確率に制限をかけた left-to-right モデルと、ある状態から全ての状態に遷移できる ergodic モデルがある。浴室内の行動は、個人によっては浴槽と洗い場の出入りが繰り返される場合があり、left-to-right モデルは適さないと考え、本研究では ergodic モデルを採用した。

### (a) 学習処理

まず，学習データとして事前を取得したサンプルデータより，式(5.11)～(5.16)で求めた観測データを用いる．観測データは入浴者の位置だけでなく行動によって変化する．浴室における位置や行動は直前の状態に依存することから，遷移確率を用いてモデル化できる．図 5.18 に長手側の，図 5.19 に浴室内の状態遷移モデルを示す．まず，これらのハイパーパラメータについて基本的な設定方針を述べる．これらのモデルは **ergodic** モデルを採用しているが，状態遷移モデルに従ってハイパーパラメータを設定している．遷移確率行列はモデル上で定義しない遷移に対して遷移確率を 0 とし，学習の時点で遷移に制限をかけている．また，初期状態は必ず空室状態であると定義する．これは，実際の使用において入浴時間はわずかな時間であり，使用中のほとんどが空室となるためである．また，各状態の出力確率は通常の入浴時に得られる観測データの特徴に基づいて，初期値を経験的に設定している．この観測データの特徴については，長手側，短手側で異なるため，詳細は後述する．これらをもとに学習することで，入浴者の個人差に合わせた学習済みモデルを生成する．

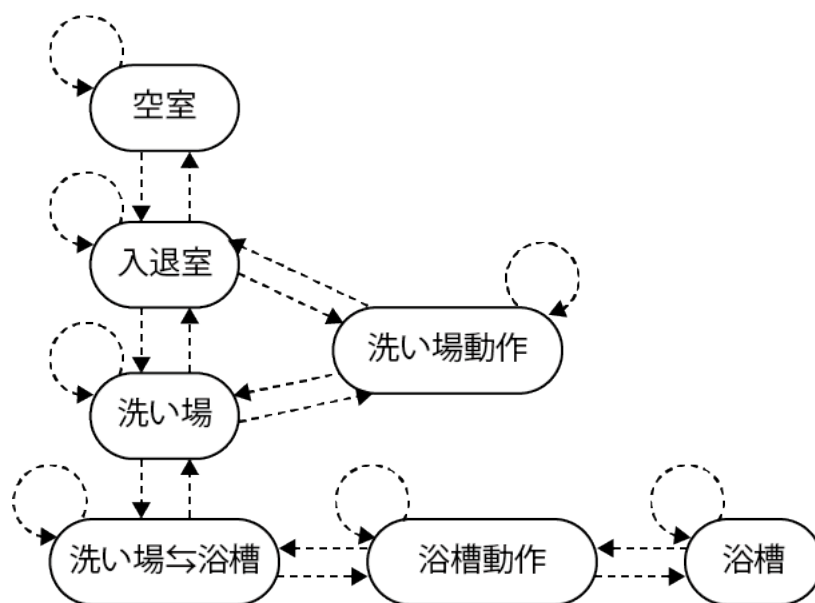


図 5.18. 長手側の状態遷移モデル



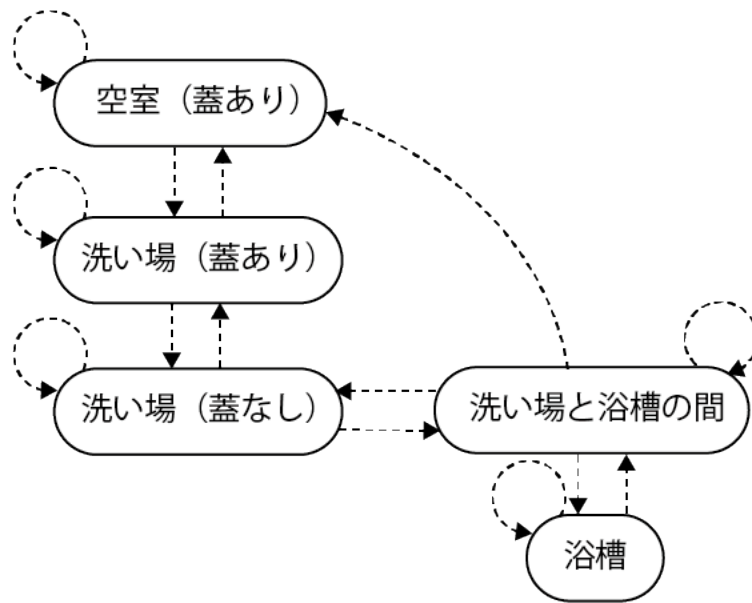


図 5.19. 短手側の状態遷移モデル

## (b) 長手側における観測データの特徴

図 5.18 に示す長手側の各状態における、観測データが示す各特徴について述べる。

図 5.20 は、それぞれ通常時の入浴における観測データを表しており、この図を基に説明する。まず、空室時の観測データはいずれも非常に小さい値を示す。

次に、入室時は洗い場の動作情報、洗い場と壁のエリア移動情報がそれぞれ上昇しているが、浴槽側では大きな増加は見られない。これは退室時も同様である。観測データにこれらの特徴が見られる場合これを入退室状態とする。

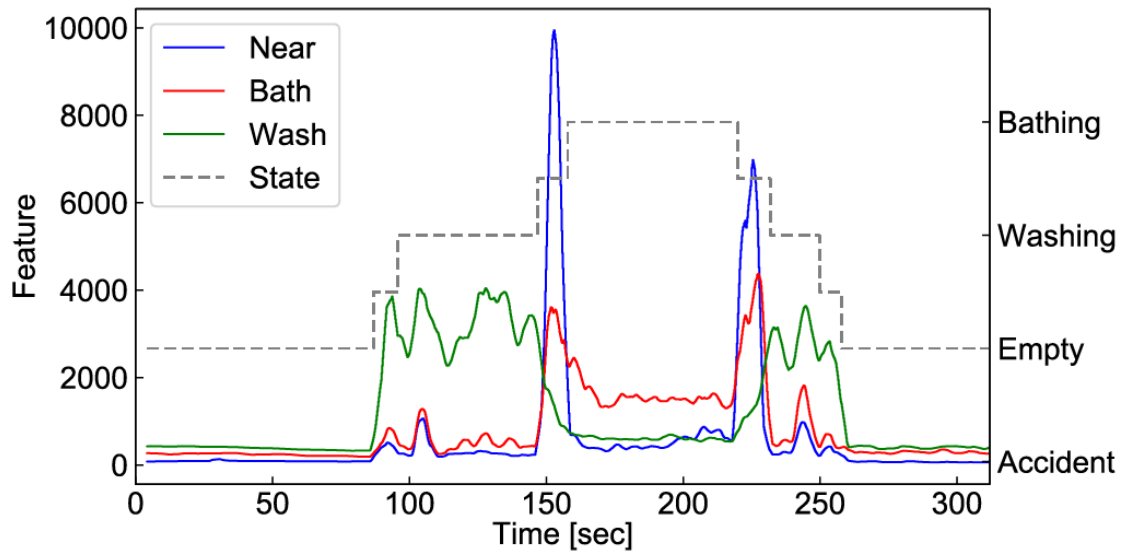
入室後では洗い場状態に遷移した時点（図中約 100 秒以降）で入浴者は洗い場で浴槽の蓋を開け、体を流すなどの動作を行う。この時、体はセンサに近づくことからドップラが発生し、洗い場と壁のエリア移動情報が大きくなる。これは蓋を占める場合も同様である。このように値が大きくなる場合を洗い場動作状態、それ以外を洗い場状態とする。

入浴の際は、入浴者の体がコントローラの目の前を通過する。したがって、その間はセンサ近傍エリア動作情報が大きな値を示している。これは浴槽から出る際も同様である。このような値を示す場合を洗い場と浴槽の移動状態であるとする。

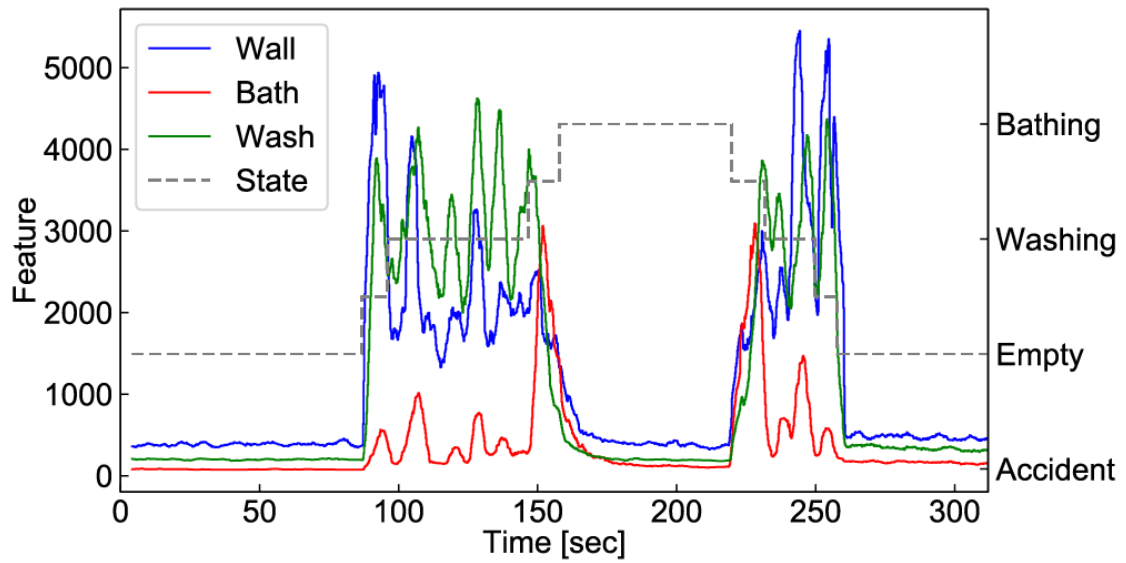
入浴者が浴槽に座るとセンサからの距離は遠くなり、センサ近傍エリア情報は小さくなる。一方で、浴槽エリアの動作情報は一定の値を保つ。これは、入浴時であっても体の体動やそれによる湯面変動が信号の変化を引き起こすためである。このような変動の場合、ドップラで検知することは難しい。したがってエリア移動情報は総じて小さくなる。このような値を示す場合、浴槽状態とする。

入浴者が浴槽で動作を行なった場合、浴槽のエリア動作情報とエリア移動情報は若干の上昇を見せる。浴槽の出入りをする際もその予備動作で増加することから、このような変化を示す場合は浴槽動作状態とする。

以上より、図 5.18 で示した遷移モデルで定義した各状態の出力確率の初期値は上記の特徴に従って設定し、学習データによって学習することで入浴者の個人差に合わせた学習済みデータを生成する。



(a) エリア動作情報



(b) エリア移動情報

図 5.20. 長手側における通常の入浴時の観測データ

### (c) 短手側における観測データの特徴

図 5.19 に示す短手側の各状態における、観測データが示す各特徴について述べる。図 5.21 は、それぞれ通常時の入浴における観測データを表しており、この図を基に説明する。まず、空室時の観測データはいずれも非常に小さい絶対値を示す。しかし、退室後は浴室全体のエリア情報がやや低い値を示す。したがって、空室時の出力確率はこのような値の変化を考慮しなければならない。

次に、入室時は洗い場と浴槽の動作情報がそれぞれ上昇している。退室時は浴室全体のエリア情報がやや低い値を示すが洗い場と浴槽の動作情報は同様に大きくなる。浴室全体のエリア情報が低い値を示すのは、蓋によって得られる信号が減衰しているためである。従って、この状態を洗い場（蓋あり）状態としている。

図中 100 秒以降では蓋が開けられることで浴室全体のエリア情報が大きくなっている。これを洗い場（蓋なし）状態とする。また、浴槽と洗い場間に体を乗り出すと浴槽のエリア動作情報の値が洗い場のそれと関係なく大きな値を示す。これは、洗い場と浴槽の間に入浴者がいる状態であると定義できる。

入浴時は洗い場のエリア動作情報は 0 に近くなり、浴室全体のエリア情報は極端に小さくなる。これは人が壁などの反射目標の前に座ることで、信号が減衰するためである。浴槽のエリア動作情報は、高い値を維持することから、このような観測データが得られる場合は浴槽状態であるとする。

以上より、図 5.19 で示した遷移モデルで定義した各状態の出力確率の初期値は上記の特徴に従って設定し、学習データによって学習することで入浴者の個人差に合わせた学習済みデータを生成する。

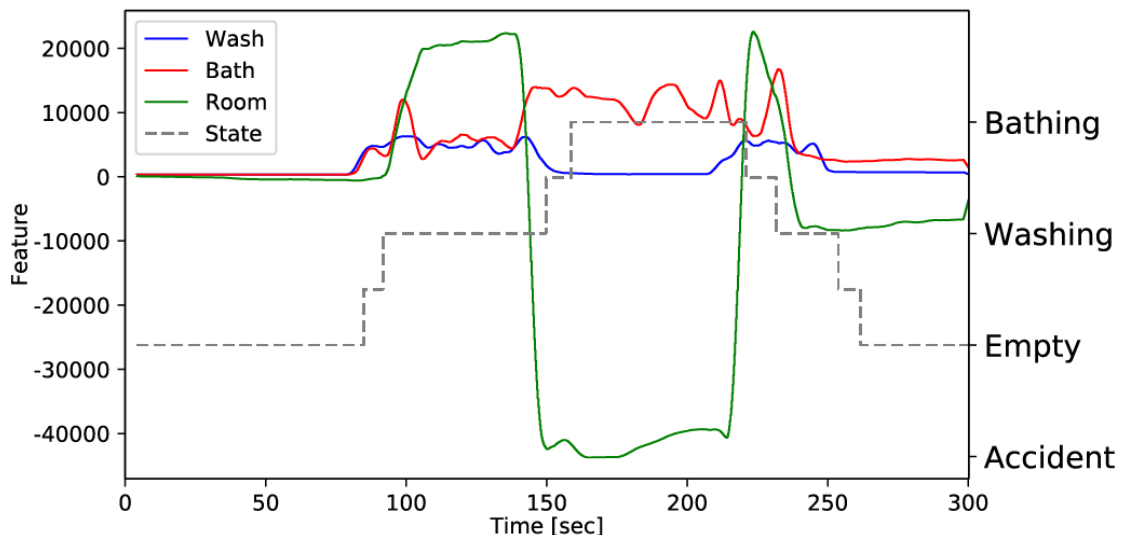


図 5.21. 短手側における通常の入浴時の観測データ

#### (d) 状態推定

学習済みモデルを用いて状態推定を行う。まず、設置位置でそれぞれ定義した観測データを取得する。この観測データに対してビタビ・アルゴリズムを用いて状態推定を行う。その結果、図 5.18, 図 5.19 で示した各状態が出力される。状態推定処理では、これらの出力された推定状態を「空室」、「洗い場」、「浴槽」で表す 3 つの状態に表 5.1, エラー! 参照元が見つかりません。に示すように分類する。

次に、入退室検出処理より出力された結果を基に状態推定処理において入退室の判定を行う。

まず、入退室検出で確認された入室動作に対して、状態推定処理における空室状態から洗い場状態への状態遷移の有無で入室を判定する。入退室検出の結果に対してこの状態遷移が確認できなかった場合、浴室は空室状態であると判定される。

また、状態推定処理における洗い場状態から空室状態への状態遷移に対して入退室判定で確認された退室動作の有無で退室を判定する。洗い場から空室状態への状態遷移が確認できたとしても、入退室判定で退室が確認されなかった場合、入浴者の状態は洗い場状態であると判定される。

これらの処理を通して得られた結果を状態推定処理の出力結果として用いる。

表 5.1. 状態の分類

##### (a) 長手側

入浴者の状態	HMM で定義した状態
空室 (Empty)	空室
洗い場 (Washing)	入退室
	洗い場
	洗い場動作
	洗い場移動
入浴 (Bathing)	浴槽移動
	浴槽内

##### (b) 短手側

入浴者の状態	HMM による推定状態
空室	空室
洗い場	洗い場 (蓋あり)
	洗い場と浴槽の間
	洗い場 (蓋なし)
入浴	浴槽内

### 5.3.3.5. 危険検知処理

#### (a) 危険検知処理

危険検知処理では、状態推定結果において空室以外の状態であった場合に、入浴者が事故などの危険状態であることを検知する。入浴者の危険状態とは、主に転倒や溺水などが考えられる。これらの状態に陥った入浴者は通常、身動きをとることができないため、入室中であるにもかかわらず、動作が小さくなる状態であると定義できる。

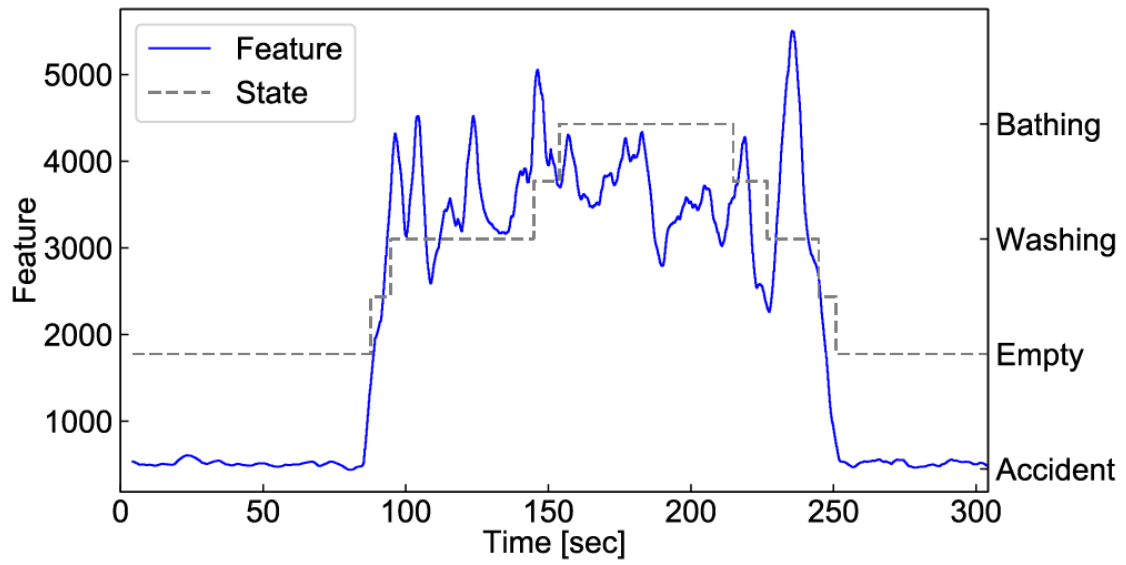
そこで、浴室全体のエリア動作情報を用いて危険状態を検知する。浴室全体のエリア動作情報 $P_{\sigma\text{-room}}$ は、浴槽エリアと洗い場エリアにおけるエリア動作情報から、次のように求められる。

$$P_{\sigma\text{-room, long}} = \frac{P_{\sigma\text{-wash, long}} + \gamma P_{\sigma\text{-bath, long}}}{2} \quad (5.20)$$

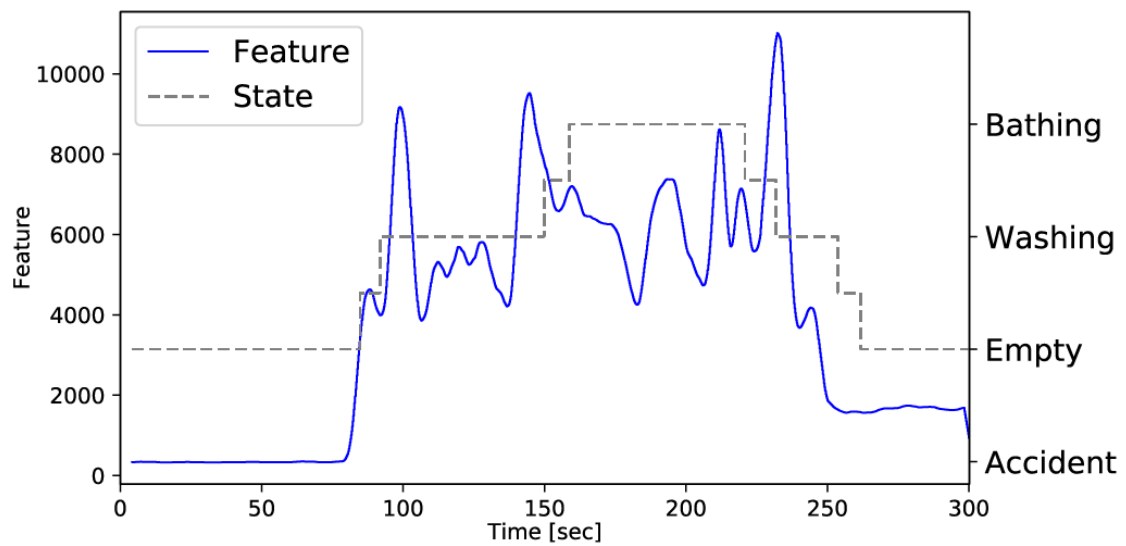
$$P_{\sigma\text{-room, short}} = \frac{P_{\sigma\text{-wash, short}} + P_{\sigma\text{-bath, short}}}{2} \quad (5.21)$$

ここで、長手側における浴槽のエリア動作情報は洗い場のエリア動作情報より非常に小さいため、固定された係数 $\gamma$ を用いて調整を行う。浴室全体のエリア動作情報に対して閾値判定を行う。浴室全体のエリア動作情報が閾値よりも大きい場合、入浴者は安全状態であると判断される。一方で、閾値よりも小さい状態が数秒間続く場合、事故が発生し、入浴者が危険状態にあると判断される。

以上の処理を用いて、危険状態を含む入浴者の状態を判定する。



(a) 長手側



(b) 短手側

図 5.22. 浴室全体のエリア動作情報

## (b) 長手側における各危険状態の特徴

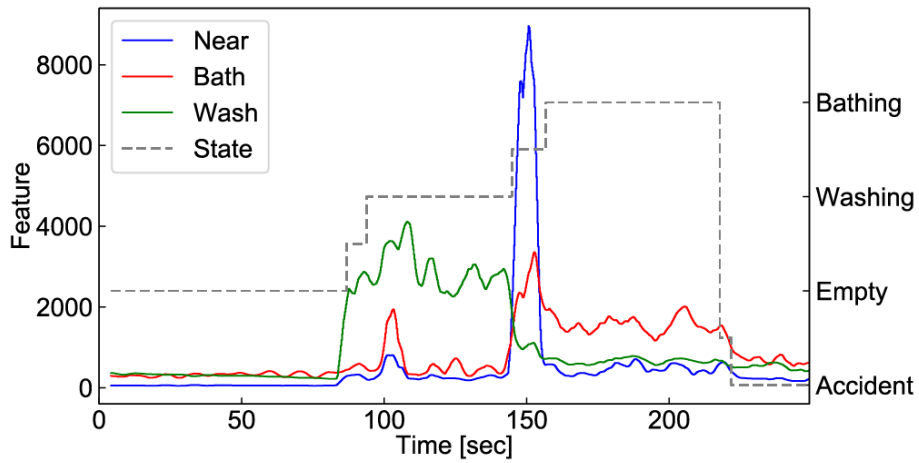
図 5.23 は、溺水時の観測データを表している。入浴までは通常時と同様の変化が現れるが、溺水時では入浴時よりも観測データの値が小さくなり、空室に近い特徴が得られる。これは、溺水によって人の体動による信号が消え、湯面変動のみによるエリア動作情報となったためである。また、図 5.11 で示すように、溺水時における出入口移動情報は小さい値のままであり、入浴者が出入口を通過したと判定されない。したがって、状態推定処理では入浴者が浴室内に留まっていると推定されるが、浴室全体のエリア動作情報は小さくなるため、危険状態であると判定される。

図 5.24, 図 5.25 はそれぞれ桶またはシャワーで体を洗っている際に転倒した場合の観測データを表している。桶で体を洗っている場合、転倒を起こした後は他に動くものがないため、退室時と同様に観測データは総じて小さい値になる。しかしながら、図 5.12 に示すように、出入口移動情報は小さい値のままであり、入浴者が出入口を通過したと判定されない。したがって、状態推定処理では入浴者が浴室内に留まっていると推定されるが、浴室全体の動作情報は小さくなるため、退室をせずに転倒したと判定することができる。

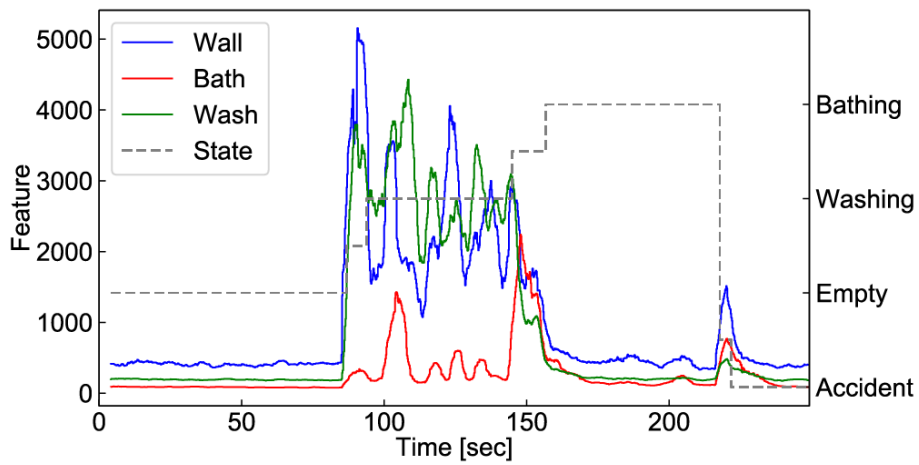
また図 5.25 に示すように、シャワーで体を洗っている場合では洗い場と壁面のエリア移動情報がシャワーの流水によって高い値を維持するが動作情報は低い値となる。したがって、入退室にかかわらず危険状態であると判定される。

以上より、入室状態にあってもエリア動作情報が小さい場合、溺水・転倒などの危険状態であるといえる。

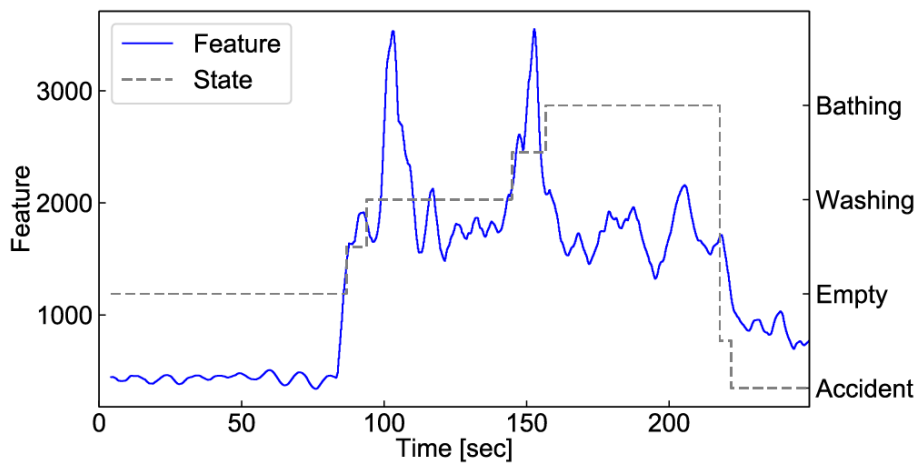




(a) エリア動作情報

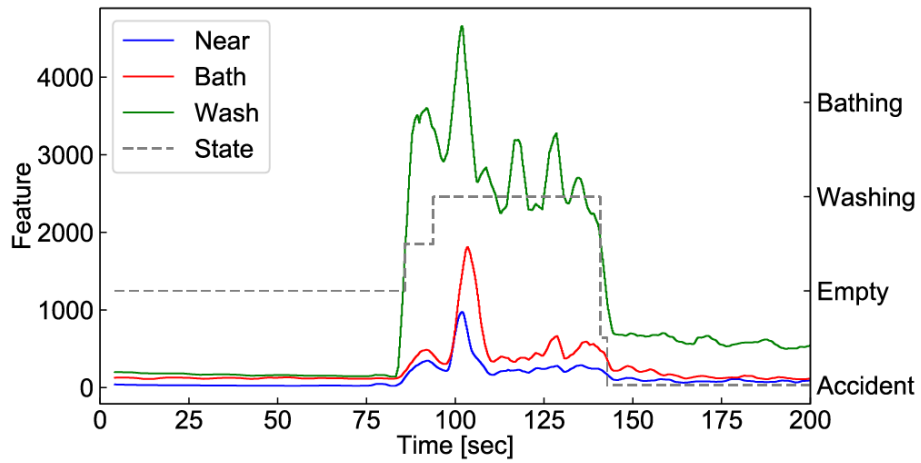


(b) エリア移動情報

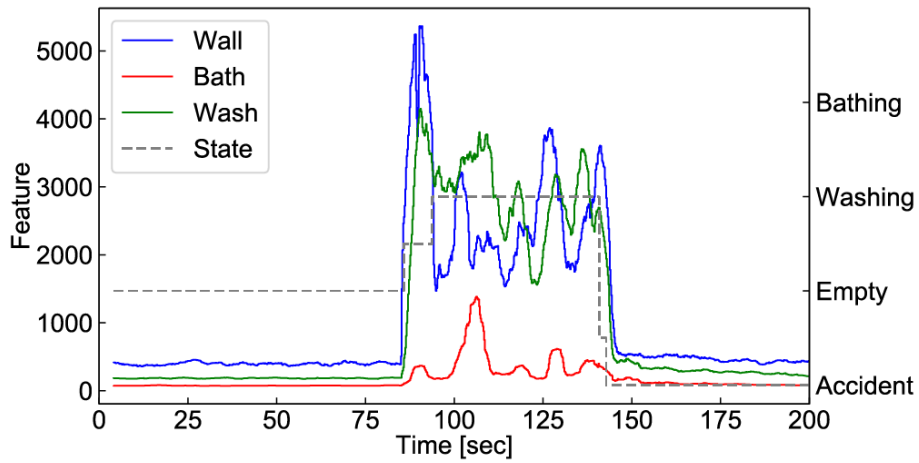


(c) 浴室全体のエリア動作情報

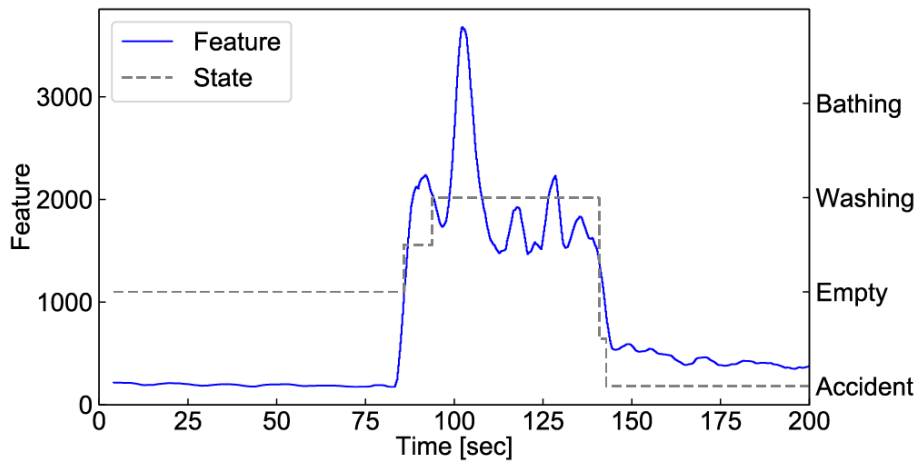
図 5.23. 溺水時の観測データ



(a) エリア動作情報

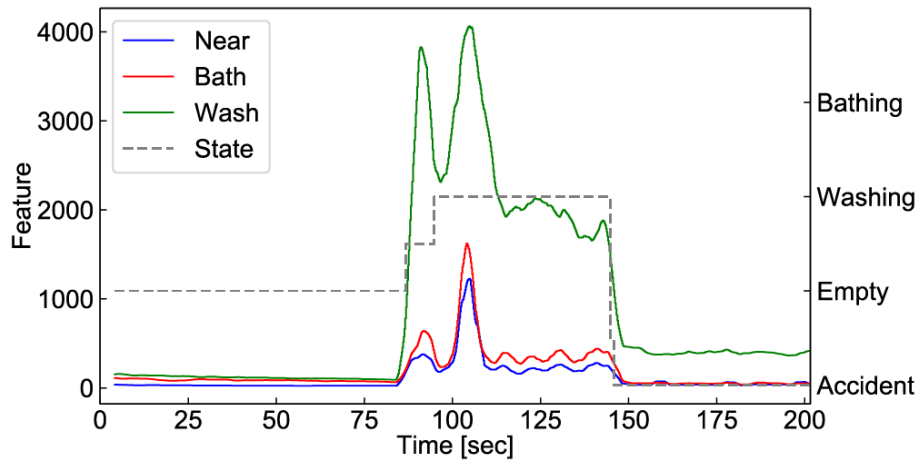


(b) エリア移動情報

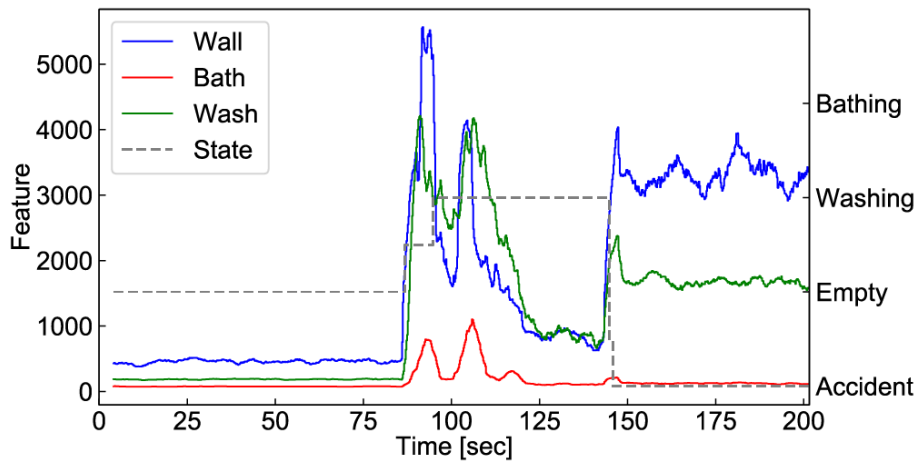


(c) 浴室全体の動作情報

図 5.24. 転倒時の観測データ



(a) エリア動作情報



(a) エリア移動情報

(c) 浴室全体のエリア動作情報

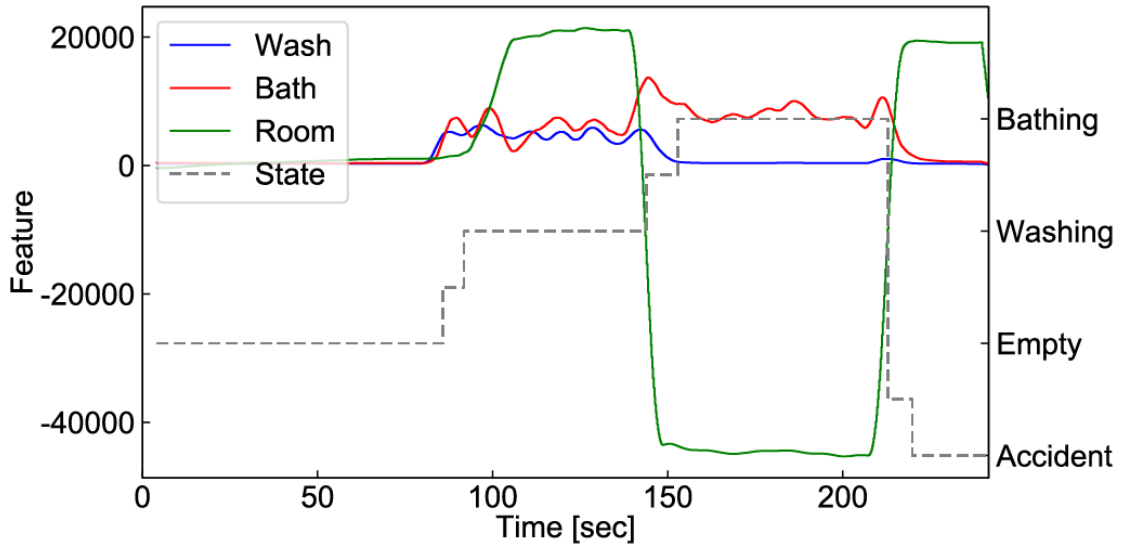
図 5.25. シャワー使用かつ転倒時の観測データ

### (c) 短手側の各危険状態の特徴

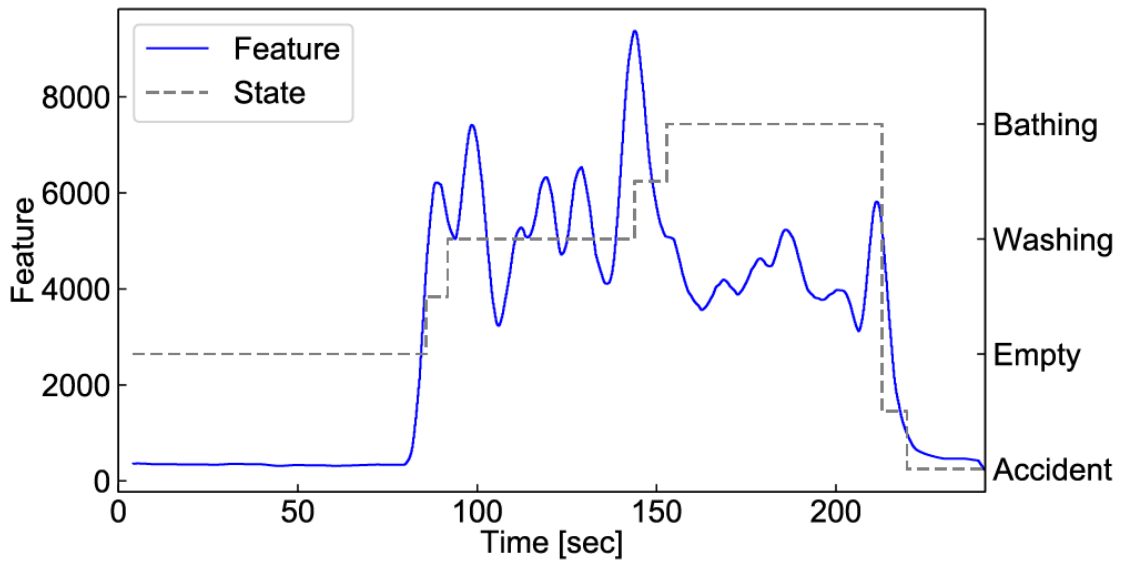
図 5.26 は、溺水時の観測データを表している。長手側と同様に、溺水時では入浴時よりも観測データの値が小さくなり、空室に近い特徴が得られる。また、図 5.11 で示すように、溺水時における出入口移動情報は小さい値のままであり、入浴者が出入口を通過したと判定されない。したがって、状態推定処理では入浴者が浴室内に留まっていると推定されるが、浴室全体のエリア動作情報は小さくなるため、危険状態であると判定される。

図 5.27 は体を洗っている際に転倒した場合の観測データを表している。桶で体を洗っている場合、転倒を起こした後は他に動くものがないため、退室時と同様に観測データは総じて小さい値になる。しかしながら、図 5.12 に示すように、出入口移動情報は小さい値のままであり、入浴者が出入口を通過したと判定されない。したがって、状態推定処理では入浴者が浴室内に留まっていると推定されるが、浴室全体の動作情報は小さくなるため、退室をせずに転倒したと判定することができる。

以上より、入室状態にあってもエリア動作情報が小さい場合、溺水・転倒などの危険状態であるといえる。

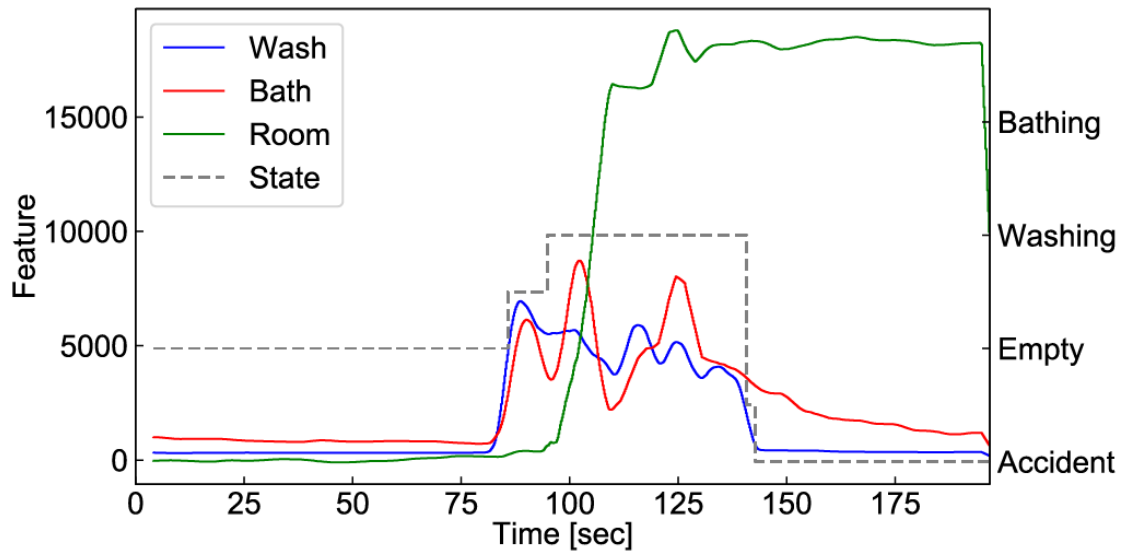


(a) 各観測データ

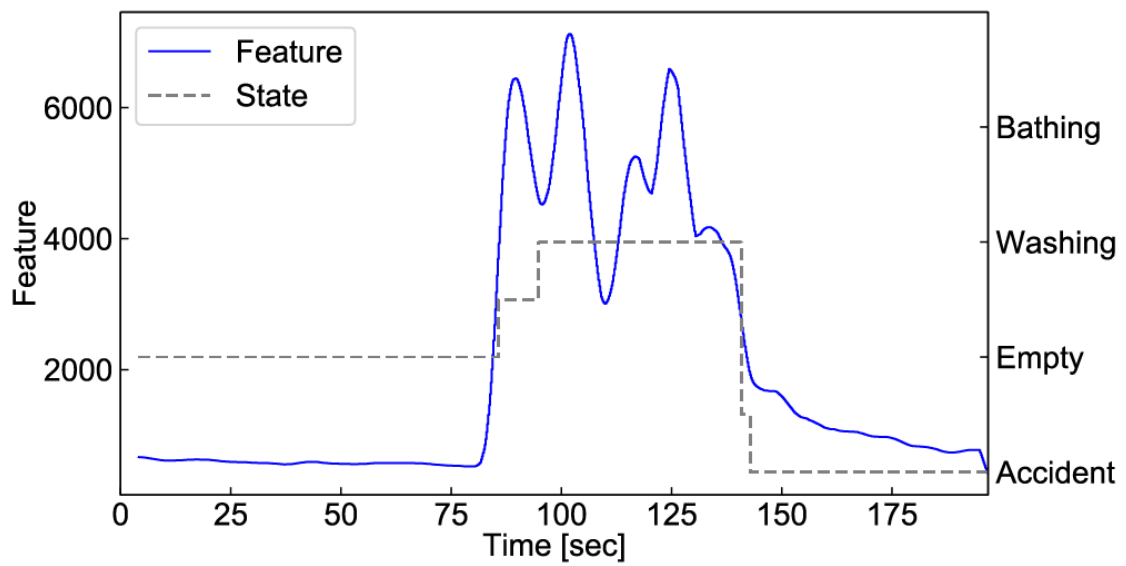


(b) 浴室全体のエリア動作情報

図 5.26. 溺水時の観測データ



(a) 各観測データ



(b) 浴室全体のエリア動作情報

図 5.27. 転倒時の観測データ

## 5.4 実証実験

提案する浴室見守りシステムの有効性を検証するために、集合住宅の浴室において実証実験を行った。

### 5.4.1 実験緒言

図 5.28 は浴室内の見取り図、図 5.29 は浴室内の実際の様子を撮影したものである。実験環境は  $1.4 \times 1.6 \times 2.05 \text{ m}^3$  の一般的な浴室である。浴槽の長手側にリモートコントローラが設置されている。電波センサの設置位置は長手側の場合ではリモートコントローラの横（出口側）に設置した。短手側の場合では浴槽短手側の中央に設置した。いずれの場合においても、電波センサのアンテナ部の高さが浴槽のリム部から  $220\text{mm}$  の高さとなるように設置している。実験諸元を表 5.2 に示す。本実験は 2 人の被験者（成人男性 A, B）を対象に行った。表 5.3, 表 5.4, 表 5.5 に 3 つのシナリオを示す。シナリオ A は通常の入浴パターンである。シナリオ B は湯船に浸かり、一定時間経過後に溺水する。シナリオ C は洗い場で体を流している際に転倒する。

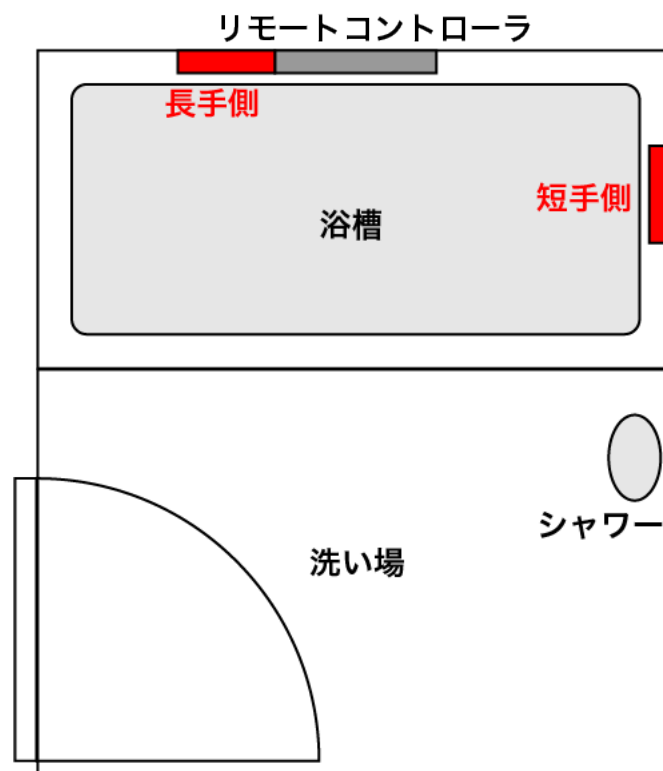


図 5.28. 浴室の見取り図



図 5.29. 実験の様子（長手側）

表 5.2. 実験諸元

項目	値
中心周波数	79 GHz
帯域幅	3.3 GHz
送信電力	0 dBm
サンプル周期	5.0 fps



表 5.3. シナリオ A

通常パターン
浴室に入室する
蓋を開ける
体を洗う（桶・シャワー）
入浴する
浴槽から出る
蓋を閉める
浴室から退室する

表 5.4. シナリオ B

転倒パターン
浴室に入室する
蓋を開ける
体を洗う（桶・シャワー）
入浴する
溺水する

表 5.5. シナリオ C

溺水パターン
浴室に入室する
蓋を開ける
体を洗う（桶・シャワー）
洗い場で転倒する

## 5.4.2 実験結果

各シナリオに従って、2人の被験者（成人男性）に対して計測を行った。図 5.30, 図 5.31 は、長手側、短手側における各シナリオにおける推定結果を表している。評価基準として状態検知率 (SDR: state detection rate), 事故検知精度 (ADA: accident detection accuracy), 誤警報確率 (FAR: false alarm rate) を定義する。SDR は各フレームにおいて状態が正しく推定された割合を表し、次式で求める。

$$\text{SDR} = \frac{\text{(状態が正しく推定されたフレーム数)}}{\text{(計測フレーム数)}} [\%] \quad (5.22)$$

本実験では試行回数ごとの測定に長い時間を要するため、試行回数が少ない。したがって、事故検知率は 100% 近くを達成し評価するには不十分であった。そこで事故検知処理の妥当性を評価するため、ADA を定義した。ADA は危険状態のフレームにおいて正しく事故を検知した割合を表す。ただし、危険状態のフレームは真値が危険状態に遷移してから危険状態が検知されるまでの最短時間を除いている。ADA は次式で求められる。

$$\text{ADA} = \frac{\text{(危険状態が正しく推定されたフレーム数)}}{\text{(危険状態のフレーム数)}} [\%] \quad (5.23)$$

この値が大きいほど、各フレームで事故検知が正しく行われていると評価できる。また、FAR は安全状態であるべきフレームにおいて危険状態を推定した割合を表し、次式で表す。

$$\text{FAR} = \frac{\text{(危険状態だと誤って推定されたフレーム数)}}{\text{(安全状態のフレーム数)}} [\%] \quad (5.24)$$

この値が小さいほど、誤りが少なく、局所的であると評価できる。ただし、いずれの値もフレーム数に応じて値が変動するため、異なる手法と比較する場合、同じフレーム数を用いて評価する必要がある。

以上の評価基準に基づいて評価を行った。また、従来手法の一つである K-means 法を用いた手法[5-17]で同じ入力データによる推定を行い、比較を行っている。ただし、従来手法では長手側への設置のみが考慮されているため、短手側の評価は行っていない。

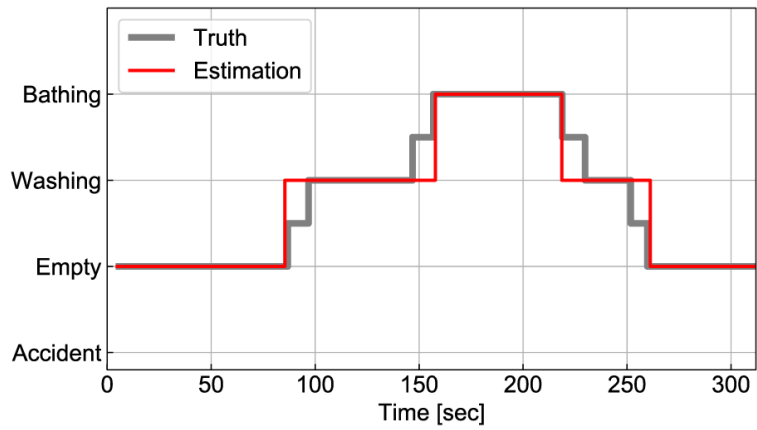
表 5.6 に各シナリオにおける評価を示す。まず、シナリオ A では従来手法を用いた手法では SDR が 82% 以下であった。従来手法を用いた場合 FAR の割合に従って SDR

は小さくなる。つまり、推定の誤りは安全状態において危険状態を検知したために発生していると考えられる。提案手法の場合、SDRは98%以上に改善した。FARは0%であり、図5.30(a)のように状態遷移の切り替えにおいて誤差が発生していることから、2%以下の誤りはこの誤差によるものだと考えられる。一方で、短手側において1%以下のFARが確認できる。図5.31(a)に示すように、洗い場で体を洗う際に、誤りが発生している。これは、浴室全体の動作情報が体を洗う際に閾値を下回るために、数秒の間だけ危険状態であると誤検知を起こしている。しかしながら、SDR、FAR共に従来手法以上の結果を得られており、通常の入浴時の従来手法と比較して十分な性能が得られていると考えられる。

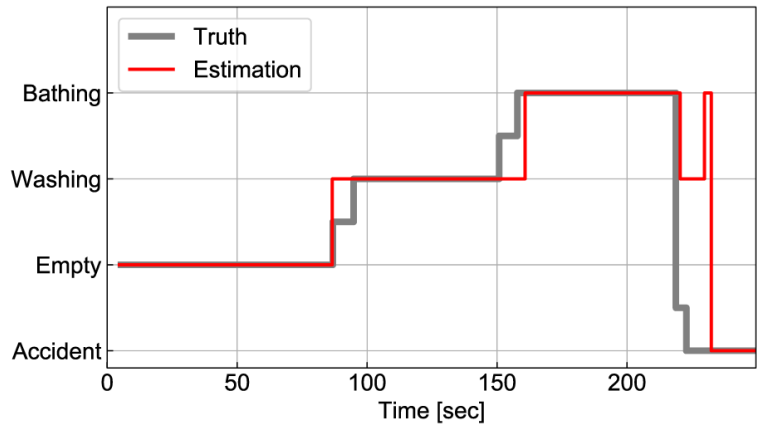
次に、シナリオBでは、従来手法によるSDRは約90%であった。ADAが70%であることから、事故の未検知がSDRに影響を与えていると考えられる。また、FARは1%と、通常の入浴時より低い値となっている。提案手法を用いた場合SDRは約92%と改善している。通常の入浴時より低い理由として、図5.30(a)のように溺水の前に浴槽からでていると判定されたためである。ADAも70~90%と不安定ではあるが、従来手法より検出できていると言える。ただし、危険検知処理において湯面変動による影響を受け、危険状態と判定されたのちに安全状態であると改めて判断される場合があった。このことから、ヒートショックを起こさずに溺水した入浴者が藻掻いた場合、検知率が下がる可能性が考えられる。短手側においても同様であり、特に溺水前の動作による事故の誤検知は今後の課題である。

シナリオCでは、従来手法におけるSDRは80%以下と低く、特にADAが約40%と非常に低いことから転倒の未検知による影響が大きいことがわかる。提案手法を用いた場合、転倒シナリオではSDR、ADAが共に90%以上の結果を得ることができた。これは、HMMによって時系列での依存性を定義することで、所望する学習結果が得やすくなることも理由として考えられるが、入退室検知処理によって、退室が誤検知されなかったことが最も大きな要因であると考えられる。

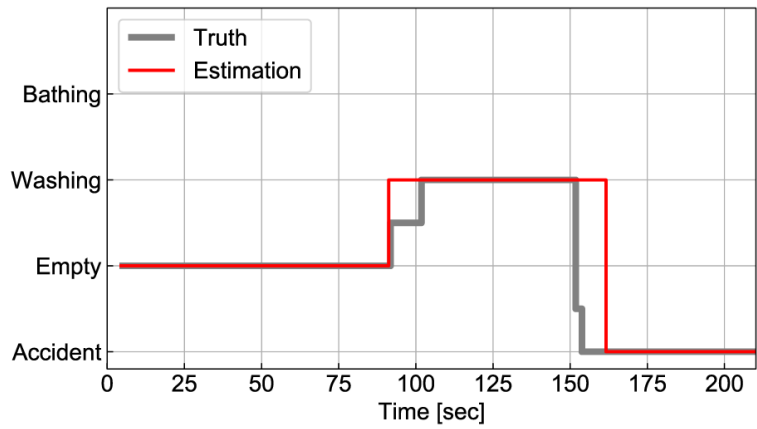
以上より、各方向で90%の状態推定精度と70%以上の危険検知を実現することができ、従来手法より高い検知確率を達成できた。しかし、本アルゴリズムでは危険状態を入浴者の行動が無い状態と定義しているため、溺水時に藻掻く場合などの考慮が今後は必要であると考えられる。



(a) シナリオ A

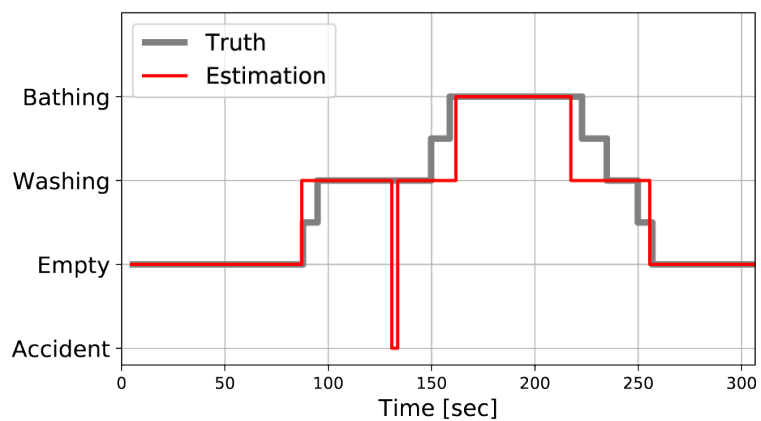


(b) シナリオ B

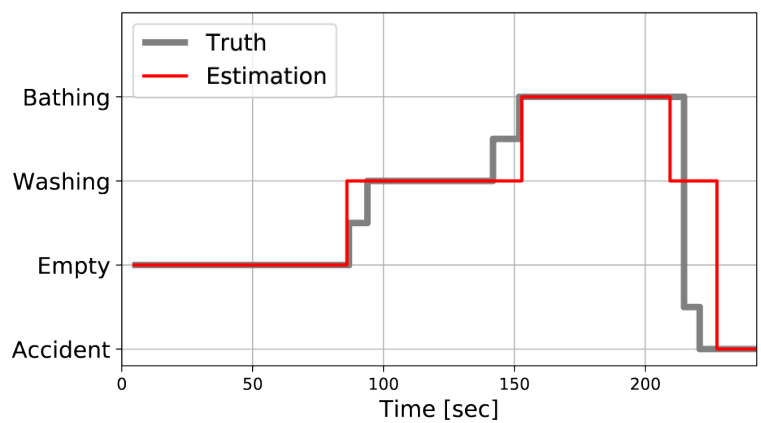


(c) シナリオ C

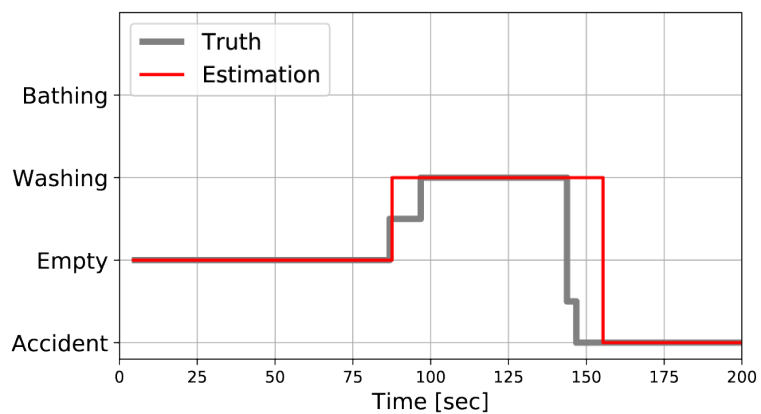
図 5.30. 長手側に設置した場合の推定結果



(a) シナリオ A



(b) シナリオ B



(c) シナリオ C

図 5.31. 短手側に設置した場合の推定結果

表 5.6. シナリオ毎の実験結果

(a) シナリオ A

	K-means (長手側)		長手側		短手方向	
	SDR	FAR	SDR	FAR	SDR	FAR
被験者 A (%)	85.50	9.08	98.64	0.00	95.90	0.00
被験者 B (%)	78.17	13.92	98.25	0.00	95.72	0.46
平均 (%)	81.83	11.50	98.45	0.00	95.81	0.23

(b) シナリオ B

	K-means (長手側)			長手側			短手側		
	SDR	ADA	FAR	SDR	ADA	FAR	SDR	ADA	FAR
被験者 A (%)	91.04	72.20	0.22	91.97	72.25	0.00	90.46	77.51	0.00
被験者 B (%)	89.99	71.03	0.98	92.21	91.57	0.00	91.97	81.55	0.00
平均 (%)	90.51	71.61	0.60	92.09	81.91	0.00	91.22	79.53	0.00

(c) シナリオ C

	K-means (長手側)			長手側			短手方向		
	SDR	ADA	FAR	SDR	ADA	FAR	SDR	ADA	FAR
被験者 A (%)	74.99	37.59	0.00	93.50	98.23	0.00	95.90	96.96	0.00
被験者 B (%)	82.85	44.58	0.00	94.29	98.62	0.00	93.49	95.69	0.00
平均 (%)	78.92	41.09	0.00	93.90	98.43	0.00	94.70	96.33	0.00

## 5.5 結言

本章ではミリ波 MIMO 電波センサを用いた浴室見守りセンサシステムを提案した。提案システムでは、隠れマルコフモデルを用いた状態推定法によって、入浴者の危険状態を検出した。また、長手・短手側で得られる観測データの違いを考慮したアルゴリズムを検討することで、設置位置に関わらず高い精度を維持することを可能とした。

今後の課題として、提案手法の観測データの一般性を評価するために被験者と試行回数を増やすことが課題の一つとして挙げられる。また、藻掻くような動作を伴う危険状態への対応や、試行回数とパターン数を増やすことで学習モデルの精度の向上が考えられる。

## 第5章 参考文献

- [5-1] 日本法医学会企画調査委員会, “浴槽内死亡事例の調査,” 日本法医学会課題調査報告, 2014.
- [5-2] 大塚吉則, 猪熊茂子, 杉本壽, “入浴関連事故調査報告—救急医学会との共同調査—”
- [5-3] 堀進悟, “入浴関連事故の実態把握及び予防対策に関する研究,” 厚生労働省, 2014. (<https://mhlw-grants.niph.go.jp/niph/search/NIDD00.do?resrchNum=201315060B>).
- [5-4] 消費者庁, “冬季に多発する入浴中の事故に御注意ください!,” News Release, 2019. ([https://www.caa.go.jp/policies/policy/consumer\\_safety/caution/caution\\_009/pdf/caution\\_009\\_181121\\_0001.pdf](https://www.caa.go.jp/policies/policy/consumer_safety/caution/caution_009/pdf/caution_009_181121_0001.pdf)).
- [5-5] A. Bujnowski, A. Palinski, and J. Wtorek, “An intelligent bathroom,” 2011 Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), Szczecin, pp. 381-386, 2011.
- [5-6] T. Tamura, A. Kawarada, M. Nambu, A. Tsukada, K. Sasaki, and K. Yamakoshi, “E-healthcare at an experimental welfare techno house in Japan,” The open medical informatics journal, 1, pp.1-7, 2007.
- [5-7] P. Vallabh, R. Malekian, “Fall Detection Monitoring Systems: A Comprehensive Review,” Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2018.
- [5-8] A. Lotfi, S. Albawendi, H. Powell, K. Appiah, C. Langensiepen, “Supporting Independent Living for Older Adults; Employing a Visual Based Fall Detection Through Analysing the Motion and Shape of the Human Body,” IEEE Access, 2016.
- [5-9] Z. Zhang, C. Conly, V. Anthitsos, “A Survey on Vision-based Fall Detection,” Proceedings of the 8th ACM International Conference on Pervasive Technologies Related to Assistive Environments, pp. 1–7, 2015.
- [5-10] K. De Miguel, A. Brunete, M. Hernando, E. Gamba, “Home camera-based fall detection system for the elderly,” Sensors 2017.
- [5-11] G. Balakrishnan, F. Durand, J. Guttag, “Detecting pulse from head motions in video,” Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Portland, OR, USA, 25–27 June 2013; pp. 3430–3437.
- [5-12] H. Jain, H. Chen, “A Portable Fall Detection and Alerting System Based on k-NN Algorithm and Remote Medicine,” China Communications, pp.23-31, 2015,
- [5-13] A.M. Sabatini, G. Ligorio, A. Mannini, V. Genovese, L. Pinna, “Prior-to- and Post-Impact Fall Detection Using Inertial and Barometric Altimeter Measurements,” IEEE



- Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, vol.24, pp.774-783, 2016,
- [5-14] Z. Zhang, S. Ishida, S. Tagashira, and A. Fukuda, “Danger-pose detection system using commodity Wi-Fi for bathroom monitoring,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, no. 4, pp. 1–16, 2019.
  - [5-15] K. Kashima, R. Nakamura, and A. Kajiwara, “Bathroom movements monitoring UWB sensor with feature extraction algorithm,” *2013 IEEE Sensors Applications Symposium, Galveston, TX*, pp.118-122, March 2013.
  - [5-16] 魚本雄太, 梶原昭博, “UWB 電波センサを用いた SVM による浴室監視システムの提案,” *電子情報通信学会総合大会, 東京電機大学, 東京*, B-20-4, Mar.2018.
  - [5-17] S. Matsuguma and A. Kajiwara, “Bathroom accident detection with 79GHz-band millimeter wave sensor,” *Proc. 2019 IEEE Sensors Applications Symposium, Sophia Antipolice, France*, March 2019.
  - [5-18] Christopher M. Bishop, *Pattern Recognition and Machine Learning, Information Science and statistics*, pp.605-635, 2011.
  - [5-19] T. Onoda, M. Sakai, and S. Yamada, “Comparison of clustering results for k-means by using different seeding methods,” *27th Fuzzy System Symposium*, 2011.
  - [5-20] S. R. Eddy, “Hidden Markov models,” *Current Opinion in Structural Biology*, vol. 6, no. 3, pp. 361–365, 1996.

## 第6章 結論

超広帯域 (UWB) 電波センサによる浴室見守りシステムに関する研究として本論文をまとめた。本論文は、UWB 電波センサの様々な課題の中でも、その推定性能の向上に着目したシステムである。日本では急激な超高齢化が進み、また、欧米諸国をはじめとする先進国においても高齢化が急速に進んでいる。このような高齢化が進む中で、近年ではセンサ技術や信号処理技術の発展に伴い、高齢者を含めた人々の「安全・安心・健康な社会の実現」への要求が高まっている。例えば、高齢者の事故などの防止・早期発見、健康状態のモニタリング、自動運転など、様々な分野での要求がある。これらの要求に対して、カメラ、赤外線、ドップラなどの様々な非接触センサによる研究開発が盛んに行われている。特に、家庭内見守りにおいては非接触かつ高いマルチパス耐性を持つセンサとして注目されている。しかしながら、超広帯域を占有するため、利用効率の改善や他の無線システムとの干渉回避が課題である。屋内はマルチパス環境が厳しく、高精度な推定には高い分解能を必要とすると考えられている。しかし、干渉回避を考慮した場合、占有できる帯域幅には限界がある。特に浴室のように狭い空間では、対象からの信号をマルチパスから分離することが困難であり、信号の特徴から対象の状態を識別する応用システムが必要とされる。そこで本研究では、UWB 電波センサによる浴室見守りシステムと、複数の無線が混在する家庭内環境を想定して、センサの周波数共有や干渉回避の課題に対して具体的方法を提案した。

第3章では、UWB 電波センサにおいて少ない帯域幅で高い分解能を実現する超分解能化の手法について実験的に検討した。周波数の利用効率改善を目指し、信号処理による帯域幅拡張を目指した。まず、Khatri-Rao 積仮想アレー処理 (KR 処理) をステップド FM-UWB 電波センサの位相検波出力に適用することで、周波数の拡張を試みた。KR 処理は、複数の到来波に相関がある場合、相互相関によって拡張された位相ベクトルが歪み、レンジプロファイルが劣化する問題があった。そこで、到来波が無相関である場合、KR 処理で得られる相関行列がテプリッツ行列となる相関行列の冗長性に着目した。相関行列の左から右の各下降対角線に沿って平均を行うことで、拡張位相ベクトルの相互相関を抑制する冗長平均法を提案した。これらの提案手法の有効性を示すため、ステップド FM-UWB 電波センサ試作器を用いて実験を行い、KR 処理における相互相関の問題を解決しつつ、超分解能を実現することを確認した。以上のように、第3章では UWB 電波センサの周波数帯域幅を広げることなく距離分解能を改善する超分解能を可能とした。提案手法によって、周波数の利用効率を改善する具体的手法を示した。

第4章では、UWB 電波センサにおける被干渉回避の手法について実験的に検討した。ステップド FM-UWB 電波センサは DAA 機能を有するセンサであり、任意の周波数の送信を停止することで既存システムへの与干渉を回避できる (スペクトルホール)。しかし、被干渉として欠落した周波数により、取得されるレンジスペクトルが劣化する課

題があった。そこで、KR 処理と主成分分析を組み合わせた KR-PCA 処理によってスペクトルホールを補償する手法を提案した。KR 処理は仮想的に位相ベクトルを拡張し、周波数を拡大する手法であるが、位相ベクトルが不等間隔である場合、その間のベクトル要素を仮想的に補償できる。ステップド FM-UWB 電波センサにおける位相ベクトルは周波数と対応しているため、KR 処理を適用することで仮想的にスペクトルホールを補償することができる。しかしながら、KR 処理は第 3 章で述べた相互相関への対策が必要となるため、平均に必要な要素が一部の要素で不足した場合、信号の歪みが発生し、レンジプロファイルは劣化する。そこで、拡張位相ベクトルに対して主成分分析を適用することで信号の歪みを取り除き、レンジプロファイルを改善した。実証実験では、提案手法により、レンジサイドローブの劣化を改善することを確認した。以上のように、第 4 章では、UWB 電波センサの被干渉回避における課題について、その性能の劣化を改善した。提案手法により、他の無線システムとの干渉回避における性能劣化の対策法を示した。

第 5 章では、UWB 電波センサによる高齢者見守りシステムとして浴室内見守りセンサシステムを挙げ、特徴抽出による入浴者の状態推定を行う手法を提案した。浴室内は非常にプライベートかつ、高温多湿となる環境である。したがって、プライバシーを保護でき、全天候性を持つ UWB 電波センサを用いた浴室内見守りセンサシステムの実用化が注目されている。そこで、機械学習を用いて UWB 電波センサの信号より、入浴者の状態を推定する手法を提案した。入浴者の状態を浴室内の位置で定義した場合、各状態は直前の状態に依存する関係を持つ。そこで、状態遷移確率を定義し、隠れマルコフモデルによる学習モデルを作成した。さらに、得られた学習モデルから入浴状態の推定を行い、入浴者の状態推定を実現した。また、状態推定結果を用いて危険検知を行うことで、危険状態を早期に発見するシステムを提案した。以上のように、第 5 章では、UWB 電波センサの応用システムとして、浴室内見守りセンサシステムを提案した。また、信号より観測データを抽出することで、超分解能化以外の手法で対象の状態を推定する例を示した。

それでは、それ以後の課題を述べる。まず、超分解能に関して、本論文では、基礎検討として対象を標準球として実証実験を行った。今後は、屋内を想定して什器などによるマルチパスと対象である人との分離を検証する必要があると考える。また、近年では距離だけでなく、角度方向の推定も求められており、距離・角度の二次元情報への適用を検討していきたい。被干渉回避に関しては、主成分分析で用いる特異値の決定を経験的に求めていた。実用化にあたって抽出する特異値は自動的に決定する必要があり、その計算アルゴリズムを検討する必要がある。最後に、浴室内見守りセンサシステムに関しては隠れマルコフモデルを用いた機械学習によって、入浴者の状態推定を行った。本アルゴリズムの課題の一つとして、環境と個人差への依存が挙げられる。本研究では、関連研究を含め、同じ浴室にて検証実験を行なってきた。そのため、浴室環境の変化な

どによる影響が詳しく考察できていない。浴室環境によっては、抽出される観測データが変化するため、大きく変化した場合に観測データの正規化を行う必要がある。したがって、浴室内見守りセンサシステムの実用化を目指すには設置環境による影響を詳細に調べる必要があり、その状態を詳しく検討していきたい。また、このような応用システムに対して、本研究で提案した周波数有効利用に関する手法が有効であるかについて、研究結果をもとに検討していきたい。

本論文により、複数の無線システムが混在する家庭内環境における UWB 電波センサを用いた浴室内見守りシステムに関する課題を解決し、実用化への道筋を示すことができたと考えられる。

## 謝辞

本論文は筆者が北九州市立大学大学院国際環境工学研究科情報工学専攻博士後期課程に在籍中の研究成果をまとめたものです。同専攻の梶原昭博教授には指導教員として本研究の実施の機会を与えて戴き、ご指導と多大な助言を賜りました。厚く感謝申し上げます。

また、同専攻の上原聡教授、山崎康准教授、同研究科環境システム専攻の加藤尊秋教授には副査を引き受けて戴き、学位論文の審査にあたりご助言を戴くとともに本論文の細部にわたりご指導を戴きました。深く感謝申し上げます。

さらに、研究を進めるにあたって北九州市立大学梶原研究室の皆様には、研究やその実験の実施に際して多くの協力を戴きました。深く感謝申し上げます。

## 研究業績

### 学術論文

- [1] 自見圭司, 梶原昭博, “ステップド FM-UWB 電波センサの被干渉軽減に関する検討,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J102-B, No.9, pp.710-714, 2019.
- [2] Y. Akiyoshi, K. Jimi, A. Kajiwara, “Penetration loss of outer wall materials for co-existence of indoor and outdoor-use sensors at 79GHz,” IEICE Communications Express, No.8, pp.353-358, 2019.
- [3] K. Jimi, I. Matsunami, R. Nakamura, “Improvement of Ranging Accuracy during Interference Avoidance for Stepped FM Radar Using Khatri-Rao Product Extended-Phase Processing,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E102-B, No.1, pp.156-164, 2019.
- [4] K. Iwanaga, K. Jimi, and I. Matsunami, “Pedestrian Detection by Template Matching Using Gabor Filter Bank on 24GHz UWB Radar,” IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci., vol. E100.A, no. 1, pp. 232–235, 2017.

### 国際会議論文

- [1] K. Jimi, Seto. H and A. Kajiwara, “Bathroom Monitoring with Fast-Chirp Modulation Millimeter-wave UWB Radar,” 2020 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWW2020), pp.134-137, 2020.
- [2] K. Jimi and A. Kajiwara, “A Study on Co-Existence of Stepped FM UWB Sensor with Narrowband Wireless System,” 2019 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet2019), no.3, pp. 3–6, 2019.
- [3] S. Ogaki, K. Jimi, and I. Matsunami, “High Spatial Resolution SFM-MIMO Radar Using Khatri-Rao Product Extension Processing,” 2018 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing (NCSP2018), pp. 140–143, 2018.
- [4] K. Jimi and I. Matsunami, “A Study on High-resolution Coded-Frequency Modulation radar in Multi User Environment,” 2018 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits Communications and Signal Processing (NCSP2018), pp. 136–139, 2018.
- [5] K. Jimi and I. Matsunami, “A novel spectrum hole compensation using Khatri-Rao product array processing on random stepped FM radar,” in 2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks, WiSNet 2017, 2017, pp. 57–60.
- [6] R. Kuboi, K. Jimi, M. Inoue, and I. Matsunami, “Estimating stress states using respiratory monitoring by 24GHz wideband radar,” 2016 IEEE 5th Global Conference on Consumer Electronics, no. 1, pp. 525–528, 2016.

## 国内研究会等

- [1] 有吉智紀, 自見圭司, 梶原昭博, “79GHz 帯電波センサによる高齢者の見守りシステム,” 電子情報通信学会総合大会 2020, 2020. (発表予定)
- [2] 自見圭司, 梶原昭博, “ミリ波 MIMO 電波センサによる浴室内見守りセンサシステムの検討,” 第 42 回情報理論とその応用シンポジウム, pp.500-504, 2019.
- [4] 秋吉湧太, 霜田和朗, 小崎祥吾, 友清飛海, 山中和貴, 自見圭司, 松波勲, “複数センサを用いたダイナミックデジタルマップに関する実験的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.117, no.347, pp.263–268, 2017.
- [5] 自見圭司, 松波勲, 中村僚兵, “ステップド FM レーダにおける高分解能化に関する実験的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.117, no.347, pp.73–77, 2017.
- [6] 久保井諒, 自見圭司, 松波勲, “広帯域レーダを用いた呼吸モニタリングにおけるオフィス環境下でのストレス状態推定,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.116, no.141, pp.7–12, 2016.
- [7] 松波勲, 自見圭司, 大石庸平, “次世代運転支援システムのための多目標状態推定及び追尾技術,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.116, no.140, pp.95–100, 2016.
- [8] 自見圭司, 松波勲, “Khatri-Rao 積拡張アレー処理を用いたステップド FM 方式レーダのスペクトルホール補償に関する研究,” 2016 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, pp.131, 2016.
- [9] 岩永光汰, 自見圭司, 松波勲, “24HGz 帯レーダを用いたガボールフィルタバンク法による歩行者検出の提案,” 2016 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, pp.132, 2016.
- [10] 久保井諒, 井上昌信, 自見圭司, “レーダを用いた呼吸モニタリングによるストレス指標の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.115, no.365, pp.115–120, 2015.
- [11] 松波勲, 大石庸平, 自見圭司, “車載レーダによる複数移動目標検知と環境マッピングに関する実験的検討,” 2015 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 2015.
- [12] 井上昌信, 大石庸平, 自見圭司, 松波勲, “UWB レーダにおける位相モノパルス方式による高精度形状推定に関する実験的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.114, no.471, pp.123–128, 2015.
- [13] 大石庸平, 井上昌信, 自見圭司, 松波勲, “UWB レーダによる複数移動目標物検知識別の高精度・高速化に関する実験的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.114, no.470, pp.213–218, 2015.
- [14] 自見圭司, 井上昌信, 大石庸平, 松波勲, “UWB レーダによる 2 次元環境マッピング法に関する実験的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.114, no.472, pp.219–224, 2015.

## 本研究に関する論文

### 第3章

- [1] K. Jimi, I. Matsunami, R. Nakamura, “Improvement of Ranging Accuracy during Interference Avoidance for Stepped FM Radar Using Khatri-Rao Product Extended-Phase Processing,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E102-B, No.1, pp.156-164, 2019.
- [2] K. Jimi and I. Matsunami, “A Study on High-resolution Coded-Frequency Modulation radar in Multi User Environment,” 2018 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits Communications and Signal Processing (NCSP2018), pp. 136–139, 2018.
- [3] K. Jimi and I. Matsunami, “A novel spectrum hole compensation using Khatri-Rao product array processing on random stepped FM radar,” in 2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks, WiSNet 2017, 2017, pp. 57–60.

### 第4章

- [1] 自見圭司, 梶原昭博, “ステップド FM-UWB 電波センサの被干渉軽減に関する検討,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J102-B, No.9, pp.710-714, 2019.
- [2] K. Jimi and A. Kajiwara, “A Study on Co-Existence of Stepped FM UWB Sensor with Narrowband Wireless System,” 2019 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet2019), no.3, pp. 3–6, 2019.

### 第5章

- [1] K. Jimi, Seto. H and A. Kajiwara, “Bathroom Monitoring with Fast-Chirp Modulation Millimeter-wave UWB Radar,” 2020 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWW2020), 2020.