



超音波屋内高精度測位技術とその実用化に関する研究

石井, 徹

(Degree)

博士 (科学技術イノベーション)

(Date of Degree)

2022-09-25

(Date of Publication)

2023-09-01

(Resource Type)

doctoral thesis

(Report Number)

甲第8477号

(URL)

<https://hdl.handle.net/20.500.14094/0100477903>

※ 当コンテンツは神戸大学の学術成果です。無断複製・不正使用等を禁じます。著作権法で認められている範囲内で、適切にご利用ください。



博士論文

超音波屋内高精度測位技術とその実用化に関する研究

2022年7月

神戸大学大学院科学技術イノベーション研究科

石井 徹

目次

第 1 章	序論	1
1.1.	研究の背景	1
1.2.	研究の目的	4
第 2 章	技術研究テーマ	6
2.1.	前提となるコア技術	6
2.2.	研究課題	11
第 3 章	ドップラ補正技術	13
3.1.	概要	13
3.2.	ドップラ補正の先行研究	13
3.3.	ドップラ補正手法	14
3.4.	評価	18
3.5.	結論	26
第 4 章	三角形制約を用いたミリメートル精度超音波 DSSS 測位技術	29
4.1.	概要	29
4.2.	はじめに	29
4.3.	超音波測位の課題	30
4.4.	理論	32
4.5.	評価	34
4.6.	考察	42
4.7.	結論	42
第 5 章	実用化検討	45
5.1.	技術戦略	45
5.2.	事業戦略	51
5.3.	実用化検討のまとめ	59
第 6 章	結論	61
謝辞	63
参考文献	64

第1章 序論

本章では、本研究テーマの背景、目的、および前提となるコア技術、について述べる。

1.1. 研究の背景

1990年に世界初のGPSカーナビゲーションシステムが発売されてから30年以上が経過した2022年現在、スマートフォンの地図アプリケーションに代表される測位衛星(GNSS)を利用した屋外測位システムは、今や我々の一般生活に広く普及している。

当初カーナビゲーションから民生分野に登場したGNSS測位は、米国のGPSに加え、ロシアのGLONASS、欧州のGalileo、中国のBeiDou、日本のQZSS(みちびき)と、その後の世界各国の測位衛星打ち上げによるインフラ整備、低コスト受信ICの出現、高精度測定技術であるRTK¹の開発、等々が追い風となり、今やサッカーやラグビーの試合中の選手のポジション測定や、農場でのトラクタ運転制御といった1m以下の高精度測定にも応用され、屋外測位においてはGNSSがデファクトスタンダードとなっていることは衆目の一致するところである。一方、屋内測位においては、WiFi/Bluetooth等の汎用規格やUWB²等の独自方式を用いた電波測位、複数台カメラ映像の画像処理による測位、音波/超音波を用いた測位、あるいはこれらのうちの複数を組み合わせたものがそれぞれ実用化されている。但しWiFi/Bluetoothによる電波測位はRSSI(電波受信強度)を利用しているため、数m以下の精度達成が困難、UWBは近距離での電波遅延を求める複雑かつ高速な信号処理を行うため設備コストや消費電力(発熱)が大きい、カメラシステムはカメラの設備コストが高価でありかつ動画像からターゲット抽出を行う計算負荷が大きい、音波/超音波は静止物に対しては高精度に測定できる反面、移動物ではドップラシフトの影響により測定自体が困難、とそれぞれが異なる課題を抱えており、屋内測位におけるデファクトスタンダードは確立されておらず、用途別にそれぞれ適した方式が用いられている。これら従来の屋内測位技術では、なぜ2万km彼方からの電波測位によるGPSよりも精度が劣るのであろうか? 検知信号処理上の工夫により従来の測位精度を大きく向上しうるのではなかろうか? との素朴な疑問を抱いたのがそもそも本研究に取り組んだきっかけである。

本研究は測位精度に優れるが移動体測位が出来ないという従来の超音波測位の特徴に着目し、この課題を克服したcm精度の高精度測位を可能とする技術の実用化により、新たなイノベーションの創出を目指したものである。内容の詳細は次章以降に記載するが、最初にまず前提となる測位技術の歴史について触れることとする。

1.1.1. 測位技術の歴史

歴史上いかなる技術的ブレークスルーが達成されてきたのか、またそれらが求められた時代背景として何があったのかという観点から、測位技術の歴史を簡単に振り返る。

測量の歴史は古く、紀元前3世紀のエジプトにおいて既に、水準測定器等の測量機器を用いた

¹ RTK: Real Time Kinetic の略。2台のGNSSレシーバで受信電波の位相差を評価することにより、数cm精度の測位を行う技術。

² UWB: Ultra Wide Band の略。従来の一般的な方式である単一周波数を用いるのではなく、広い周波数帯域を用いることにより、通信速度や対干渉性能を高めた電波通信方式。

測量技術が実現されていたことが明らかとなっている。測量技術が大きく発展したのは 15 世紀から始まった大航海時代である。何も目印のない大海原を渡り目的地にたどり着かねばならない遠洋航海では、自船が今、地球上のどこに位置するのかを正確に把握する必要があったのである。

この時代の技術ブレイクスルーとしては、六分儀に代表される緯度を正確に測定できる反射計器の発明が挙げられる。これは、太陽・月・北極星等の天体を映す反射鏡の角度を調節して視野の中に捉え、調節した反射鏡の角度から緯度を算出するという原理により、天体観測できる場所、すなわち地球上のどこであれ、屋外である限り使える画期的な技術であった。六分儀の登場により洋上でも緯度は正確に測定できるようになった一方で、航海中の経度測定には更なるブレイクスルーを待つ必要があった。一日で一周する地球の自転方向の等分割線である経度の測定には正確な計時が必要であり、当時最も正確だった振り子時計は陸地では経度測定に十分な精度が得られたものの、航海中の揺れる船上では用をなさなかったのである。

この点で特筆すべきはクロノメーターの出現である。正確な経度測定技術確立を促進すべく英国議会が設立した経度委員会により懸賞金付きで 1714 年に制定された経度法に触発され、ジョン・ハリソンが発明したクロノメーターは、当初その性能に懐疑的だった経度委員会の度重なる要求を受け、足掛け 30 年以上に渡る改良を経てようやく公式に認められた技術であった。クロノメーターの出現により、経度も航海中の船上でも正確な測定が出来るようになり、六分儀とクロノメーターの組合せは、その後 20 世紀に至るまでの長きにわたり使用され、航海術におけるデファクトスタンダードとなったのである。

20 世紀に入り、第二次世界大戦を契機として電波を用いた測位技術の研究が進み、20 世紀後半にはロラン航法、デッカ航法、オメガ航法といった、地上の複数の送信局から同時に電波を送信し、各送信局から電波の到達時間差から受信点の位置を求める電波航法が発明され、民間の航行船舶にも広く利用されるようになった。

1957 年、旧ソ連による世界初の人工衛星スプートニク 1 号の打ち上げ成功に対し、アメリカが抱いた底知れぬ脅威である「スプートニクショック」は、その後の米ソ間の宇宙技術開発競争を招き、これが測位技術においても新たなイノベーションを生むきっかけにもなった。スプートニクの発信電波を利用して地上から同衛星の位置を探知するという、当初アメリカの自衛目的で開発が始まった技術の発想を逆転し、人工衛星からの発信電波を用いて地球上のどこであっても自身の位置の測位を可能とする GPS 構想が生まれたのである。但しこの実現には、非常に高精度な原子時計の実用化と、これを搭載した複数の人工衛星打ち上げが必要であったが、米ソ冷戦を背景とした巨額投資がこれを可能にした。1989 年にベルリンの壁が崩れ、マルタ会談で米ソ首脳により冷戦は終結が宣言されたが、翌 1990 年に勃発した湾岸戦争が GPS の普及に弾みをつけた。湾岸戦争での大規模な軍事利用をきっかけとして民生用途でも技術開発が進み、その後カーナビゲーションを始め民間での応用が広まり、今日の GNSS 測位の幅広い普及に至っている。

このように屋外測位技術は歴史上、国策レベルの時代のニーズを背景として大いなる発展を遂げてきた一方で、屋内測位技術については 20 世紀末になるまで実用的な研究開発事例が見当たらない。これは何も目印のない大洋上で自船の位置を把握したいという切実なニーズがあった屋外測位とは異なり、自分の目で居場所を確認できる閉空間である屋内では、位置検知に対して強いニーズを感じさせる状況がなかったためではないかと思われる。

屋内測位の最初の実用的な研究としては 1989 年に発表された、赤外パルス発光するバッジを

身に着けて部屋に設置した受光機で検知することにより、スタッフの所在場所を知らせるシステムである **Active Badge**¹⁾がある。これは 病院の緊急医療体制を改善するために医師や看護師がどの部屋にいるかをリアルタイムに把握する目的で開発されたものであった。その後、電波もしくは超音波を用いた屋内測位技術の実用化が盛んになるのは 21 世紀になってからである。2002 年に電波通信分野では実用化が先行していたスペクトラム拡散技術を用いた高精度超音波測位技術の論文発表²⁾が Hazas と Ward により行われ、翌 2003 年には UWB 電波測位システムを手掛ける Ubisense 社が創業し、それ以降、屋内測位システムは、運輸、自動車、流通等の事業者向けを中心に普及が進みつつあるが、先に述べたように屋内測位には現在様々な方式が混在している状況である。次にこれら複数の屋内測位方式の種類について説明する。

1.1.2. 屋内測位技術の種類

図 1-1 に各種の屋内測位技術の比較を示す。図中、青丸は測位の基準点（既知の位置）、赤丸は測位の対象点（未知の位置）であり、「原理」は位置算出に用いる計算原理、「評価特性」は基準点に対して測定評価する特性、「使用技術」は測定に用いる技術として、それぞれ従来存在する種類を示している。なお「原理」と「評価特性」には密接な関連があり、図中の太線はこれらが取りうる組合せを示したものである。例えば、およその位置を安価に検知したいという目的では「近接検知(Proximity)」と「信号強度(RSSI)」の組合せで Bluetooth や WiFi の既存設備の電波を用いるシステムが一般的であるが、高精度な位置検知には「三辺測量 (Trilateration)」と「信号到達時間(ToA)」の組合せを超音波で測位する、というように目的に応じて適した組合せが存在する。

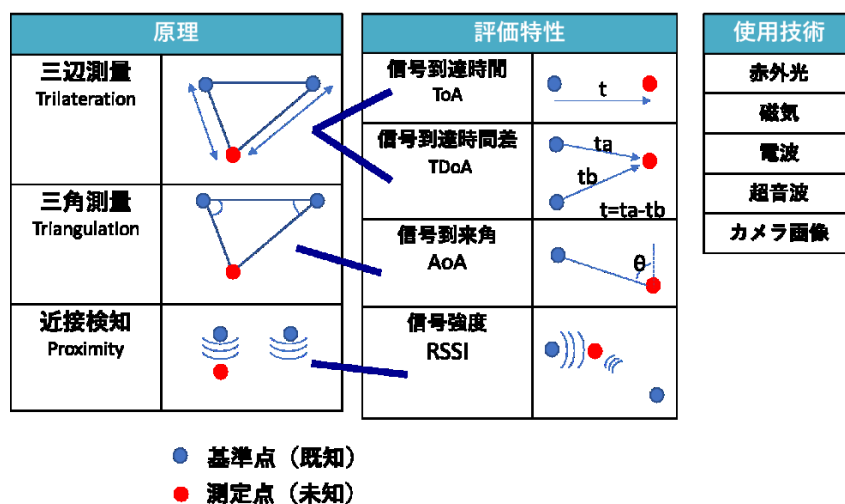


図 1-1 屋内測位技術の種類

これら可能な組合せによる測位方式間で、精度と相対的な実現コストを比較した結果を図 1-2 に示す。図 1-2 の左下の「RSSI+Proximity」は Bluetooth/WiFi を用いる方式、図中右端の「ToA/TDoA+Trilateration」は超音波を用いる方式を想定しており、精度と実現コストの間にはトレードオフの関係がある。また近年の動向として、IoT や自動運転での実用化を目指し、イメージセンサ画像から対象物の位置測定を行う技術³⁾の研究開発も盛んになってきているが、この方式

³⁾ 但し「三角測量」には複数台のカメラもしくはステレオカメラ、「三辺測量」を行うには ToF(Time of Flight) イメージセンサが必要となる。

も原理は「三角測量」、「三辺測量」、評価特性は「信号到来角」、「信号到達時間」のいずれかの組合せにより求める点で他の方式と同じである。但しイメージセンサの場合は画素単位での演算により特に方位方向を精度よく求めうる反面、計算負荷の増大に伴う消費電力と実現コストの増加が顕著になるという課題がある。

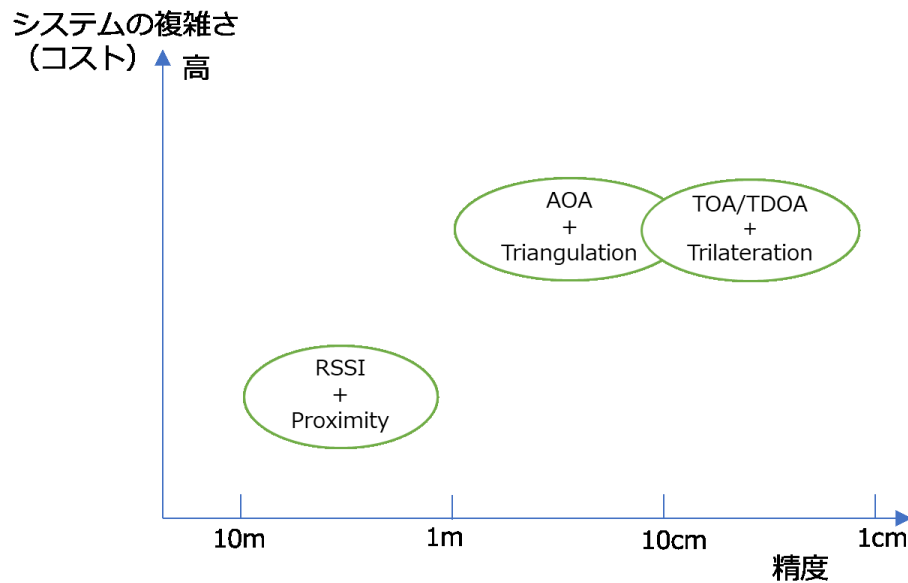


図 1-2 各種測位方式の精度・コスト比較⁴

1.1.3. 屋内測位の近年の動向と課題

屋内測位における近年の動向としては、クラウドファンディングで資金調達し大学からスピアウトして2015年に創業したPozyx社や、2016年の上海のビジネスコンテストで優勝賞金を獲得して事業化を促進したMarvelmind Robotics社等の、スタートアップ企業による低価格と高精度の両立を謳う屋内測位システムが発売されており、B2B分野での採用は従来にも増して進んでいる。しかしながら、人やロボット等の屋内で移動する動体位置を正確に測定する製品/システムで民生市場まで含めて広く普及した標準的な技術は、2022年現在未だ見当たらない状況である。

1.2. 研究の目的

屋内で移動する人や物に対し、cm精度の位置検知が可能な屋内測位基盤技術を確立し、この技術応用によるイノベーションの創出が本研究の最終目的である。本論文では以降、基盤技術確立に関しては第2、3、4章で、またイノベーション創出にも関しては第5章で、各々の詳細を述べる。

⁴ 2017_A state-of-the-art survey of indoor positioning and navigation systems and technologies.pdf Table.1, 2 をもとに筆者作成

引用論文(第1章)

^[1] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, and J. Gibbons, “The active badge location system.” *ACM Transactions on Information Systems (TOIS)*, vol. 10, no. 1, pp. 91-102, 1992.

^[2] M. Hazas, and A. Ward. “A novel broadband ultrasonic location system.” in Intl. Conf. on Ubiquitous Computing. Springer, 2002, pp. 264-280.

第2章 技術研究テーマ

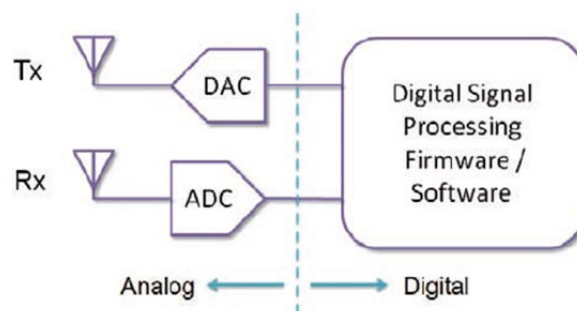
本章では 1.2 研究の目的で述べた屋内測位基盤技術の確立に向け、具体的に設定した技術研究テーマについて記す。

2.1. 前提となるコア技術

[超音波の選択理由]

本研究では、超音波による直接スペクトラム拡散 (DSSS) を用いた測位技術を検討する。ここではなぜこの方針をとったのかという理由を説明する。

従来はアナログ回路でしか実現できなかった無線電波通信における高周波/中間周波処理を、デジタル処理に置き換え、アナログでは実現が困難な高度な信号処理を実現しようというソフトウェア無線の概念が 1990 年代に提唱され 20 年以上が経過したが、受信アンテナの直下で AD 変換し全ての信号処理をデジタルで行う、図 2-1 に示す理想の形のソフトウェア無線 (SDR) は未だ実現されておらず、当初期待されたほどの発展を見せていないことが課題として報告されている⁵。この大きな要因としては、現在主流となっている GHz 帯域の無線通信周波数を AD 変換する高速 AD 変換器を、消費電力とコスト制約を満たした上で実用化することが著しく困難であることが挙げられる。



「ソフトウェア無線 (SDR) 技術の最新動向と将来展望」 図1 (ITUジャーナル Vol.47 No.11) より転載

図 2-1 ソフトウェア無線 (SDR) の原理

図 2-2 に信号帯域による AD 変換器の変換速度 (クロック) による消費電力差を示す。同図は Texas Instruments 社が 2020 年 7 月時点で発売していた AD 変換器のうち、空中超音波の信号帯域をカバーできる 200k~1Msps の変換速度を有するグループと、FM ラジオから地上波 TV 放送周波数をカバーしうる 200M~1Gsps の変換速度を有するグループとに分け、横軸を変換速度、縦軸を消費電力にとった散布図である。比較範囲が広いため縦軸、横軸はともに対数軸である。

図 2-2 から、200k~1Msps の AD 変換器と 200M~1Gsps の AD 変換器の両者グループの消費電力を最も低電力なもの同士で比べると、その差は約 1000 倍あり、両者間の AD 変換速度の差に一致していることがわかる。

⁵ https://www.ituaj.jp/wp-content/uploads/2017/11/2017_11-05-Spot-SDR.pdf

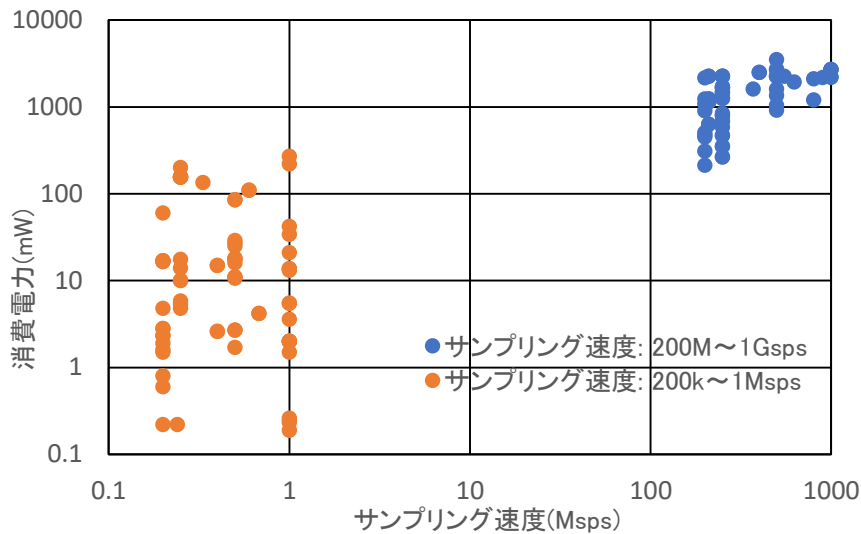


図 2-2 AD 変換器の消費電力

このグラフは AD 変換器の消費電力のみに着目しているが、AD 変換以降のデジタル回路の消費電力に関しても、電源 ON している限りとして消費される一定の消費電力 (Static power) が十分軽減された省電力システムにおいては、消費電力は動作クロック速度に比例する部分 (Dynamic power) が支配的となるため、デジタル回路の消費電力も、動作クロック速度にほぼ比例して決まる。つまり処理すべきデータ量と計算負荷の増大に伴い、これに対処するシステムの動作クロックが高まれば、消費電力も比例的に増加するのである。最新のスマートフォンは毎日充電しなければならないのに、30 年前のクォーツ腕時計がコイン電池 1 個で 1 年間動き続けるのは、後者の内部クロック周波数が 32kHz であり、最新スマートフォンに比べて 1000 分の 1 以下の「遅さ」で動いているという点に大きく依存している⁶。

ソフトウェア無線では理想の形が実現されていない一方で、オーディオ分野では、エコーキャンセリング、ノイズキャンセリング、音程が変わらない高速再生等、アナログ処理では実現が不可能であったリアルタイムの高度な信号処理が実現されているのは、音声帯域 (CD 音質で 44.1kHz) であれば AD 変換とその後段の複雑なデジタル信号処理を、低コストかつ低消費電力で実現できるようになったことが大きな理由である。本研究テーマの屋内測位において、電波やビデオ画像ではなく、超音波を用いた最大の理由もこの点にある。

なお実用化時の製品としての位置測位モジュール⁷の消費電力は、上記 AD 変換器、デジタル回路以外に、AD 変換の前段の測位信号受信回路の消費電力も考慮する必要があるが、ToA/AoA による高精度測位の受信回路の消費電力は、WiFi や UWB の電波測位では 100mW~1W であるのに対し音波/超音波では 20mW~100mW 程度であると報告^[1]されており、この部分においても超音波

⁶ スマートフォンは、時計よりもはるかに大規模な回路を内蔵しており、WiFi 電波送受信、液晶バックライト等、消費電力の大きなデバイスが他にもいくつもあることが、更に動作時間を短縮させている要因である。

⁷ 最終的に実用化を目指すシステムの全体像は、第 4 章実用化検討にて述べる。

の電波に対する消費電力面での優位は変わらない。

以上まとめると、電波と比較して超音波の信号周波数は4桁小さく⁸、消費電力において大きなアドバンテージが得られる事に加え、超音波は空中伝搬速度が電波より6桁遅いが人の動きに対しては十分速いという特徴合わせもつ事が、本研究において超音波を選択した理由である。

[スペクトラム拡散の原理]

自動車のバックソナー等で現在一般的に使われている超音波測距は、図 2-3 に示すよう、超音波トランスデューサ⁹から振幅パルスを送出し、これが測定物に反射して受信されるまでの時間差を計測することで対象物までの距離を求めている。なお振幅パルスとは、無音レベルと最大音量との間をできる限り短い時間で音量を上げ下げする波形であり、受信波の到達時刻は予め定めた一定の閾値を受信波の音量が超えるタイミングから求めることができる。

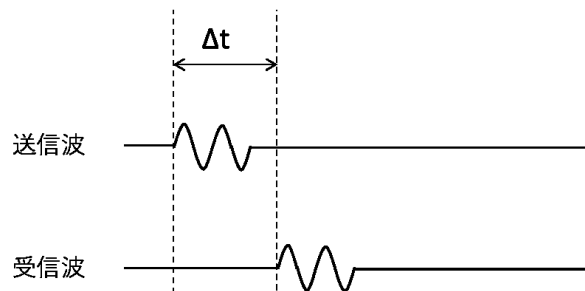


図 2-3 超音波測距の原理 (従来)

しかしながらこの従来方式では、図 2-4 に示すように同じ距離にあるために同じ時刻に受信しても、受信強度が強い受信波(a)が一定閾値 R_{th} を超えるタイミング t_a は、弱い受信波(b)がこれを超えるタイミング t_b よりも早くなるため受信強度により測距誤差が生じること、また図 2-5 に示すよう、一般的な超音波トランスデューサは電気信号の入力から実際に最大音量が出るまでの遅延が大きく、送信波の送出タイミングが正確にはわからないことから、従来方式の振幅強度を評価する超音波測距では 1cm 以下の精度で計測することは困難であった。

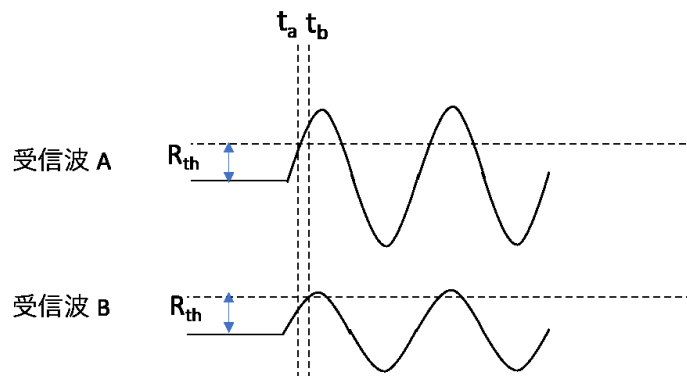


図 2-4 従来超音波測距の課題 (1)

⁸ WiFi, Bluetooth 等で一般的な ISM 帯(2.4GHz)と、ハイレゾオーディオ(192kHz)との比較

⁹ 電気信号と超音波を変換する素子。

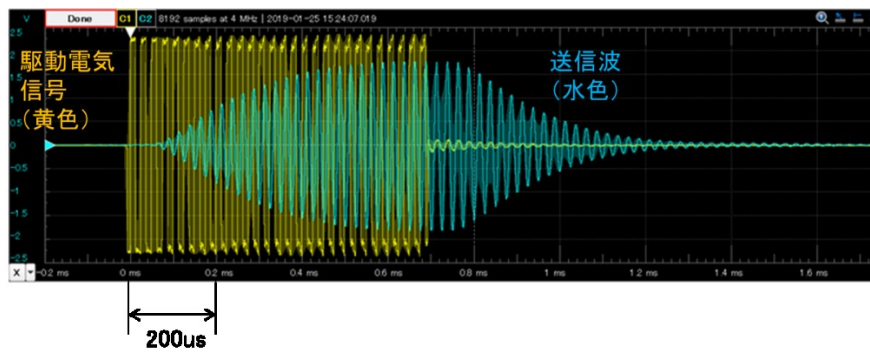


図 2-5 従来超音波測距の課題 (2)

この問題に対し、電波通信分野で先行して実用化されていたスペクトラム拡散符号（以下、SS 符号）を用いて、mm 単位での高精度超音波測位に関する研究が 2000 年代前半から始まり、現在までにいくつか報告がなされている。本研究も基本的にはこれらと同じ原理で高精度測位を達成する技術である。

SS 符号とは、周波数スペクトルが旧来のラジオ放送のようにある一定の周波数でエネルギーピークを示す信号を用いるのではなく、特定の周波数にピークがなく広い周波数帯域に渡ってエネルギーが拡散された周波数スペクトルを持つためにその名がついた符号である。この信号は一見雑音と見分けがつかない疑似雑音信号 (PN: Pseudo Noise) であるために、傍受や干渉に強く、微弱な電力でも長距離通信が可能であり、元々は軍事用途として発展した技術である。図 2-6 に SS 符号通信のノイズ耐性を確認したシミュレーション結果を示す。

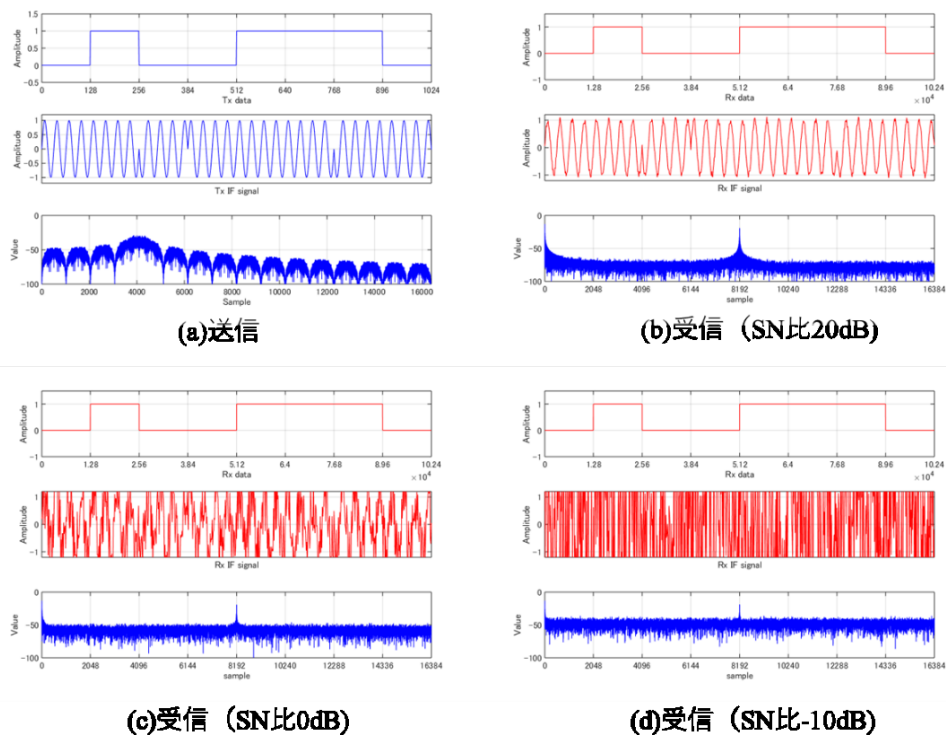


図 2-6 SS 符号通信のノイズ耐性

図 2-6 中、(a)は送信信号、(b)、(c)、(d)はそれぞれ SN 比が 20dB、0dB、-10dB の時の受信信号に対応しており、いずれも上段が伝送データ、中段が信号生波形、下段が周波数スペクトルを示している。図中、(a)は送信信号、(b)、(c)、(d)は各条件で受信した際の復調信号¹⁰であり、いずれも「01001110」という 8bit のデータを伝送した例である。下段の周波数スペクトルを見ると(a)の送信波では SS 符号により拡散されるため特定の周波数ピークが見られないが、(b)、(c)、(d)では SS 符号化する前の元の周波数にピークが見られ、大きなノイズの中に所望の信号が埋もれている場合 ((d)の例ではノイズ電力が信号電力の 10 倍) であっても、上段の伝送データの「01001110」が常に正しく復調されていることが確認できる。

図 2-7 は、SS 符号を使うことにより高精度測距が可能となる原理の説明図である。図 2-7 に示した送信信号は、時間と共に一定の疑似ランダムパターンを繰り返す SS 符号列の値が「0」の時は発振器出力をそのまま、「1」の時は発振器出力の位相を 180° 反転した信号を出すように変調された信号である。今この変調に用いる SS 符号とは「0」と「1」の発生確率が同じであり、コイントスの裏表のように両者が一見ランダムに出現するという特徴を持った、疑似ランダム符号と呼ばれる符号である。但しこの符号は全くのランダムではなく予め定められたある生成規則に従って一定長のパターンを繰り返す信号であり、この生成規則を知っている受信機は、送信機のものと同じ生成規則を用いて受信機内部で参照信号を生成し、受信信号に対してこの参照信号を逐次シフトしながらマッチングを取る相関演算を行う。参照信号が持つ疑似ランダム性により、相関演算の相関値は参照信号と受信信号とが一致したタイミングでのみ相関値が高くなり、それ以外のタイミングではノイズとの相関と同程度に低くなるため、先の一致タイミング、すなわち送信機より送出された信号を受信したタイミングを、受信機は精度よく検知することができる、というのが SS 符号を用いて高精度測距が可能となる原理である。

以上、本章では、本研究テーマの背景、目的、および前提となるコア技術、について述べた。

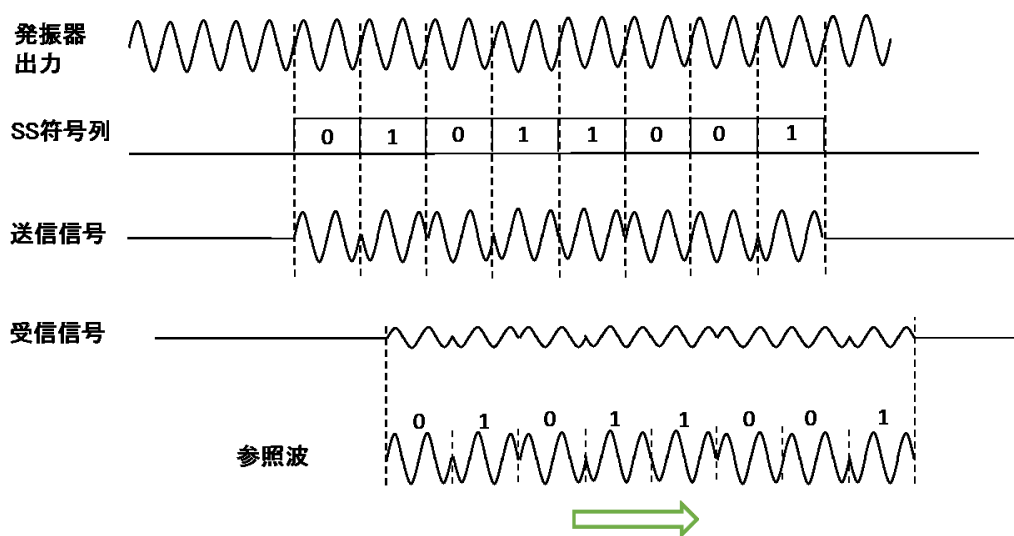


図 2-7 SS 符号による高精度測距の原理

¹⁰受信機内部で、受信信号に対して処理を施して抽出した通信信号

2.2. 研究課題

超音波 DSSS 測位における従来課題の解決を研究テーマとした。具体的に取り組んだ研究課題は2つあり、一つ目はドップラシフトに対する補正処理、もう一つは、3次元測位結果に生じる外れ値を検知/抑制し測位精度を向上する技術である。上記2つの課題に対する研究の詳細は第3章、第4章にてそれぞれ記すが、以下、これら2つ課題について説明する。

2.2.1. ドップラシフト

電波と比較して空中伝搬速度が6桁（百万倍）遅い音波/超音波ではドップラ効果の影響が顕著に表れ、電波では全く支障がない人の動きのような遅い速度でも信号波形が変化するため、移動体に対する超音波測位は従来困難とされていた。スペクトル拡散符号を用いた超音波高精度測位技術が初めて発表されたのは2000年代前半であるが、図2-8は、この方式における測距信号波形が移動体に対してどのように劣化するかについて、筆者が実施したシミュレーション結果である。

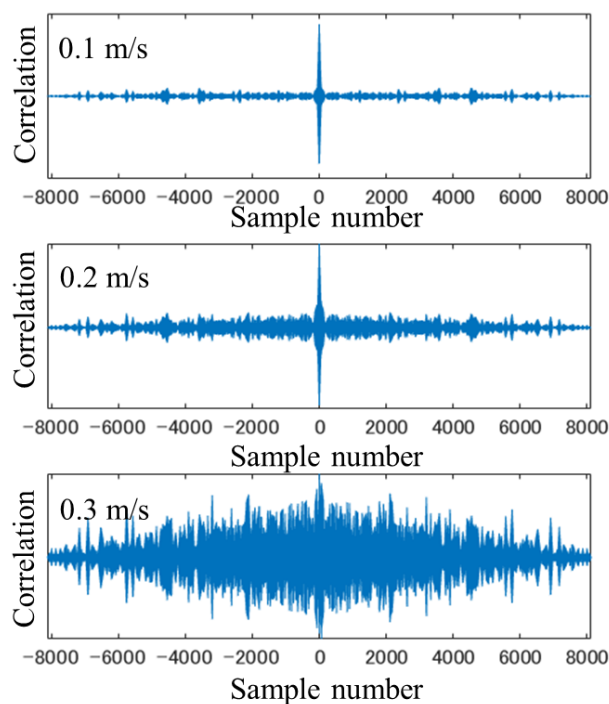


図 2-8 移動による信号劣化の例

同図は、横軸に時間、縦軸に相関度を取った受信信号と送信信号の相互相関関数である。理論上、この相互相関関数は1点のみで鋭いピーク波形を示すものであり、図2-8において速度が0.1m/sの時は、理論に近い波形を示している。但し図2-8の最下段に示す通り、速度が0.3m/sでは相関波形が大きく劣化しており、このように高々人の歩く程度（約1m/s）以下の遅い速度でもドップラ効果の影響による信号劣化が大きく、移動体に対する高精度の超音波測位はこれまで実用化されていなかった。

2.2.2. 外れ値

研究で取り組んだもう一つの課題は、3次元測位結果において真値から離散的な位置に発生する、外れ値の問題である。この問題について以下に説明する。

図 2-9 は、小型の MEMS¹¹マイク 4 つが基板上に 1 辺 7mm の正方形の頂点に位置するよう実装された評価基板による、超音波 DSSS 測位結果の一例である。

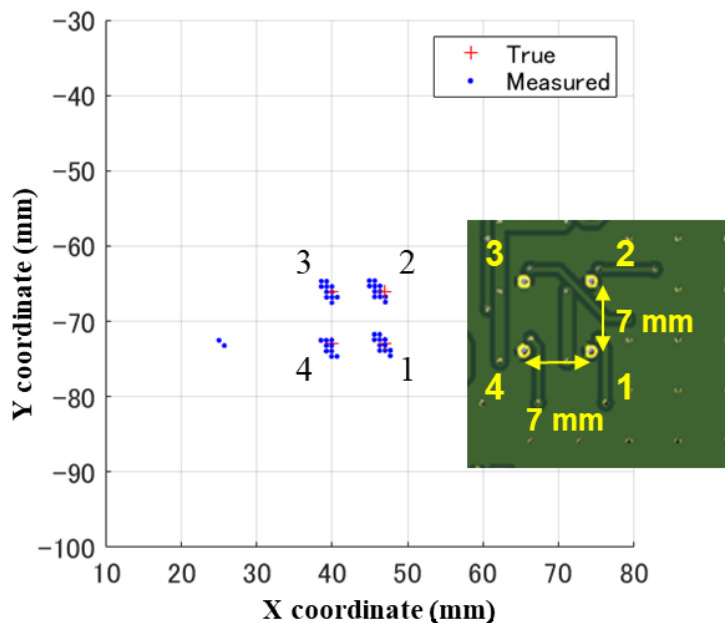


図 2-9 超音波 DSSS 測位結果の例

図 2-9 において、「+」がマイクの真の位置であり、点が複数回行ったマイクの測位位置である。この図から、多くの測定においては真値に近い位置でミリ精度の測定が出来ている一方で、座標 (25, -72) 付近に、明らかに真値とは異なる離散的な位置に結果が得られた測定が何度かあったことがわかる。この問題は従来研究では、測定誤差としては評価対象外とする「外れ値」として扱われていた現象であるが、実用化に際してはこの問題への対処も必須となるため、本研究での 2 つめの課題として取り組んだ。

引用論文(第 2 章)

[1] A. Basiri, E.S. Lohan, T. Moore, A. Winstanley, P. Peltola, C. Hill, P. Amirian, and P.F. e Silva, “Indoor location based services challenges, requirements and usability of current solutions.” *Computer Science Review*, vol. 24, pp. 1-12, 2017.

¹¹ Micro Electro Mechanical Systems の略。センサやアクチュエータ等の機械動作を伴う微細部品と電子回路を集積したデバイスを指す

第3章 ドップラ補正技術

本章では、第2章で述べた研究課題うち、一つ目のドップラ補正技術について記す。

3.1. 概要

直接スペクトラム拡散(DSSS)を用いた高精度超音波測距に対して適用が可能な、ドップラ効果補正技術について述べる。最初にドップラ補正の原理について述べ、次にM系列符号にて変調された超音波を用いた実験結果を示す。1符号あたり搬送波3波長を有するDSSS符号による実測実験では、0.1–1.6mの範囲で、最大加速度9.8 m/s²、最大速度2.0 m/sの移動体に対し、誤差ばらつきが標準偏差5mm未満となる測定結果が得られた。また実験と同じ信号を用いたシミュレーションにて、範囲4–6m、加速度30m/s²、最大速度5.5 m/sの移動体に対して追従できることを、合わせて確認した。

キーワード：直接スペクトラム拡散 (DSSS)、ドップラ変位、M系列、Time of Arrival、超音波

3.2. ドップラ補正の先行研究

衛星測位システム(GNSS)の電波が著しく減衰してしまう屋内における測位に関し、過去20年余りの間、数多くの研究報告がなされ、映像処理、磁気、デッドレコニング、ultrawideband (UWB)、Wi-Fi、あるいは他の電波信号を用いた様々な方式がこれまで提案されている。しかしながらMendoza-Silvaらの報告^[1]によれば、10cm以下の測位性能が得られるのは、光もしくは音波を用いたものに限定されている。音を用いた高精度屋内測位システム(IPS)としては、超音波の直接スペクトラム拡散方式にM系列や類似の符号を用いた研究がこれまで報告されている^[2–14]。

DSSSはM系列の類の広帯域信号を元信号に乘じ、元信号のノイズや干渉に対する耐性を高める技術である^[15]。超音波によるDSSS測距は、スペクトラム拡散符号が持つ疑似ランダム雑音に固有な性質として、精度やロバスト性に優れる特性を示す一方で、移動体に対してはドップラ効果の影響により受信波が伸縮するため、受信信号と送信信号との相互相関信号波形が悪化して、静止時であれば相互相関信号に本来現れる鋭いピークが劣化し、最悪の場合にはピークの観測自体が不可能となるという問題が従来あった。

この問題に対し、これまでいくつかの先行研究で対策が報告されている。例えばItagakiらは、短いM系列の参照コードを用い、0.2 m/sで移動するロボットカーに対して50mm未満の測距誤差で検知できることを示している^[8]。またÁlvarezらは、Kasami符号を周波数シフトした複数の候補信号との相関を同時並行して取るマルチフィルターバンクを開発し、最大3 m/sの移動体が検知出来た事を示している^[9]。Widodoらは受信信号の高速フーリエ変換(FFT)に基づいて、受信信号を補正し、コンペア上で0.8m/sで動くターゲット検知に成功している。別の研究では、FFTを用いて求めた受信信号の測定周期からドップラシフトを補正するものが方向されている^{[11],[12]}。またHirataらは、受信したM系列信号の自己相関関数から測定周期を推定し、合成開口方式により音響像を生成して0.24 m/sおよび0.36 m/sで移動するステンレスシリンダーの位置を4mm未満の誤差で算出している^[13]。

しかしながら上記^{[11]–[13]}の手法はいずれも測定周期以上の長い観測時間を要するため、急な加減速を行う移動物の検知には適していない。

Albuquerque らは、通常の二値位相シフトキーイング(BPSK)に比べてドップラ効果に対する耐性に優れている差分二値位相シフトキーイング変調(DBPSK)を用いる提案を行っている^[14]。DBPSK は原理的にドップラシフトの影響を受けないという点では好ましい反面、ノイズと干渉に弱いという問題が存在する。

加えて、これらの先行研究^{[2]-[14]}はいずれも、人の歩く速度におよそ相当する 1 m/s 以上の速度での実験結果を示していない。この問題に対処すべく筆者による以前の研究では、新たなドップラ補正処理とこれに対する評価実験結果を示し、0.1–1.6 m の範囲にて 2 m/s で移動するターゲット検知が可能であることを報告した^[16]。

本研究はさらに、広帯域トランスデューサの使用と新たなピーク間隔検知アルゴリズムの適用により、移動体に対するさらなる検知性能改善を施した、超音波 DSSS 測距に対するドップラ補正処理について報告するものである。移動体に対する評価としては、実機実験にて標準偏差 5mm 未満での検知精度を、またシミュレーションにて追尾可能な加速度範囲が 30 m/s² 以上あることを、それぞれ確認している。これらの結果は、ドローン、ペット、屋内スポーツ等、屋内での高速移動体に対する測位を必要とする将来応用分野に好適な特性を示している。

3.3. ドップラ補正手法

3.3.1. ドップラ変位に伴う相関係数の劣化

先行研究^[17-18]にて報告されている通り、超音波 DSSS 測距における相関信号波形は、測定ターゲットの相対速度が増加するにつれ急激に悪化する。図 3-1 は、受信機と送信機の相対速度が十分に小さい際に、送信信号と受信信号の一致タイミングに相当する送受信信号間の相互相関関数における主ピーク P_{k1} が、他のピークに比べて顕著に表れる例である。

送受信機間の相対速度が増すと、ドップラシフトの影響により主ピークが減衰し、相対速度がある限界値を越えると、主ピークを他のピークと弁別することが困難となる。本研究では、相互相関関数波形の中に観測される最大ピーク値 P_{k1} と、二番目に大きいピーク値 P_{k2} との関係が、 $P_{k1} = 2P_{k2}$ となる速度を「リミット速度」と定義する。

Paredes らは、超音波 DSSS 測距における、ドップラシフトによる相関ピークの劣化は、DSSS 符号の種類と、それにも増してよりコード長に強く依存することを報告している^[18]。

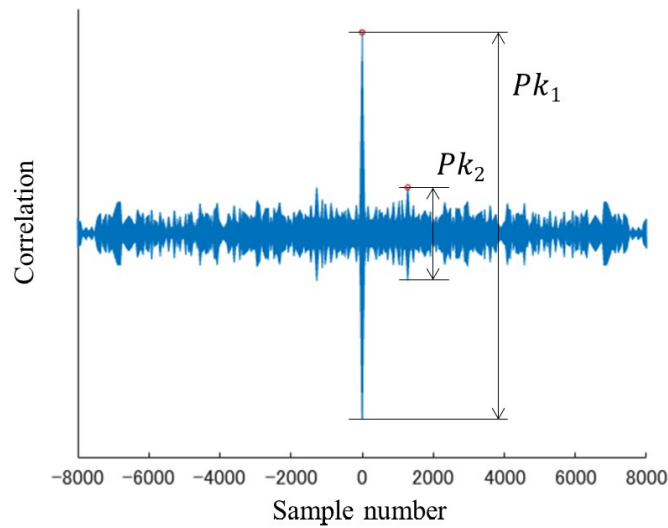


図 3-1 M 系列符号の送受信信号間の相互相関関数

複数種類の M 系列から派生した DSSS 符号に対するリミット速度を示したシミュレーション結果を、図 3-2 に示す。図中、横軸の L は $L = N \cdot M$ で決まる送信信号長である。なお N は M 系列の 1 符号ビット当たりの搬送波の波数、M は DSSS 符号の符号長である。

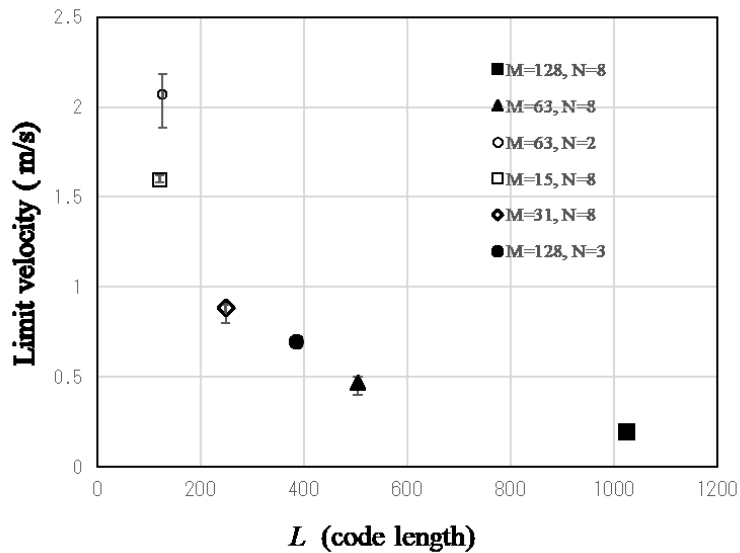


図 3-2 M 系列のリミット速度シミュレーション

図 3-2 おけるエラーバーは、M と N が同じである複数の M 系列符号の中で最大最小を示したものである。図 3-2 に示す通り、リミット速度は L が減少するに伴い、急速に増加する傾向がある。

3.3.2. ドップラ速度予測

ドップラ変位は超音波の搬送波信号のみでなく変調信号にも表れるため、変調信号における既知の時間間隔の変化を検出することにより、ドップラ速度を予測することが可能である。図 3-3 に

これによる提案方式の原理を示す。図 3-3 において、 T_x は長さ M の DSSS 符号で変調された送信信号、 i は符号ビットのインデックス、 T_{x_a} と T_{x_b} は、 T_x の所定位置から切り出した長さ K のサブブロックであり、 a と b は切り出し位置を表している。また ΔT_{ab} は T_{x_a} と T_{x_b} の間隔を示す固定値であり、 CC_a と CC_b はそれぞれ、 T_{x_a} と受信信号 R_x との、 T_{x_b} と受信信号 R_x との、相互相関関数を示している。 t は CC_a と CC_b のピーク間隔を示している。

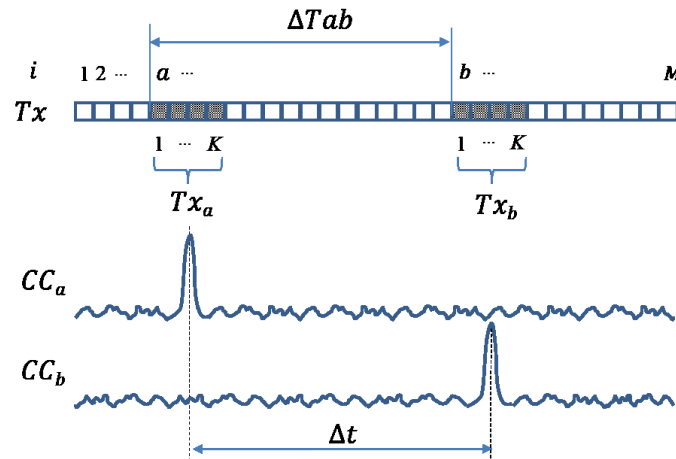


図 3-3 ドップラ速度の測定原理

今、相互相関関数 CC_i の定義は(1)の通りである。

$$CC_i(j) = \sum_{k=0}^{K-1} (Tx(i+k) \cdot Rx(j+k)) \quad (1)$$

受信機が送信機に対して相対的に動く場合、ドップラ効果により、 Δt は ΔT_{ab} から外れた値を示す。この時、ドップラ速度は(2)により算出出来る。

$$vd = vs \cdot \left(1 - \frac{\Delta T_{ab}}{\Delta t}\right) \quad (2)$$

なお、 vd は算出されるドップラ速度、 vs は音波の空中伝搬速度である。なおここで、 T_{x_a} と T_{x_b} の長さ K は、図 3-2 に示した $N \cdot K$ により決まるリミット速度が生じるドップラ速度をカバーするよう K を十分短くすることと、 CC_a と CC_b のピークが十分識別できるよう K を長く設定するというトレードオフを見極めて適宜設定する必要がある。なお N は図 3-2 と同じ定義である。

今回の提案手法は Hirata の提案である、リニア周期変調 (LPM) 信号を二つに分け、この間隔を測定するという手法^[9]と類似しているが、Hirata の手法は LPM 信号にのみ適用可能なのに対し、我々の提案は M 系列及びその他の DSSS 符号に適用できるものである。

考案したピーク間隔 t を検知するアルゴリズムを図 3-4 に示す。

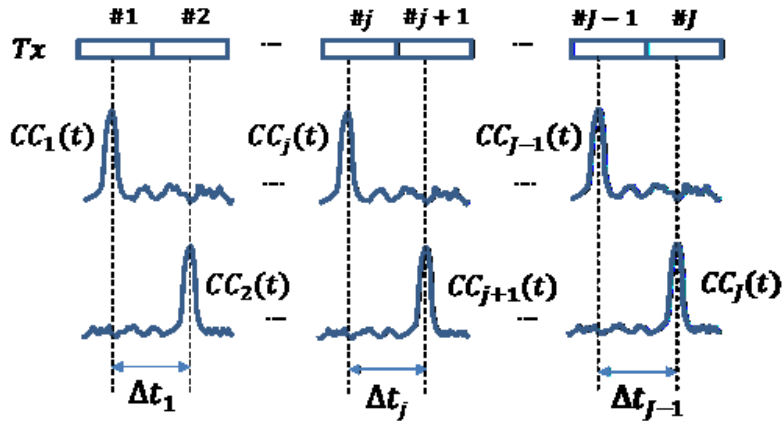


図 3-4 ピーク間隔検知

ここで、 J はサブブロックの総数、 t_j は隣接する 2 つのサブブロック $\#j$ と $\#j+1$ の時間間隔である。まずサブブロックの総和である $S(i)$ を式(3)により定義する。

$$S(i) = \sum_{j=1}^J CC_j(t + (j-1) \cdot \Delta t_i) \quad (3)$$

($i = 1 \dots J-1$, where $J = M/K$).

次に、 Δt_1 から Δt_{J-1} の $J-1$ 個の候補の中から、 $S(i)$ を最大とする i による Δt_i を最終結果として選ぶ。また、式(2)により算出される vd が直接補正に用いられるのではなく、次式の平滑化フィルタにより順次更新される予測速度 v_{est} が補正に用いられる。

$$v_{est} = (1-r) \cdot v_{estold} + r \cdot vd \quad (4)$$

なお、 r は平滑化フィルタ係数、 v_{estold} は前回の補正時の予測速度である。このフィルタは、ノイズの大きい環境下にて一度の測定では真のドップラ速度から大きく乖離した測定が行われた際にも、図 3-2 で示したリミット速度以内に常に誤差を収めることを目的としたものであるが、本研究報告では r を 0.7 として一連の評価を行った。

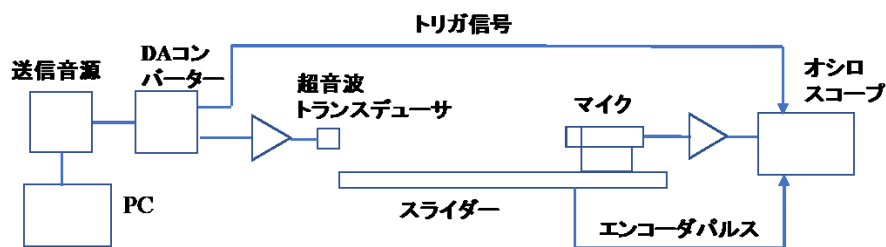
3.3.3. ドップラ補正

ドップラ速度が求まった後は、受信波もしくは送信波のいずれに対して補正を行うのかの、2通りの補正がある。ドップラシフトは受信波に対して生じるため、当然ながら受信波を補正することも可能であるが、ここでは送信信号のレプリカとして受信機側に保存されている参照信号に対し補正を施すこととした。この理由は、使用される複数の送信源それぞれに対してドップラ補正を行う必要がある将来の 3 次元測位システムへの拡張が、前期参照信号に対して行うほうが容易であるためである。参照信号に対してドップラ補正を施した補正参照信号 Tx' は、元の参照信号 Tx に対し、 $\Delta t / \Delta T_{ab}$ 倍のサンプリング周波数でリサンプリングすることにより得られる。さらに Tx' は今回の相互相関演算のみならず、式(3)による次回のドップラ速度算出におけるサブブロックの参照信号としても用いられる。

3.4. 評価

3.4.1. 評価環境

本章では評価結果について述べる。図 3-5 と表 3-1 に、評価状況と実験装置のリストをそれぞれ示す。送信音源として 192kHz のハイレゾオーディオ音源を用い、PC に.wav として保存された DSSS 符号で変調された送信波形信号が、DA コンバータを介して超音波トランスデューサから出力される。DA コンバータの出力振幅は 7.8 Vpp、トランスデューサの周波数帯域は 52 ± 3 kHz である。送信波形信号と同時に、送信開始タイミングを知らせるトリガ信号が DA コンバータからオシロスコープに対して出力される。スライダの台上には超音波マイクが固定され、マイクの受信信号はマイクアンプで増幅された後、オシロスコープに供給される。オシロスコープには前期トリガ信号、受信信号に加え、スライダのエンコーダパルスが同時に入力され、受信信号とスライダ動作が同時に記録される。スライダのエンコーダパルスの分解能と絶対精度はそれぞれ、1mm と $\pm 5 \mu\text{m}$ である。DSSS 符号の生成と、ドップラ補正はいずれも MATLAB によるオフライン処理である。DA コンバータとオシロスコープのサンプリング周波数はそれぞれ 192 kHz と 1.25 MHz である。



(a)ブロック図



(b)設置状態

図 3-5 実験状況

表 3-1 実験装置

品目	品番	製造元
送信音源	MADI face XT	RME
DA コンバータ	Ferrofisch PULSE16MX	Ferrofisch
トランスデューサ	480EP900	Pro-Wave
マイク	TYPE4156N	ACO
スライダ	LSA-S8SS-I-100-1620-T2-S	IAI

3.4.2. 静止評価

静止評価として、0.1 m から 1.6 m までの 0.1m 刻みの 16 点にて、各 100 回の測距を行った。本評価に用いた信号特性を表 3-2 に示す。DSSS コードは元の 127bit 長のコードの最後にダミーの-1 を付加した長さ 128 のものを用いた。これは後述するドップラ速度算出におけるサブブロック分割の便宜上の処理である。

表 3-2 信号特性 (静止評価)

項目	値
DSSS コード長(M)	128
波数/ビット (N)	3
送信コード長 (L)	384
サブブロック長 ($N \cdot K$)	96
DSSS コード	M 系列
変調	BPSK
キャリア周波数(f_c)	48 kHz
測定周期	40 ms

図 3-6(a)に、測定結果を示す。図中、赤の '+' は 100 回測定の平均値、青の実線はエンコーダパルスから得た距離の真値である。また図 3-6(b)にはこの際の測定誤差を示す。図中のエラーバーは $\pm 1\sigma$ の範囲を示している。0.5 m、0.6 m、0.9 m の各点では比較的大きなばらつきが観測され、標準偏差はそれぞれ 1.71 mm、1.24 mm、3.62 mm であった。これら以外の点での標準偏差はいずれも ± 0.65 mm 未満であり、測定に用いた超音波の波長に比べて 1 桁小さいオーダーであった。

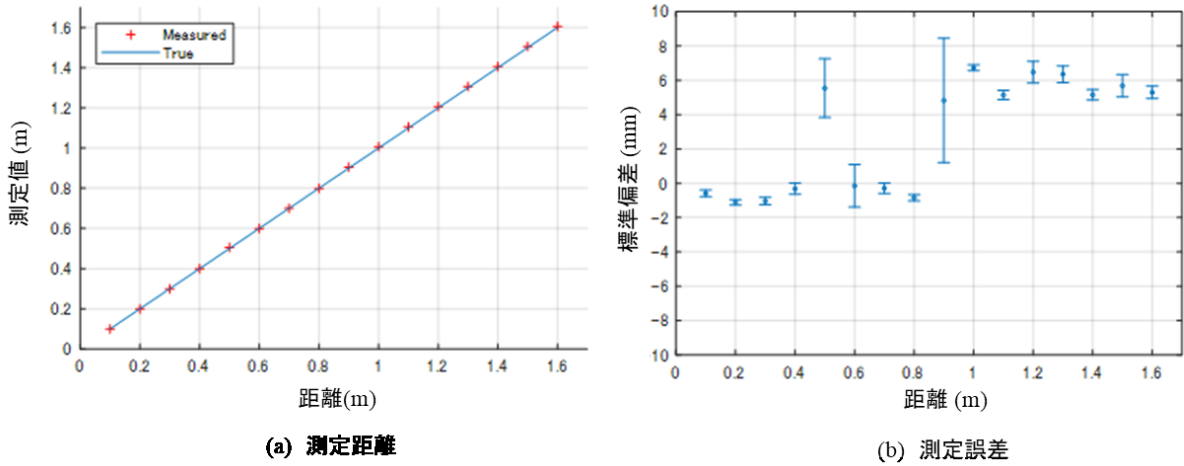


図 3-6 測定結果（静止評価）

図 3-7 は、0.5 m、0.6 m、0.8 m、0.9 m、1.0 m.での相互相関関数の最大ピーク付近の拡大図である。図中の実線は、各距離における 1 回目の測定の送受信信号の相互相関関数であり、丸印は全ての測定回での最大ピークを重畳したものである。

先に誤差が大きい点として述べた、0.5 m、0.6 m、0.9 m では、1 波長(7.2 mm)間隔で隣接する 2 つのピークが、最大ピークを示している。これはこの隣接する 2 ピークの強度差が小さく、測定回によって最大値が入れ替わっていたためである。0.5 m や 0.6 m と比べて 0.9 m での誤差が大きいのは、この地点では最大ピークの入れ替わりがより頻繁に起こっていたためである。0.8 m と 1.0 m では、最大ピークの位置は常にか所であったが、1.0 m での最大ピーク位置は真の位置よりも 1 波長遠い側であった。なお Fig. 6(b).に示すよう、これと同じ現象は 1.1 m から 1.6 m においても観測された。

この 1 波長の遠方へのシフトと前述の最大ピーク位置の入れ替わりは、周囲の物体からの反射信号によるマルチパス干渉により、理論上の相互相関ピークの形状が歪められるためであると推察しているが、最大ピーク位置の入れ替わりに関しては、包絡線ピークをとることに緩和することが可能である。

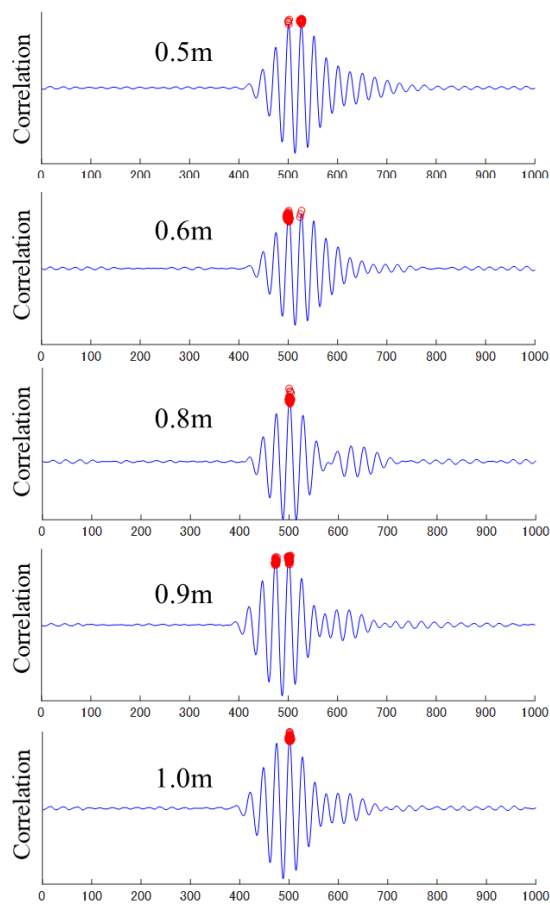


図 3-7 送受信信号の相互相関関数（最大ピーク付近の拡大図）

図 3-8 に、図 3-6(b)と同じデータに対して包絡線ピーク検知による測距を行った際の誤差を示す。0.5 m、0.6 m、0.9 m における測距誤差は図 3-6(b)での 1.71 mm、1.24 mm、3.62 mm から、図 3-8 ではそれぞれ 0.24 mm、0.43 mm、0.41 mm へと改善されている。

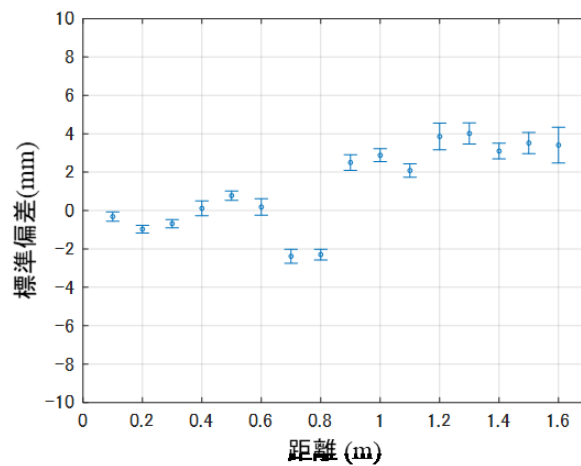


図 3-8 測定誤差（包絡線ピーク検知）

3.4.3. 動体評価

動体評価として、スライダー上の台座に固定したマイクをトランスデューサに対して、0.1 m から 1.6 m の距離の間で前後させて測距を行った。本評価に用いた符号と実験条件を、表 3-3、表 3-4 に各々示す。

表 3-3 信号特性 (動体評価)

項目	値	
DSSS コード長 (M)	128	
波数/ビット (N)	3	8
送信コード長 (L)	384	1024
サブブロック長 ($N \cdot K$)	96	128
トランスデューサ	480EP900	UTR-1440K-TT-R

表 3-4 評価条件 (動体評価)

距離 (m)	0.1–1.6			
最大加速度 a_{max} (m/s ²)	2.9	2.9	2.9	9.8
最大速度 v_{max} (m/s)	0.5	1.0	1.5	2.0

本評価では、表 3-2 に記した信号に加え、比較のために筆者らの先行研究^[16]で用いた信号も評価した。その他の特性については表 3-2 と同じである。L = 384 の短い送信コード長に対する測定結果を図 3-9 に示す。図 3-9(a) がドップラ補正なし、図 3-9(b) がドップラ補正ありである。

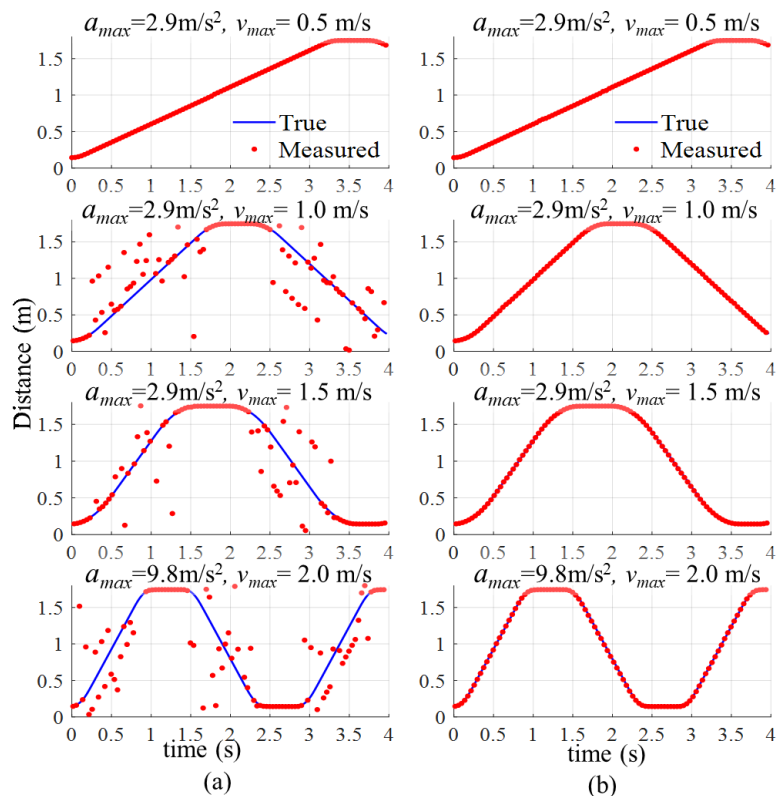


図 3-9 動体測定 (L = 384 実験結果)

図 3-9(b)のドップラ補正ありの測定において、時刻 0s から始まる 0.11m から 1.59m に至る移動区間での全測定における測距誤差と予測速度誤差を表 3-5 に記す。

表 3-5 動体測定誤差 (L = 384)

a_{max} (m/s^2)	v_{max} (m/s)	測定数	測距誤差(mm)		速度誤差(mm/s)	
			平均 / 標準偏差	平均 / 標準偏差		
2.9	0.5	75	2.69 / 4.02	25.2 / 45.8		
2.9	1.0	40	4.22 / 4.37	-9.6 / 43.4		
2.9	1.5	30	5.20 / 4.92	-22.6 / 76.5		
9.8	2.0	21	4.54 / 4.47	-22.6 / 77.5		

なおここで、「測定数」とは前述の移動区間において誤差を求めた測定回数の母数である。表 3-5 より、提案した手法にて速度 0.5 m/s から 2.0 m/s での移動体に対し、距離は 5mm 未満、速度は 80 mm/s 未満の標準偏差で測定できていることがわかる。

図 3-10 に、L = 1024 の長い送信コード長に対する測定結果を示す。なおここでの送信信号は、中心周波数が 40 ± 0.7 kHz である狭帯域トランスデューサの UTR-1440K-TT-R を、電力効率を敢えて犠牲にして 48 kHz で駆動したものである。この理由は、前述のリミット速度を拓げるべく設定した N = 8 の波数/ビットの値に対し、中心周波数付近では BPSK 変調で必要な十分な位相反転特性が得られなかったためである。

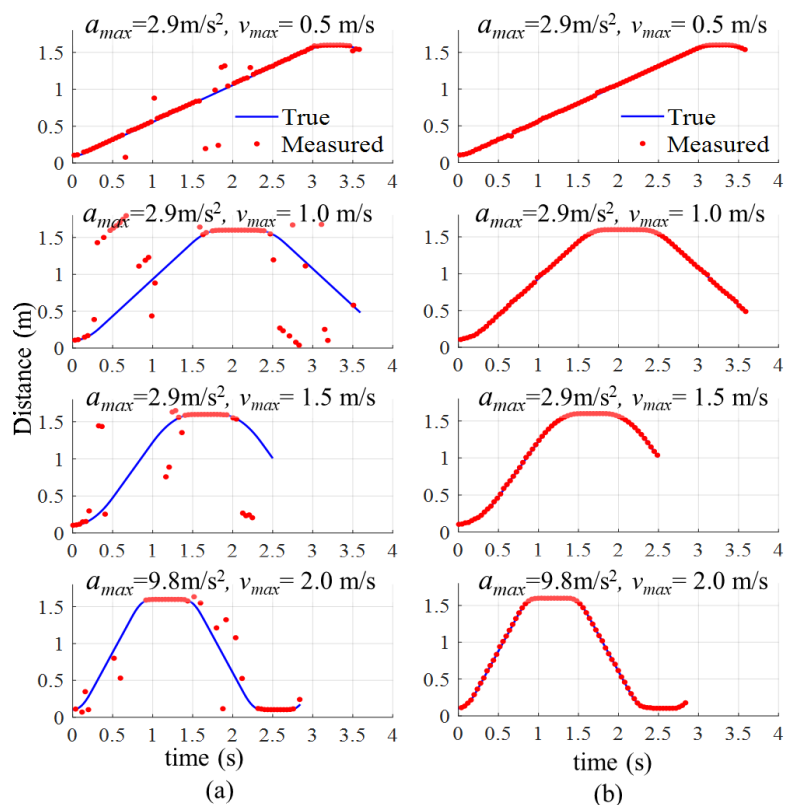


図 3-10 動体測定 (L = 1024 実験結果)

図 3-10(a)がドップラ補正なし、図 3-10(b)がドップラ補正ありである。

図 3-9(a)と図 3-10(a)を比較すると、 $L = 1024$ の長い送信コード長のほうが移動に対しては脆弱であることがわかるが、この長いコードに対しても提案した補正手法が有効に機能していることが図 3-10(b)より明らかである。図 3-10(b)の測定における測距誤差と予測速度誤差を表 3-6 に記す。表中の指標の定義は表 3-5 と同じである。

表 3-6 動体測定誤差 ($L = 1024$)

a_{max} (m/s^2)	v_{max} (m/s)	測定数	測距誤差(mm)		速度誤差(mm/s)	
			平均 / 標準偏差		平均 / 標準偏差	
2.9	0.5	76	7.53 / 6.52		19.9 / 12.4	
2.9	1.0	42	6.18 / 6.29		28.4 / 37.9	
2.9	1.5	34	5.29 / 4.53		21.4 / 61.1	
9.8	2.0	22	8.60 / 6.37		-24.8 / 95.8	

先行研究^[16]において最も良好な結果を示したドップラ変位予測アルゴリズムを、図 3-10(b)の測定に適用した際の測距誤差と予測速度誤差を、表 3-7 に記す。

表 3-7 先行研究^[16]による動体測定誤差 ($L = 1024$)

a_{max} (m/s^2)	v_{max} (m/s)	測定数	測距誤差(mm)		速度誤差(mm/s)	
			平均 / 標準偏差		平均 / 標準偏差	
2.9	0.5	76	7.61 / 6.40		3.4 / 58.4	
2.9	1.0	42	6.29 / 10.82		-24.2 / 99.2	
2.9	1.5	34	4.72 / 4.35		50.7 / 100.2	
9.8	2.0	22	10.12 / 8.49		-100.8 / 153.2	

表 3-6 より $L = 1024$ の長い送信コード長において、今回提案した手法により速度 0.5 m/s から 2.0 m/s での移動体に対し、距離 7mm 未満、速度は 100 mm/s 未満の標準偏差で測定できており、これらはいずれも表 3-7 に示す先行研究^[16]の方式のそれぞれ、11mm 未満、160 mm/s 未満からいずれも改善されていることがわかる。

3.4.4. シミュレーション

実験設備の限界を越える急速な動きでの追従性を評価する目的で、移動体シミュレーションを実施した。このシミュレーションモデルを図 3-11 に示す。コイルばねの先端にマイクが取り付けられており、ばねのもう一方の端は壁に固定されている。またマイクが $x = 0$ の位置にある時のマイク対し、ばねと反対側の向きに距離 D 離れた位置にトランスデューサが配置されている。今、 x はばねが力を加えられておらず伸び縮みしていない状態からの変位置である。シミュレーションのシナリオは、まずマイクが $x = -d$ の位置までばねに抗して引っ張られ、時刻 $t = 0$ で離され、その後マイクはトランスデューサからの距離 $D - d$ と $D + d$ の間を前後に振動し続ける、というものである。ここでの信号特性は、表 3-2 と同じである。

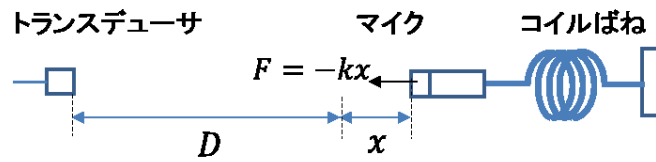


図 3-11 シミュレーションモデル

表 3-8 にシミュレーションの初期条件を記す．最大加速度 a_{max} の値を適宜変えてシミュレーションを行ったが、 a_{max} は元来、 $a_{max} = kd/m$ により決まる値であり、ここで k はばね定数、 m はマイクの質量である．なお、最大加速度 a_{max} がマイクにかかるのはマイクが振動幅の両端のいずれか($x = +d, -d$)にある時であり、一方マイクが最大速度 v_{max} を示すのは、振動の中心($x = 0$)をマイクが通過する時である．

表 3-8 シミュレーション条件

初期位置 D (m)	4.8							
最大変位 $\pm d$ (m)	± 1							
最大加速度 a_{max} (m/s^2)	2.5	5	7.5	10	15	20	30	40
最大速度 v_{max} (m/s)	1.6	2.2	2.7	3.2	3.9	4.5	5.5	6.3

シミュレーションにおける距離は $D = 4.8$ m の位置にマイクがあり、スライダを除いてと図 3-5(a)と同じ評価環境であるとしてした．また他の距離での受信信号 Rx' は、3.3 ドップラ補正手法で述べた手法と同様に、元の受信信号 Rx を移動速度に応じて生じるドップラシフトに応じたサンプリングレートでリサンプリングすることにより算出した． Rx' の生成間隔は表 3-2 に記載の条件と合わせ 40 ms とした．以上により Rx' が求まった後には、動体評価で述べたのと同じ方法にて測距信号を算出した．図 3-12 にシミュレーション結果を示す．この結果より、提案手法によるシステムは最大加速度 $30 m/s^2$ まで追従できていることがわかる．

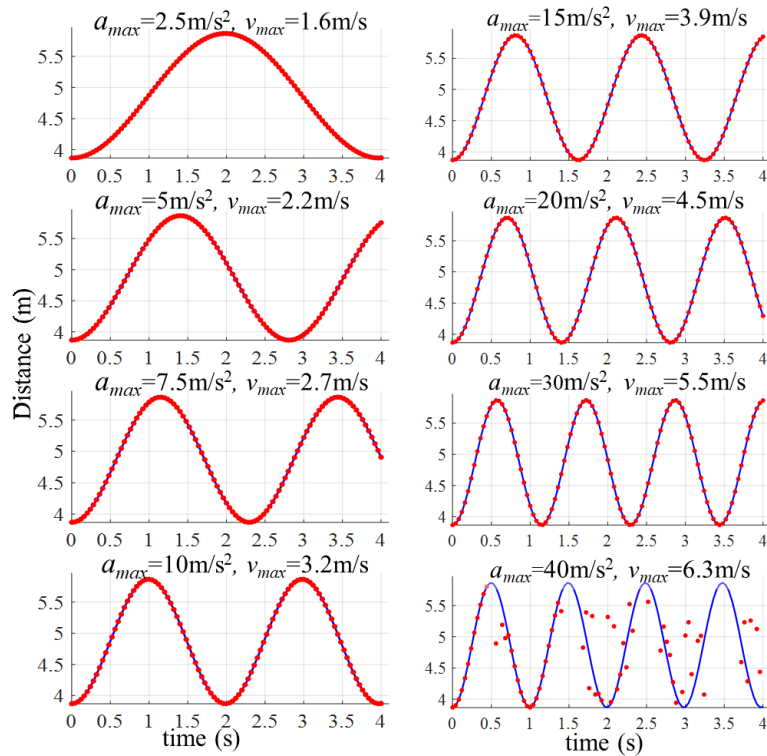


図 3-12 動体測定 (シミュレーション)

3.5. 結論

超音波 DSSS を用いたドップラ補正測距システムを提案した。提案システムに対し、実験およびシミュレーション評価を行った。実験では 128bit、3 波数/bit の DSSS 符号を用い、0.1m から 1.6m の範囲で、加速度 9.8 m/s^2 、速度 2m/s の移動ターゲットに対し、標準偏差 5mm 未満で測定できることを示した。シミュレーションでは、4m から 6m の範囲で、加速度 30 m/s^2 、速度 5.5 m/s に至るターゲットを追従できることを示した。これらの特性は、ドローン、ペット、屋内スポーツ等、急速に動く移動体に対する将来の屋内測位システムに好適である。

引用論文 (第 3 章)

- [1] G.M. Mendoza-Silva, J. Torres-Sospedra, and J. Huerta, “A meta-review of indoor positioning systems,” *Sensors*, vol. 19, no. 20, pp. 4507–4551, 2019.
- [2] M. Hazas and A. Ward, “A novel broadband ultrasonic location system.” in *Lecture Notes in Computer Science Intl. Conf. on Ubiquitous Comput.* Berlin, Heidelberg: Springer, pp. 264–280, 2002.
- [3] M. Hazas and A. Hopper, “Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning,” *IEEE Trans. on Mobile Comput.*, vol. 5, no. 5, pp. 536–547, 2006.
- [4] J. C. Prieto, A. R. Jiménez, J. I. Guevara, J. L. Ealo, F. A. Seco, J. O. Roa, and F. X. Ramos, “Subcentimeter-accuracy localization through broadband acoustic transducers.” in *IEEE Intl. Symp. on Intell. Signal Process. IEEE*, 2007, pp. 1–6.
- [5] J. C. Prieto, A. R. Jiménez, J. I. Guevara, J. L. Ealo, F. A. Seco, J. O. Roa, and F. X. Ramos., “Performance evaluation of 3D-LOCUS advanced acoustic LPS,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 8, pp. 2385–2395, 2009.
- [6] J. R. Gonzalez and C. J. Bleakley, “High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 3, no. 5, pp. 832–844, 2009.
- [7] C. Sertatil, M. A. Altinkaya, and K. Raouf, “A novel acoustic indoor localization system employing CDMA,” *Digit. Signal Process.*, vol. 22, no. 3, pp. 506–517, 2012.
- [8] Y. Itagaki, A. Suzuki, and T. Iyota, “Indoor positioning for moving objects using a hardware device with spread spectrum ultrasonic waves.” in *Intl. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navig. (IPIN)*. IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [9] F. J. Álvarez, Á. Hernández, J. A. Moreno, M. C. Pérez, J. Ureña, and C. De Marziani, “Doppler-tolerant receiver for an ultrasonic LPS based on Kasami sequences,” *Sens. Actuators A*, vol. 189, pp. 238–253, 2013.
- [10] S. Widodo, S. Tomoo, N. Hayashi, H. Kikuchi, K. Yanagida, Y. Nakatsuchi, Y. Ogawa, and N. Kondo, “Moving object localization using sound-based positioning system with Doppler shift compensation,” *Robotics*, vol. 2, no. 2, pp. 36–53, 2013.
- [11] S. Hirata and H. Hachiya, “Doppler velocity estimation based on spectral characteristics of M-sequence-modulated signals in ultrasonic measurement for moving objects,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 52, no. 7S, 2013, Art. no. 07HC06.
- [12] Y. Ikari, S. Hirata, and H. Hachiya, “Ultrasonic position and velocity measurement for a moving object by M-sequence pulse compression using Doppler velocity estimation by spectrum-pattern analysis,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 54, no. 7S1, suppl. 1, 2015, Art. no. 07HC14.
- [13] S. Hirata, K. Yanamaka, and H. Hachiya, “Evaluation of position and velocity measurement for a moving object by pulse compression using ultrasound coded by preferred-pair M-sequences.” in *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*. IEEE, 2017, pp. 1–4.
- [14] D. F. Albuquerque, J. M. N. Vieira, S. I. Lopes, T. Aguilera, and F. J. Álvarez, “Doppler resilient modulation in a CDMA-based acoustic local positioning system.” in *Intl. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navig. (IPIN)*. IEEE, 2016, pp. 1–8.

- [15] A. Goldsmith, "Wireless communications," Cambridge university press, 2005.
- [16] T. Ishii, Y. Yoshikawa, S. Izumi, and H. Kawaguchi, "Doppler shift compensation technique for ultrasonic DSSS ranging system." in IEEE Int. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC). IEEE, 2020.
- [17] F. J. Alvarez, T. Aguilera, J. A. Paredes, J. Morera, and J. A. Fernández, "Effect of receiver movement on signal detection in an ultrasonic LPS." in Proc. 2011 Intl. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). IEEE, 2011, pp. 21–23.
- [18] J. A. Paredes, T. Aguilera, F. J. Alvarez, J. Lozano, and J. Morera, "Analysis of Doppler effect on the pulse compression of different codes emitted by an ultrasonic LPS," Sensors, vol. 11, no. 11, pp. 10765–10784, 2011.
- [19] S. Hirata, M. K. Kurosawa, and T. Katagiri, "An accurate distance measurement by calibration of Doppler-shift for ultrasonic sonar sensing," J. Acoust. Soc. Am., vol. 123, no. 5, pp. 3082–3082, 2008.

第4章 三角形制約を用いたミリメートル精度超音波 DSSS 測位技術

本章では、1.2 研究の目的で述べた技術課題のうち後者である測位結果に観測される「外れ値」の問題に対し、1つのトランスデューサと複数のマイクが空間内に三角形を形成するという条件(三角形制約)を適用して抑制する3次元測位精度向上技術について記す。

4.1. 概要

直接スペクトラム拡散(DSSS)にて符号分割多元接続(CDMA)を行う3次元超音波測位手法を提案する。高精度屋内測位システムに適用できる技術であって、3つのマイクを超音波波長のオーダーで隣接して配置し、1つのトランスデューサと3つのうち2つのマイクが空間内に3つの三角形を構成するという条件(三角形制約)を3次元超音波 DSSS での三辺測位に適用し、ミリ精度での3次元測位を達成した。3つのマイクと4つの超音波トランスデューサで構成した実験環境にて、各々のトランスデューサからそれぞれ異なる256ビット DSSS 符号を送信し、受信機の3次元空間位置座標が誤差ばらつきの標準偏差1.21mm未満で得られた。本提案手法は、サブcm精度が要求される屋内測位システム(IPS)の将来アプリケーションに適した特性を有している。

キーワード : CDMA, DSSS, M-sequence, Time of flight, Ultrasound

4.2. はじめに

これまでに、ビデオ映像処理や電波ビーコンといった他のシステムと比較して概して精度が高い、超音波による精度10cm未満の屋内測位システム(IPS)が多数報告されている^[1]。従来の振幅パルスよりも非常に高い精度で送信機から受信機に至る信号伝搬時間(TOF)の計測に、M系列や類似の疑似ランダムノイズ符号による超音波の直接スペクトラム拡散(DSSS)を用いる研究について、過去20年の間に10を上回りが報告なされている^[2-20]。DSSSはM系列のような広帯域信号を元のデータ変調信号に乗じることにより信号帯域を増大し、ノイズや干渉に対するロバスト性を向上させる技術である^[21]。疑似ランダムノイズの特徴として、この信号が元来持つ精度やロバスト性に優れる点に加え、複数の送信源からそれぞれ異なる符号を同時送信するコード多重分割(CDMA)が可能となるため、システムの測定レートを高められるのがDSSSの利点である。Hazasらは、送信、受信ともに広帯域圧電フィルムを用いた、ドルフィンと名付けられた超音波 DSSS 測位システムを開発した^[2,3]。彼らはこのシステムを2つの動作モードで評価した。ひとつは、送信機が移動体に取り付けられその位置が中央制御システムで測位される、中央制御モードであり、他方は移動体が測定信号を受信して自身の位置を計算する、プライバシーモードである。このCDMAシステムにおける移動体の95%信頼度での測位精度は、中央制御モードとプライバシーモードでそれぞれ、2.2cmと4.9cmであった^[3]。Prietoらは、広帯域無指向性トランスデューサを用いた3-D LOCUSと名付けたシステムで、トランスデューサの指向性とシステムにおける遅延により生じる測距誤差を校正し、プライバシーモードのCDMAにて90%信頼度で1cm未満の測位誤差を達成している^[4,5]。Sertatilらは99%信頼度で2cm未満の絶対精度(accuracy)をプライバシーモードで市販の低価格オーディオツイーターを用いたCDMAシステムを報告している^[6]。ここでは、相関信号のうち最も信頼度の高い3つを選択する手法が示され、これが特に短い符号において有効であることが報告されているが、定量的な評価は実施されていない。またPerezらはいくつかのDSSS符号に対する測位誤差評価を行い、DSSS-CDMAの測位誤差は空間内の

場所により異なるマルチパス干渉を含め、干渉の影響を大きく受けることを示した^[7]。Secoらは3-D LOCUSにおけるCDMAでの測位精度を、並列干渉除去(PIC)処理と、符号間干渉補償(ISI)を施すことにより改善している^[8]。

SecoらはPICとISIを同時に適用し、CDMAシステムの測位誤差が90%信頼度で0.90mmとなる優れた特性を示した^[9]。Medinaら直交検波を行い、1次元測距では標準偏差0.3mm未満、3次元測位では標準偏差3.8mm未満の結果を報告している^[10]。また彼らはPICとISIの適用により、2波長以上の大きな誤差を示す外れ値の数が大幅に減少することも示している^[8,9]。しかしながら上記いずれDSSS-CDMAも、外れ値の発生要因については分析が加えられていない。外れ値の問題は、三角形の辺の不等式によりこれを抑制する手法^[11,12]が提案されているが、これら先行研究である^[11]、^[12]のいずれも、エラー検知精度を決定する、空間に形成される三角形の辺の長さが20cmより長いため、1cmを下回る誤差の検知は不可能である。本研究では、3つのMEMSマイクを近接配置させた1cm未満の三角形制約を適用することにより、ミリメートル精度を達成した新規の測位手法を提唱する。3次元測位精度の実験結果では、近傍に反射物がない0.1×0.1×0.1mの評価空間内にて標準偏差1.21mm未満、また近傍に部屋の隅を模した3枚のパネルを配置した0.2×0.2×0.105mの評価空間では標準偏差9.40mm未満の測位精度が得られた。

提案手法は、家屋、工場その他一般的な屋内環境におけるドローンやロボット等の、高精度な自律制御が要求される将来の屋内測位システムに好適である。

本報告ではこの後、4.3にて実測で観測された大きな測位誤差に関する分析、4.4で提案方式の説明、4.5で実験結果、4.6で考察、4.7で結論を、それぞれ記す。

4.3. 超音波測位の課題

超音波DSSS測距/測位システムでは、送信信号(Tx)と受信信号(Rx)との相互相関関数(CC)が最初に計算され、続いて最大ピークが検知されて、この最大ピーク位置がTOFとして計測される。CCは次の式により計算される。

$$CC(j) = \sum_{i=1}^K (Tx(i) \cdot Rx(j+i-1)) . \quad (1)$$

今、 i と j はそれぞれTxとRxのデータのインデックスであり、 K はTxの長さである。 i と j の時間分解能はシステムのRxのサンプリング周波数により決まる。広帯域システムの時間分解能は、S/N比と搬送波信号の周波数で決まるクラメル・ラオの下限で制限されるため^[22]、この限界に至るまではサンプリング周波数を高めることで測距分解能を高めることができる。したがって十分なSN比が得られている限りにおいて、搬送波の波長よりも短い距離分解能を得ることが可能である。

理論的には、CCは、Txの自己相関関数と同じ、 δ 関数に似た一か所でのみ非常に鋭いピークを示す形状となる。しかしながら実環境では、主に超音波トランスデューサの帯域や、他の信号との干渉といった、システムの限られた帯域幅によりCCは歪められてしまうという問題がある。

図4-1に、筆者の先行研究^[20]から引用した、ことなる2ヶ所での実際の相互相関関数の例を示す。図中、実線は100回の測定中の最初の測定におけるRxの相互相関関数であり、赤丸は100回の各測定での最大ピーク位置を示したものである。

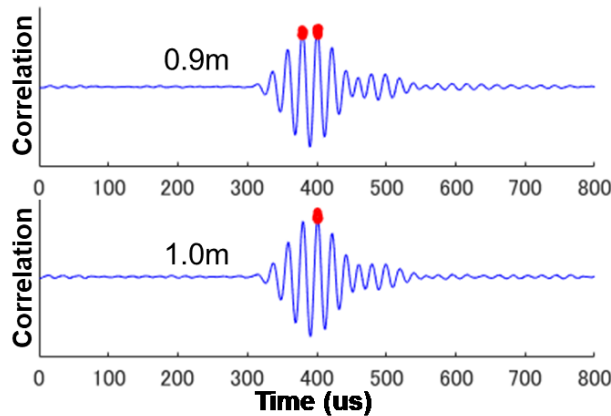


図 4-1 M 系列符号の送受信信号間の相互相関関数

0.9m では、最大ピーク位置が 2 つの隣接するピークの間でばらついている。これはこの 2 ピークの高さの差が小さく、最大ピーク位置が必ずしも真の距離に対応しない時があることを示している。一方 1.0m では、最大ピーク位置が常に同じ位置に観測されている。0.9m におけるこの 2 ピークの間隔は、距離では搬送波の 1 波長 λ に相当するため、この現象を「 λ リープ」と呼ぶことにする。我々の先の研究^[20]では、相関関数の包絡線ピークをとることにより、 λ リープによる変位を緩和できることを示している。 λ リープ以外にも、送受信経路の近くに反射物がある場合には、マルチパス干渉の問題が生じうる。図 4-2 に、後の 4.5 における実験結果の Tx-Rx 相互相関関数を示す。図 4-2(a) は図 4-7(a) におけるトランスデューサ II の Tx とマイク 2 の Rx、また図 4-2(b) は図 4-6(a) における同じ組み合わせでの、それぞれの相互相関関数を示している。

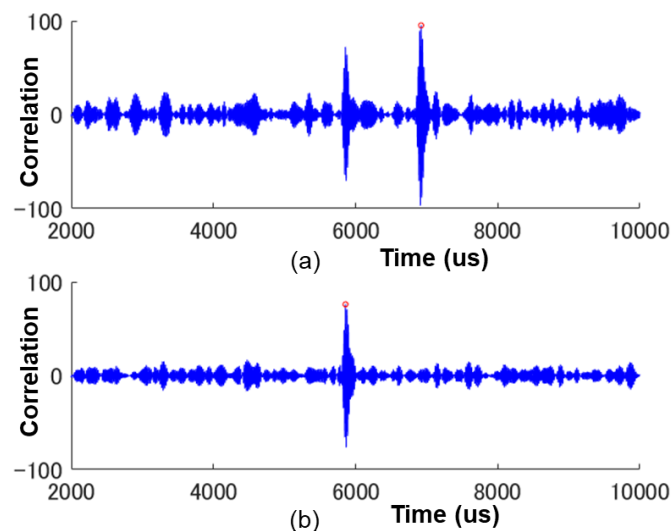


図 4-2 マルチパス干渉

(a)床面からの反射波が直達波よりも強いピーク強度を示す場合

(b)マルチパス干渉がなく直達波が最大ピークを示す場合

図 4-2(a) と図 4-2(b) とは、トランスデューサとマイクの設置位置は全く同じであるが、図 4-2(b) では床面に吸音材を敷き詰めている点が両者の違いである。図 4-2(b) で観測される顕著なピークは直達波によるものだけであることが確認できる。3次元 TOF 測位システムでは、受信機の空

間座標は3つ以上の送信機と受信機との距離に基づいて算出されるが、このうちの測距結果の一つでも入リープもしくはマルチパス干渉があった場合、測位結果には受信信号のサンプリング周波数で決まる誤差ばらつきを大きく超える離散的なエラーとして観測されることとなる。

4.4. 理論

4.4.1. 三辺測位演算

マイクの空間座標は次式(2)により算出される。

$$r_k = \sqrt{(x - X_k)^2 + (y - Y_k)^2 + (z - Z_k)^2} \quad (2)$$

$$(k = 1, 2, \dots, N),$$

今、 r_k と (X_k, Y_k, Z_k) はそれぞれ、マイク-送信機間の距離と、送信機 k の空間座標であり、また N は送信機の総数である。上記(2)は、[23]に述べられた既知の手法により漸近的に解くことができる。この手法について説明する。この手順において第 j 回の測定結果から第 $j+1$ 回の測定値を求める漸化式は

$$\begin{pmatrix} x^{j+1} \\ y^{j+1} \\ z^{j+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x^j \\ y^j \\ z^j \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta x^j \\ \Delta y^j \\ \Delta z^j \end{pmatrix}. \quad (3)$$

により与えられる。

ここで増分 $(\Delta x^j, \Delta y^j, \Delta z^j)$ は、以下の式(4)を解くことで求められる。

$$\frac{\partial r_k}{\partial x} \Delta x^j + \frac{\partial r_k}{\partial y} \Delta y^j + \frac{\partial r_k}{\partial z} \Delta z^j = r_k - r_k^j \quad (4)$$

$$(k = 1, 2, \dots, N),$$

また、 $\frac{\partial r_k}{\partial x}$ 、 $\frac{\partial r_k}{\partial y}$ 、 $\frac{\partial r_k}{\partial z}$ は次式(5)により与えられる。

$$\frac{\partial r_k}{\partial x} = \frac{x - x_k}{r_k}$$

$$\frac{\partial r_k}{\partial y} = \frac{y - y_k}{r_k} \quad (5)$$

$$\frac{\partial r_k}{\partial z} = \frac{z - z_k}{r_k}.$$

なお、 N が3より大きい場合には、最小二乗法を適用した既知の手法^[24]を用いて(4)を解く。

また測距誤差 Δr_e から測位誤差 $(\Delta x_e, \Delta y_e, \Delta z_e)$ への誤差伝搬も、式(4)の $(\Delta x^j, \Delta y^j, \Delta z^j)$ と $r_k - r_k^j$ にそれぞれ、 $(\Delta x_e, \Delta y_e, \Delta z_e)$ と Δr_e を代入することにより、求められることができる。

4.4.2. 提案手法

提案手法は二つの段階から成る。一つ目の段階は、元々Sertatilらによって提唱された処理^[6]であり、今回改めて、低信頼データ除去(UDD)と名付けた手法である。この手法は、4つの送信機のうち、Tx-Rxの相互相関ピークが最も低いものを廃棄し、残りの3つを測位演算に用いる、というものである。この処理は各々のRxそれぞれに対し、独立に適用するものである。この段階の主たる目的はSertatilらの元の提案と同じく測位精度の向上であるが、副次的にはこの後述べる次

段階での計算負荷を低減するという目的も含んでいる。次の段階は、三角形制約の適用である。Zhao と Wang は、反射信号において顕著に表れる外れ値を除去する目的でこの手法を提案している^[11]。我々の提案手法の原理を図 4-3 に示す。図中、 q_k はある特定のトランスミッターの位置、 k はトランスミッターのインデックス、 p_1, p_2 , および p_3 はそれぞれマイク 1,2,3 の位置を示している。マイク 1,2,3 は、例えばプリント基板上に実装された 3 つの MEMS マイク等、お互い相対的な幾何学上の位置関係があらかじめ定まっているものである。

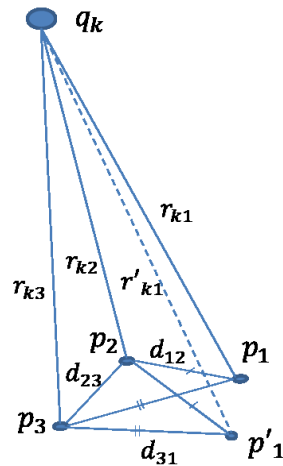


図 4-3 三角形制約の原理

r_{ki} は q_k と p_i の間の真の距離であり、 r'_{ki} は r_{ki} に対して λ リープによる誤差が生じた誤った距離である。 p'_1 は r'_{k1} に基づいて求めた誤ったマイク 1 の位置である。 d_{ij} は p_i と p_j 間の距離である。今、 p_i, p_j, q_k は空間内に三角形の頂点を形成するため、 r_{ki} と r_{kj} は次式(6)を満たす。

$$\begin{aligned} |r_{ki} - r_{kj}| < d_{ij} \\ (i, j = 1, 2, 3, i \neq j). \end{aligned} \quad (6)$$

λ リープに対処するために、相関関数波形内の最大ピークに加えて 2 番目に大きいピークも抽出して、式(6)を満たすかどうかを判定する。ゆえに r_{k1} が最大ピークを示さない場合でも、 r_{k1} とこれに対応する r_{kj} ($j=2,3$)の組合せが(6)を満たせば r_{k1} は候補として残される。この候補抽出に関しては、 d_{ij} の距離を 0.5λ 未満に設定すれば、候補を唯一 r_{k1} のみに絞ることが出来る。これは r'_{k1} が r_{k1} とは 1λ 異なるため、 $|r_{k1} - r_{kj}| < 0.5\lambda$ が成り立つ限りにおいて、 $|r'_{k1} - r_{kj}|$ は必ず 0.5λ を越えるためである。しかしながら今回のシステムでは、 d_{12} と d_{23} は 1.03λ (7 mm)に、 d_{31} は 1.45λ (9.9 mm)にそれぞれ設定した。この理由の一つには、マイク同士があまりに近ければ両者とも λ リープまたはマルチパス干渉の影響を同時に受けるという問題を避けるため、もう一つにはマイクアレイ基板上の部品の物理的寸法で決まる限界を考慮したためである。但し後者については多層プリント基板を用いた高密度実装等による将来的な改善の余地は残されており、この部分の間隔の最適化は本研究の将来課題である。

さらに 3 つ以上のピークを相互相関関数から抽出することにより、上記と同じ候補選択手順により、マルチパス干渉の問題への対処も可能である。

上記一連の処理は、全送信部 q_k 各々について、全ての r_{ki} に対する可能な組合せが一旦保存された後、最後に 2 つ以上の候補が残っている場合には、各々の q_k に対する候補の中でピークの合計値

が最も大きいものを最適候補として選択する。

今、マイク毎に4つのピークを選ぶとすると、組合せ候補の最大数は $4 \times 4 \times 4 = 64$ 通りとなるので、三角形制約の適用により増大する計算負荷は以下の通りである。

減算、絶対値： $3 \times 64 = 192$ ((6)の演算)、

加算： $2 \times 2 = 4$ (最終2候補に対するピーク値の合計)、

比較： $3 \times 64 + 1 = 193$ ((6)の演算、および最終2候補の比較)

上記の各演算コストを全て1と仮定すると、負荷増大は3つのマイクに対して389となる。しかしながらこの増大量は、(1)で定義される相互相関演算で必要となる K^2 回の積和演算による計算負荷に比べれば無視できる値である。ちなみに次節の表4-2に示す条件によるこの相互相関演算の負荷は、 2.36×10^8 回の積和演算となる。

4.5. 評価

4.5.1. 評価環境

評価実験の状況と装置構成を、図4-4と図4-5にそれぞれ示す。本評価では、4つのDSSS符号を信号発生器から出力し、ドライバーアンプで増幅し、床面から2.08m上に設置したトランスデューサ I-IV から40ms間隔で同時に超音波送信信号(Tx)を出力した。

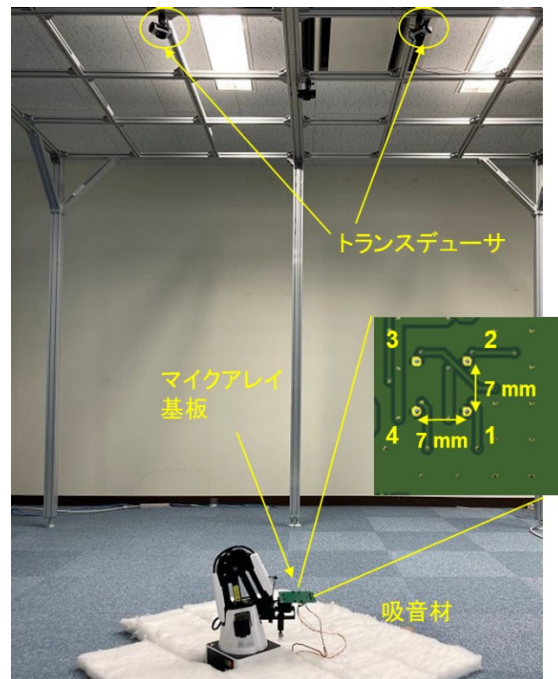


図 4-4 実験状況

アンプ出力振幅は20Vpp、送信信号Txの搬送波の周波数は50kHzである。信号発生器からは符号信号に加え、符号信号と同期したトリガ信号がデータロガーに対して出力され、7×7mmの正方形の頂点の位置に4つのMEMSマイク(マイク1-4)が実装されたマイクアレイ基板を用いた。

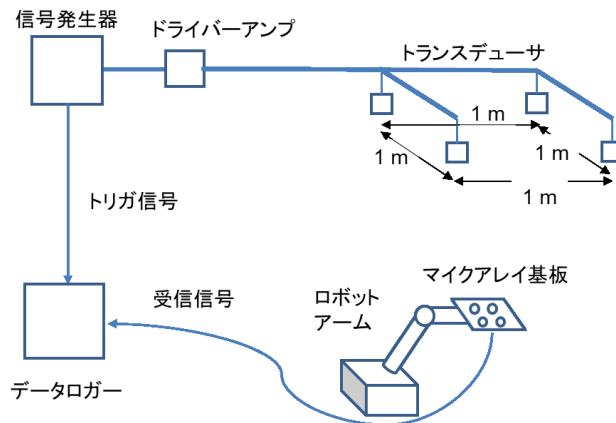


図 4-5 実験装置構成

マイクアレイ基板はロボットアームの先端に取り付けられ、マイクからの受信信号はデータロガーに記録した。ロボットアーム周辺の床には合成コットンの吸音材を敷き詰めた。主な実験装置を表 4-1 に示す。

表 4-1 実験装置

品目	品番(製造元)
トランスデューサ	480EP900 (Pro-Wave)
マイク	SPU0410LR5H-QB (Knowles)
データロガー	MR6000 (Hioki)
ロボットアーム	Dobot Magician (Shenzhen Yuejiang Technology)

表 4-2 に実験に使用した信号および装置類の特性を示す。

表 4-2 信号特性、装置仕様

項目	値
DSSS コード長(M)	255
波数/ビット (N)	3
DSSS コード	M 系列
変調	BPSK
キャリア周波数(f_c)	50 kHz
測定周期	40 ms
サンプリング周波数	1MHz
マイク寸法	3.76 mm × 3.00 mm
マイク指向性	無指向性
トランスデューサ寸法	36.6 mm × 26.6 mm
トランスデューサビーム幅 (-6dB)	19° × 38°
トランスデューサ位置	I (484, 530, 2080) II (484, -470, 2080) III (-516, 530, 2080) IV (-516, -470, 2080)

なおここで用いた 4 種類の 255 ビットの M 系列符号は、全 16 種類の符号の中から事前評価で行った計算上、相互相関の値が最も低くなる組合せを選んだものである。

4.5.2. 評価 1 : λ リープ

最初に、 λ リープに対する提案手法の効果を評価した。この評価ではマイクアレイ基板を、従来の個々のマイク毎に独立して測位する従来手法では 2 つのマイクで λ リープが観測された、ロボットアームの原点位置に設置した。またロボットアームは、先の原点位置が 4 つのトランスデューサからの距離がおおよそ同じとなる所定位置に固定し、ロボットアーム周辺の床は吸音材で覆った状態で実験を行った。各マイクの空間座標は、4.4.1 で述べた三辺測量の原理により求めた。測定は 124 回行い、4 トランスデューサを用いて個々のマイク毎の独立測位(Conventional)、低信頼データ除去(UDD)、および UDD に三角形制約を加えたもの(UDD + Triangle)の 3 種類を比較した。この結果を図 4-6 に示す。

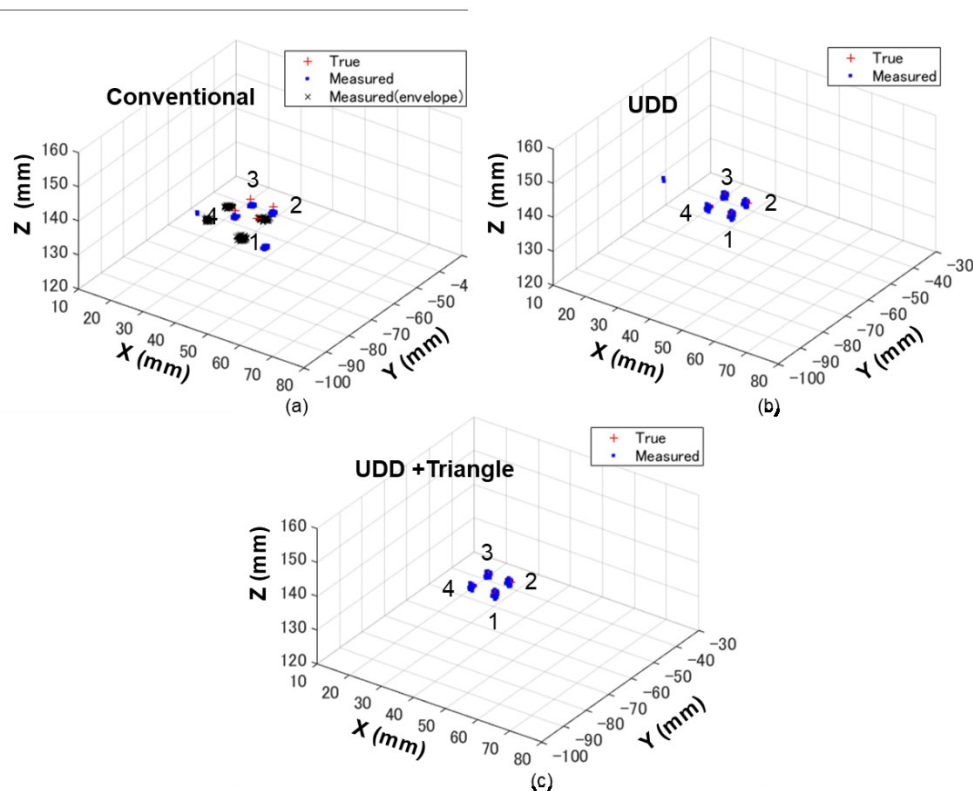


図 4-6 評価 1 : λ リープ

「+」で示した真値はマイク 1 の校正結果を基準として求めたものであり、図 4-6(b)のマイク 1 の測定結果に対し λ リープやマルチパス干渉時に見られる離散的な誤差が全測定回で生じていない事を確認したのち求めた平均位置を、マイク 1 の真値と定義している。図 4-6(a)に示す Conventional では、4 つのトランスデューサで得られる 4 つの式に対して[24]で述べられている最小二乗法を適用してマイク位置算出を行ったいるが、マイク 1 に対し定常的なオフセットがある誤差が観測されている。図中の'Measured(envelope)'に示すよう、この誤差は包絡線ピークをとることで緩和されるが、この際のマイク 2,3,4 を頂点とする三角形は、本来の形状から外れて歪ん

でいることがわかる。図 4-6(b)に示す UDD では、マイク 1,2,3 に離散的なエラーは生じていないが、マイク 4 に対しては λ リープによる分散エラーが発生している。図 4-6(c)は、図 4-6(b)の UDD の処理の後、さらに 4.4.2 で述べた手法により最適組合せを候補中から選択決定したものである。なお、取りうる 3 つのマイクの組合せの全て、すなわち、(1, 2, 3)、(2, 3, 4)、(3, 4, 1)、(4, 1, 2)の組合せを評価したが、図 4-6(c)はマイクの組合せ(i, j, k)におけるマイク j の結果を図示したものであり、例えば '4'は、(3, 4, 1)の組合せにおけるマイク 4 の測位結果である。

表 4-3 は、図 4-6 での測位誤差を示したものである。ここで興味深いのは、Conventional におけるマイク 1 が、他のマイクと比べて非常に大きな平均誤差を示している一方で、標準偏差については、大きな誤差がないマイク 2 やマイク 3 と同等の小さな値を示している点である。この現象は、UDD で除去されたトランスデューサとマイク 1 との相互相関演算では、全 124 回の測定中を通して常に、真値とは異なる同一の位置に固定して λ リープが生じていたことを示している。

表 4-3 評価 1 : λ リープ の測位誤差
平均 / 標準偏差 (mm)

マイク	Conventional	Conventional (包絡線)	UDD	UDD+Triangle
1	12.30 / 0.51	9.04 / 0.86	0.00 / 1.00	0.00 / 1.00
2	2.28 / 0.50	4.28 / 0.87	0.79 / 0.93	0.79 / 0.93
3	2.47 / 0.51	6.09 / 0.65	0.22 / 0.91	0.22 / 0.91
4	2.67 / 2.02	8.04 / 0.57	0.83 / 2.99	0.42 / 0.87

図 4-6(c)と表 4-3 より、提案手法である UDD + Triangle では、いずれのマイクの測定結果も離散的な外れ値はなく、それぞれ一つのかたまりとして密集していることがわかる。表 4-3 の UDD と UDD + Triangle とを比較すると、マイク 4 については UDD で見られた外れ値による影響の誤差が UDD + Triangle では改善されているのに対し、その他のマイクはいずれも、UDD と UDD + Triangle での誤差が完全に一致している。この結果より、三角形制約の適用は、UDD で得られた改善を損なうことなく、 λ リープの問題に対処出来ていることがわかる。

4.5.3. 評価 II : マルチパス干渉

提案手法の、マルチパス干渉に対する効果についても評価を行った。この評価は、先の図 4-6 と全く同じ空間位置で実施したが、床の吸音材を取り除いて行った点が先の評価との違いである。今回の評価では、マルチパスがある状況下でのワースト条件を考慮して、相互相関関数から抽出するピークを 4 個とした。このワースト条件とはすなわち、相互相関関数の中の最大ピークがマルチパスピークであり、かつ、さらに λ リープにより、真の距離ピークの 1 波長隣のピークが真の距離ピークよりも強い場合である。この場合、真のピークを候補として捉えるためには、マルチパスによるピーク (最大ピーク)、マルチパスピークと 1 波長隣のピーク (2 番目に大きいピーク)、真のピークの 1 波長隣のピーク (3 番目に大きいピーク)、真のピーク (4 番目に大きいピーク) と、真のピークより大きな値をとりうる上記 3 つのピークを合わせて抽出する必要がある。

先の図 4-6 と同様に、Conventional、UDD、UDD + Triangle、の 3 種類の測位結果を図 4-7 に示す。

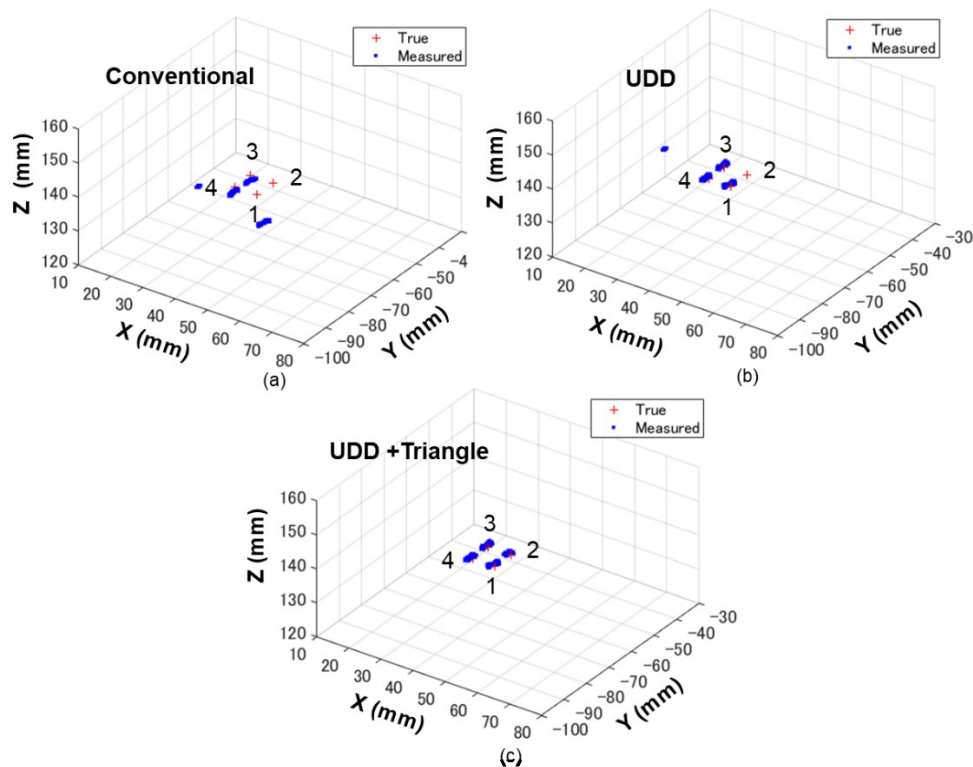


図 4-7 評価 2 : マルチパス干渉

図 4-7 においても、真値は図 4-6 と同様に定めた。先の評価 1 との最も顕著な違いは、マルチパス干渉の影響を強く受けたマイク 2 の結果である。図 4-7(a)では、図 4-6(a)でも見られたマイク 1 とマイク 4 における外れ値に加え、マルチパス干渉によりマイク 2 に対して表示レンジを越える大きな外れ値が発生している。図 4-7(b)では、マイク 4 で見られる外れ値に加え、前述のマイク 2 における大きな外れ値も依然として残っている一方で、図 4-7(c)ではいずれのマイクにおいても外れ値が発生していない。図 4-7 における誤差を表 4-4 に示す。図 4-6、図 4-7、表 4-3、表 4-4 の結果より、提案した手法はループとマルチパス干渉のいずれに対しても有効であるといえる。

表 4-4 評価 2 : マルチパス干渉の測位誤差
平均 / 標準偏差 (mm)

マイク	Conventional	UDD	UDD+Triangle
1	12.02 / 1.20	1.04 / 1.21	1.04 / 1.21
2	1988.1 / 12133.7	820.12 / 1.23	1.32 / 0.90
3	2.18 / 1.03	0.94 / 1.11	0.94 / 1.11
4	3.50 / 3.88	3.78 / 5.81	0.77 / 1.04

4.5.4. 評価3：3次元測位精度

次に、本手法の3次元測位精度を評価した。ここでは、ロボットアームを水平方向、鉛直方向ともに10mmのピッチでロボットアームを動かした11地点にて、各々124回測定を行った。マイクの組合せが(4, 1, 2)の際の測位結果を図4-8に示す。

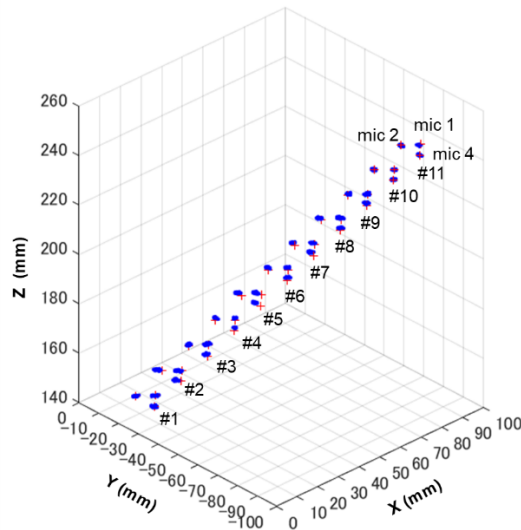


図 4-8 3次元測位精度

「+」で示した真の位置は、図中左下の地点に相当する、最初の測定地点におけるそれぞれのマイクの測位結果の平均を校正した基準点として、この基準点とロボットアームの移動ステップのベクトルから求めた。この図に示すように、測定結果はいずれの測定地点においても、実際の形状である二等辺直角三角形の頂点とよく一致している。また測定結果は、図示した以外のいずれのマイクの組合せを選んでも、同一のマイクに対して同じ結果が得られたことも確認している。

図 4-9 は、本測定の測位誤差である。

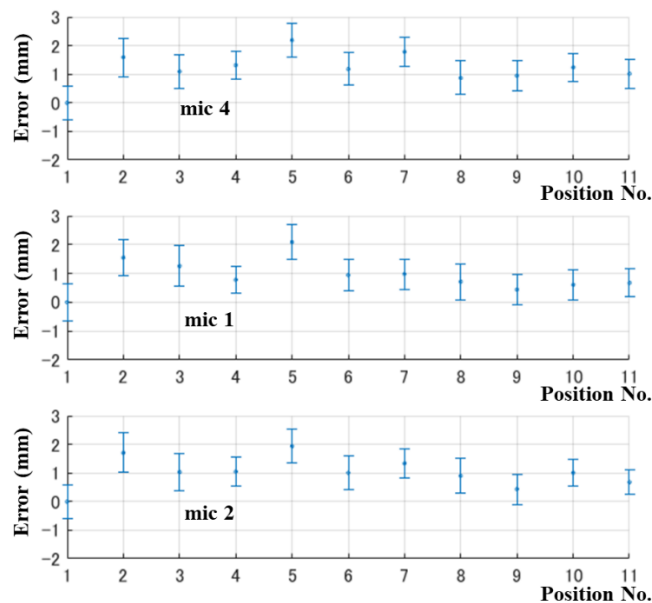


図 4-9 3次元測位誤差

横軸に取った各測定地点のうち、1が先に述べた校正位置である。図中のエラーバーは $\pm 1\sigma$ の誤差範囲である。33点、全ての測定点のいずれにおいても、離散的な外れ値は観測されず、誤差範囲は ± 1.21 mm未満であった。図4-8、図4-9は、提案手法では先の自身の先行研究^[20]で示した1次元測距と同等の精度で、3次元測位が可能であることを示している。

4.5.5. 評価4：検知確率

最後に、より現実的で条件の厳しい環境下での検知確率を評価した。この評価では、マイクアレイ基板を、部屋の隅を模すべく3枚のアクリル板を組み合わせで作った模擬コーナーの付近に配置し、評価3と同じマイク(4, 1, 2)の組合せによる測定を行った。模擬コーナーの寸法は、 $600 \times 600 \times 600$ mmであり、評価1-3でロボットアームを置いていた近傍に、模擬コーナーの3枚のパネルが評価環境のX-Z、Y-Z、X-Y平面とほぼ平行になるよう配置した。また4つのトランスデューサからマイクに至る直達波の経路が見通せることが三角形制約の必要条件であるため、設置の際にはこの点にも留意した。本実験の状況を図4-10に示す。

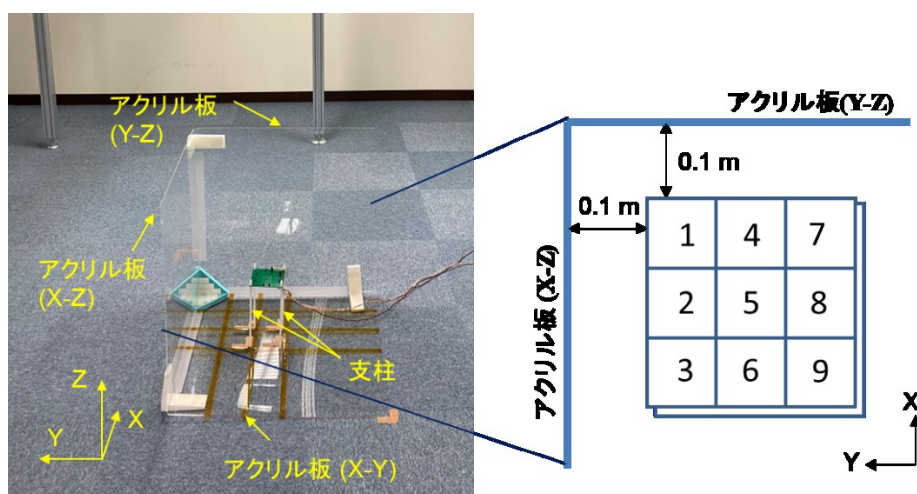


図 4-10 検知確率実験環境

マイクアレイ基板の位置は同一の X-Y 測定平面上では 9 点、またマイクアレイ基板を支持した支柱の高さを変えることで、Z 軸方向も 2 通りで変更し、測定点間の間隔は、X、Y、Z 軸方向それぞれ、100 mm、100 mm、105 mm とした。測定結果を図 4-11 に示す。図中の「+」印は、位置 5 における測定位置の平均と、基板配置間隔の(100, 100, 105)から算出した参照位置を示す。赤線の丸は、124 回の全測定で三角形制約を適用した結果が得られ、かつ標準偏差が ± 2 mm未満であった箇所を示している。これら以外の測定点における検知確率と、3つのマイクのうちの標準偏差の最大値を表 4-5 に示す。なお図 4-6(c)、図 4-7(c)、図 4-8 における測定確率はいずれも 100%であったことも、合わせて確認している。

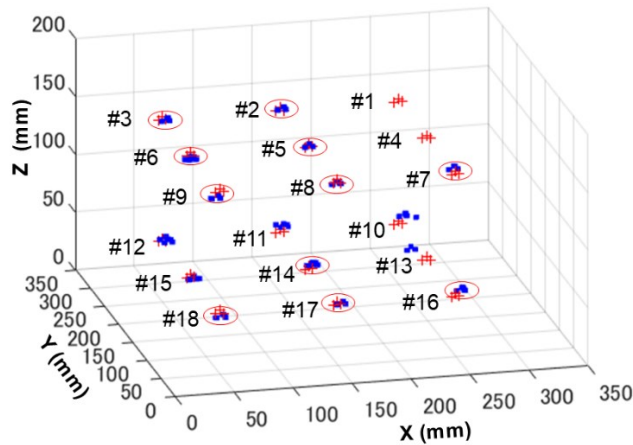


図 4-11 検知確率：赤丸が検知確率 100%かつ標準偏差 2mm 未満

表 4-5 検知確率と標準偏差（図 4-11 の赤丸以外）

測定点	#1, #4	#10	#11	#12	#13	#15
検知確率 (%)	0	57.3	58.9	100	7.26	100
標準偏差 (mm)	-	6.53	1.82	8.59	0.46	9.40

4.5.6. 分析

評価 4 での累積誤差分布関数(CDF)を図 4-12 に示す。(a)は全ての測定点の中で最も標準偏差が小さい点（位置 17 のマイク 4）、(b)は図 4-11 で赤丸をつけた中で最も標準偏差が大きかった点（位置 14 のマイク 2）、(c)は三角形制約が適用できて結果が得られた中で最も大きな標準偏差であった点（位置 15 のマイク 2）、(d)は図 4-11 で三角形制約が適用した結果が得られなかった位置 1 と位置 4 を除く全ての測定点、における、それぞれの CDF である。なお図 4-12 では平均値からの変位を誤差として用いている。

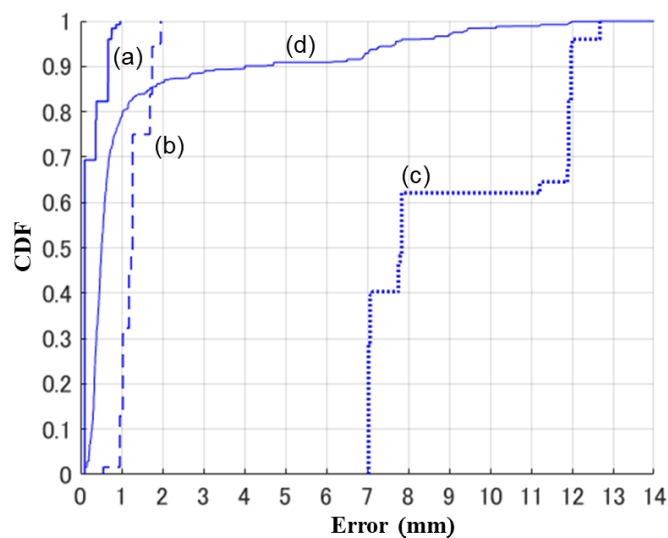


図 4-12 累積誤差分布

(c)におけるおよそ 8mm から 11mm での急激な変位は、離散的な外れ値の発生があったことを示しているが、表 4-4 の Conventional や UDD のマイク 2 で見られたマルチパス干渉による大きな外れ値とは異なるものである。表 4-5 では、例えば、位置 10 や位置 12 でも、外れ値による誤差が観測されているが、これらの地点のいずれにおいても(c)を越える大きな外れ値ではないという事は、(c)がそもそも全測定の中で誤差ばらつきが最大であった点であるという事実から明らかである。

4.6. 考察

上記いずれの評価においても、マイクアレイ基板は4つのトランスデューサが取り付けられた天井に対してほぼ平行に配置されていた。受信マイクを傾けた場合には、2つの点を考慮する必要がある。一つは隣接するマイク間で信号伝搬経路長が半波長を越えた際に生じる位相アンビギュイティの問題である。しかしながら今回の我々の提案した方式では、用いる M 系列には図 4-1 に示すように自己相関関数が 1 点でのみ鋭いピークを示すという性質があり、 $\pm N$ 波長の位置で生じるゴーストピークが強く抑制されるため、大きな問題にならない。もう一つの考慮点は、マイクの指向性による信号振幅の減衰である。この点は将来の実用化段階では設計時に注意を要するが、本報告の評価で用いた表 4-1 に示した類の無指向性マイクを使えばこれも重要な問題とはならないといえる。

実用化の際に考慮が必要な別の問題としては、送受信間での同期がある。送受間の同期ずれは測距誤差の要因の一つとみなせ、例えば 3.4m 未満の測距誤差の達成には、同期誤差を 10us 未満に抑える必要がある。この問題に対処する一案としては、[12]に示されているのと同様の、電波通信による同期がある。また別の手法としては、GPS で用いられているのと同様の、同期誤差算出を位置座標算出と合わせて同時に行うという方法があり、この方法は例えば全部の送信機を有線接続する等により、複数の送信機が予め厳密に同期している必要がある。

実用化に際しては、更に周囲のノイズによる誤差や温度ドリフトの問題への対策と、将来的な屋内測位システムとして人/ペット/ロボット検知には更に広い測定空間が必要となるため、これらの点については今回の研究の将来課題である。前者に対しては校正手法が有効であり、後者に対してはより指向性の広い超音波トランスデューサの開発が今後必要である。

4.7. 結論

DSSS-CDMA を用いた高精度 3 次元超音波測位システムを提案した。3つのマイクを用いたシステムを評価し、1つの送信点と2つの隣接する受信点が三角形の頂点を形成するという制約を考慮することで、高精度の3次元測位を実現した。PIC等の信号補正処理を用いることなく、外れ値の発生がなく誤差の標準偏差 1.21mm 未満の実験結果を得た。本提案手法は、精度、ロバスト性、構成の簡易さの面に優れており、自律制御のドローン/ロボット、ペットや屋内スポーツの動作解析その他で 1cm 以下の高精度検知が要求される将来の屋内測位システムへの応用に好適である。

引用論文 (第 3 章)

- [1] G. M. Mendoza-Silva et al., “A meta-review of indoor positioning systems,” *Sensors (Basel)*, vol. 19, no. 20, pp. 4507–4551, 2019 [DOI: 10.3390/s19204507].
- [2] M. Hazas and A. Ward, “A novel broadband ultrasonic location system,” in *Lect. Notes Comput. Sci. Intl. Conf. on Ubiquitous Comput.* Berlin, Heidelberg. Springer, pp. 264–280, 2002 [DOI: 10.1007/3-540-45809-3_21].
- [3] M. Hazas and A. Hopper, “Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning,” *IEEE Trans. Mob. Comput.*, vol. 5, no. 5, pp. 536–547, 2006 [DOI: 10.1109/TMC.2006.57].
- [4] J. C. Prieto et al., “Subcentimeter-accuracy localization through broadband acoustic transducers” in *IEEE Intl. Symp. Intell. Signal Process.*, vol. 2007, pp. 1–6, 2007.
- [5] J. C. Prieto et al., “Performance evaluation of 3D-LOCUS advanced acoustic LPS,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 8, pp. 2385–2395, 2009 [DOI: 10.1109/TIM.2009.2016378].
- [6] C. Sertatil et al., “A novel acoustic indoor localization system employing CDMA,” *Digit. Signal Process.*, vol. 22, no. 3, pp. 506–517, 2012 [DOI: 10.1016/j.dsp.2011.12.001].
- [7] M. C. Perez et al., “Performance comparison of different codes in an ultrasonic positioning system using DS-CDMA” in *IEEE Intl Symp. on Intell. Signal Process.*, vol. 2009, pp. 125–130, 2009.
- [8] F. Seco et al., “Compensation of multiple access interference effects in CDMA-based acoustic positioning systems,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 10, pp. 2368–2378, 2014 [DOI: 10.1109/TIM.2014.2312511].
- [9] F. Seco et al., “Fine-grained acoustic positioning with compensation of CDMA interference” in *IEEE Intl. Conf. Ind. Technol. (ICIT)*, vol. 2015, pp. 3418–3423, 2015.
- [10] C. Medina et al., “Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy,” *Sensors (Basel)*, vol. 13, no. 3, pp. 3501–3526, 2013 [DOI: 10.3390/s130303501].
- [11] J. Zhao and Y. Wang, “Autonomous ultrasonic indoor tracking system.” in *IEEE Intl. Symp. Parallel Distrib. Process. Appl.*, vol. 2008, 2008, pp. 532–539.
- [12] R. Carotenuto et al., “An indoor ultrasonic system for autonomous 3-D positioning” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 68, no. 7, pp. 2507–2518, 2019 [DOI: 10.1109/TIM.2018.2866358].
- [13] J. R. Gonzalez and C. J. Bleakley, “High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 3, no. 5, pp. 832–844, 2009 [DOI: 10.1109/JSTSP.2009.2027795].
- [14] M. Alloulah and M. Hazas, “An efficient CDMA core for indoor acoustic position sensing” in *Intl. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. (IPIN)*, vol. 2010. IEEE, 2010, pp. 1-5.
- [15] J. A. Paredes et al., “Analysis of Doppler effect on the pulse compression of different codes emitted by an ultrasonic LPS,” *Sensors (Basel)*, vol. 11, no. 11, pp. 10765–10784, 2011 [DOI: 10.3390/s111110765].
- [16] Y. Itagaki et al., “Indoor positioning for moving objects using a hardware device with spread

spectrum ultrasonic waves” in Intl. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. (IPIN), vol. 2012, pp. 1–6, 2010.

[17] F. J. Álvarez et al., “Doppler-tolerant receiver for an ultrasonic LPS based on Kasami sequences,” *Sens. Actuators A*, vol. 189, pp. 238–253, 2013 [DOI: 10.1016/j.sna.2012.09.029].

[18] F. J. Álvarez et al., “CDMA-based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation,” *Digit. Signal Process.*, vol. 62, pp. 38–51, 2017 [DOI: 10.1016/j.dsp.2016.11.001].

[19] S. Hirata et al., “Evaluation of position and velocity measurement for a moving object by pulse compression using ultrasound coded by preferred-pair M-sequences” in *IEEE Int. Ultrason. Symp. (IUS)*. IEEE, 2017, pp. 1–4.

[20] T. Ishii et al., “Subcentimeter precision ranging system for moving targets with a doppler-effect-compensated ultrasonic direct sequence spread spectrum,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 70, pp. 1–8, 2020.

[21] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.

[22] A. Weiss and E. Weinstein, “Fundamental limitations in passive time delay estimation – Part II: Wid-band systems,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-32, no. 5, pp. 1064–1078, Oct. 1984.

[23] Y. He and A. Bilgic, “Iterative least squares method for global positioning system,” *Adv. Radio Sci.*, 9(C.5-2) pp. 203–208, 2011.

[24] H. Liu et al., “Survey of wireless indoor positioning techniques and systems,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. C (Applications and Reviews)*, vol. 37, no. 6, pp. 1067–1080, 2007 [DOI: 10.1109/TSMCC.2007.905750].

第5章 実用化検討

本章では、今後の実用化に関して必要となる技術戦略と事業戦略について述べる。

5.1. 技術戦略

本節では技術戦略として、これまで進めてきたコア技術開発、今後注力するプロトタイプ開発、および、技術ロードマップ、の順に説明する。

5.1.1. コア技術開発

これまで取り組んできたコア技術開発に関し、先行研究レビュー、開発目的と達成目標、研究開発状況、の順に記す。

【コア技術開発：先行研究レビュー】

電波測位では高精度の計測が困難な屋内測位に関し、超音波の直接スペクトラム拡散 (DSSS) を用いて高精度測位を行う先行研究がこれまでいくつか報告されている。しかしながら超音波は電波と比較して伝搬速度が非常に遅く、電波では全く問題とならない程度の速度でも、超音波ではドップラ効果の影響が顕著に表れる。例えば人が歩く速さ程度でも信号が大きく劣化するために、高精度測位が不可能もしくは、測定以前に全く検知すらできない、という問題が従来の超音波測位にはあった。

これまでもいくつかの先行研究がこの問題への対処を試みている。例えば、相関演算に短い参照信号を用いてドップラシフトの影響を軽減したもの^[1]、ある速度範囲をカバーする複数の相関演算を同時に行うフィルタバンクを備えたもの^[2]、受信信号を周波数解析してドップラ変位を直接求めるもの^{[3][4][5][6]}、ドップラ効果の影響を直接受けない変調方式(DBPSK)を用いるもの^[7]、等が既に発表されている。しかしながらいずれの方式も、ある一定範囲内の速度までしか対応できない^{[1][2]}、ハードウェア規模とこれに伴う実現コストが増大する^{[2][7]}複数の送信信号に対応できないため2次元、3次元の測位に拡張できない^[3]、観測時間が長いため急な速度変化を検知できない^{[4][5][6]}、ノイズや干渉に弱い^[7]、とそれぞれ何らかの課題が残されており、実用化に至ったものが存在していない。またいずれの先行研究も人の歩く速さに相当する 1m/s を超える速度検知に関しては、本研究テーマの筆者による学会発表^[8]以前には、報告事例が見当たらない。

【コア技術開発：開発目的と達成目標】

本研究におけるコア技術開発の目的は、上記先行研究の課題を克服した上で、「電波、カメラ視差、ToF イメージセンサ等の従来技術では実現困難な、低消費電力かつ小型であるリアルタイム cm 精度三次元測位センサ」を開発することである。コア技術開発の達成目標値を、表 5-1 に示す。

表 5-1 達成目標値

項目	目標値
測位精度	分解能 1cm、絶対精度 2cm 以下
加速度範囲	±0.6G
速度範囲	±11.5m/s
測位エリア	10m x 10m 以上

表 5-1 の達成目標値の根拠を以下に述べる。上記目標値は従来技術では達成が非常に困難でありながら、本技術では達成見込みがあるレベルであり、かつ、将来のターゲット市場である屋内スポーツでの想定要求に対応して設定した値である。加速度範囲と速度範囲については、人間がスポーツ等で最も激しく動く際に取りうる上限値¹²に基づき設定している。測位エリアの目標値は、屋内スポーツでバドミントンのハーフコート（6.7 x 6.1m）をカバーすることを根拠としている。なお測位精度と測位エリアは、トランスデューサや送信アンプの、超音波送信側の回路性能にも大きく依存するため、システム全体としては最終的にはこの部分まで含めた開発設計を行う必要があるが、送信側の回路については第 3 章 3.5.1 評価環境の条件下にて、表 5-1 に示した目標値の達成を目指す、という方針で開発を進めている。

【コア技術開発：研究開発状況】

コア技術開発が最終的に目指すのは表 5-1 に示した目標値の達成であるが、本報告の執筆時点までに得られている研究開発成果を以下に報告する。

本論文の作成時点である 2022 年 6 月現在、3 次元測位を行う際に前提として必要となる、測距（1 次元）性能評価と、測位（3 次元）性能評価が完了している。評価としては、

1. 静止測距精度実験（1 次元）
2. 動体検知精度実験（1 次元）
3. 動体検知範囲シミュレーション（1 次元）
4. 静止測位精度実験（3 次元）

の 4 種類を実施した。個々の評価結果については、1、2、3 は第 2 章に、また、4 は第 3 章に詳細を記している。

なお残課題として、実用化段階に至るまでに 3 次元の動体測位精度評価を行う必要があるが、これは次に述べるプロトタイプ開発の完了後に、同開発品を用いて実施する予定である。

5.1.2. プロトタイプ開発

次にプロトタイプ開発について述べる。プロトタイプの目的は、先に述べたコア技術を実装した測位システムの出現が果たしていかなるユーザー体験を生むのか、というエンドユーザーの立場、また、ハードウェア/ソフトウェアの量産に至るまでのモノづくりの課題抽出を行う、という作り手の立場の両面から、事業上の概念検証（Proof of Concept、以下 PoC）を行うことである。

¹² 松尾彰文 他(2017) 「2017 シーズンにおける男女 100m のレース分析および瞬間速度と瞬間加速度」『陸上競技研究紀要』第 13 巻, 154-164 頁。

本項ではプロトタイプ開発に関し、システムの概要、達成目標、開発スケジュール、をそれぞれ説明する。なお本プロトタイプ開発は筆者が個人の立場で採択された、2021年度 NEDO 助成事業（NEP）をきっかけとして具体的検討を開始したものである。本助成事業は2022年3月末に終了しているが、事業化を前提とした開発試作を2022年6月現在も継続中であり、ここではこの内容について説明する。

【プロトタイプ開発：システム概要】

図 5-1 にプロトタイプ開発にて試作するシステムの全体構成を示す。図中の超音波送信モジュール SP1～SP4 は、それぞれ異なる SS 符号で変調された超音波信号を送出する。#1～#4 は人やロボット等の測位対象であり、これらにはそれぞれ自身の位置を検知する測位機能に加え、無線通信機能を付加した測位モジュールが装着されている。測位モジュールは、SP1～SP4 の超音波信号それぞれの到達時刻から自身と SP1～SP4 との距離求める ToA 方式に基づいて、自身の位置座標を算出し、この結果を外部のタブレット PC に送信する。タブレット PC は測位モジュールからの受信データを記録すると同時に、各測位対象の空間内の三次元位置のリアルタイム表示を行う。

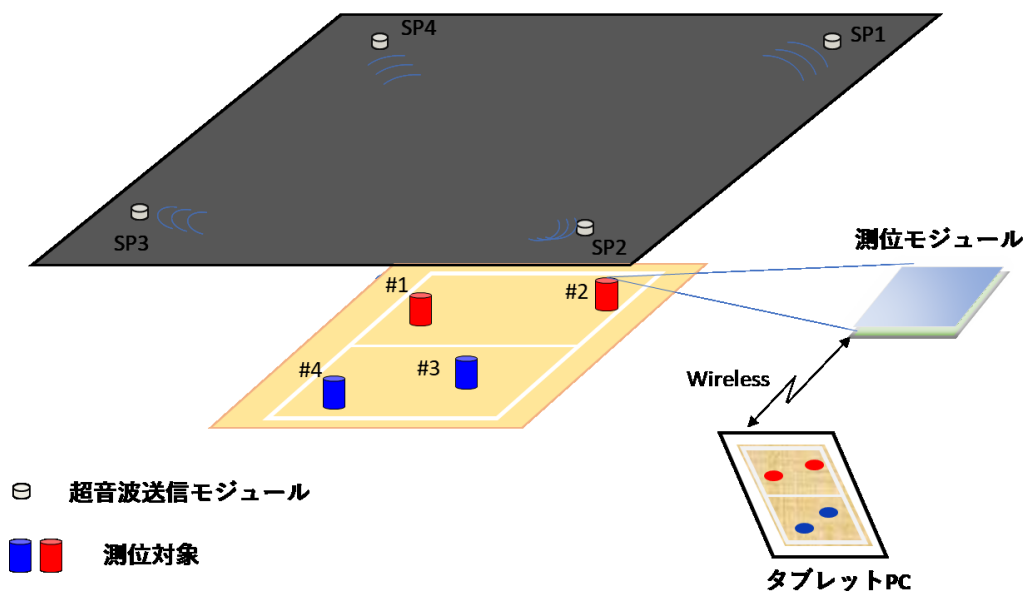


図 5-1 プロトタイプシステム全体構成

【プロトタイプ開発：達成目標】

プロトタイプ試作による PoC は 3 段階に分けて設定している。各 PoC の達成目標を表 5-2 に示す。PoC1 は受信ハードウェアの単体検証であり、エンドユーザーの使用時に人体に違和感なく装着可能で、従来他社と同等以上のリアルタイム測位が出来る事が達成目標である。PoC2 は送信モジュールをワイヤレス化する際に必要となるワイヤレス時刻同期の開発検証であり、達成目標は測位精度に与える影響が許容範囲にとどまるレベルから逆算して設定した値である。PoC3 は PoC1 と PoC2 の両者を組み合わせた測位システムとして、表 5-2 に示したコア技術開発の達成目標を満たしてリアルタイム動作する実機デモの完成が達成目標である。

表 5-2 プロトタイプ達成目標

	達成目標	検証手段
PoC1	最終製品と同等サイズ（切手大）で、20fps でリアルタイム測定が可能な、超音波測位モジュールを完成する。	PoC1 用の専用評価回路(1)を試作し、実機検証を行う。
PoC2	20 以上の複数ノード間の最大の時刻誤差が 1us 以下を満たすワイヤレス時刻同期方式を確立する。	PoC2 用の専用評価回路(2)を試作し、実機検証を行う。
PoC3	人やロボット等の屋内移動体に対して cm 級精度のリアルタイム三次元測位デモを完成する。	PoC1, PoC2 の手段に加え、PC 又はタブレットで動作する 3D 表示アプリケーションプログラムを試作し、実機動作をリアルタイム表示するデモシステムを構築する。

以下、各 PoC における取り組みについて説明する。

PoC1 :

メモリ容量、クロック速度、固定小数点演算、消費電力の制約を踏まえ、低コスト組込み機器向けデバイス（MPU、FPGA 等）に搭載可能な測位演算アルゴリズムを考案し、このアルゴリズムをリアルタイム実行する実機設計を行う。図 5-2 に PoC1 における回路構成を示す。

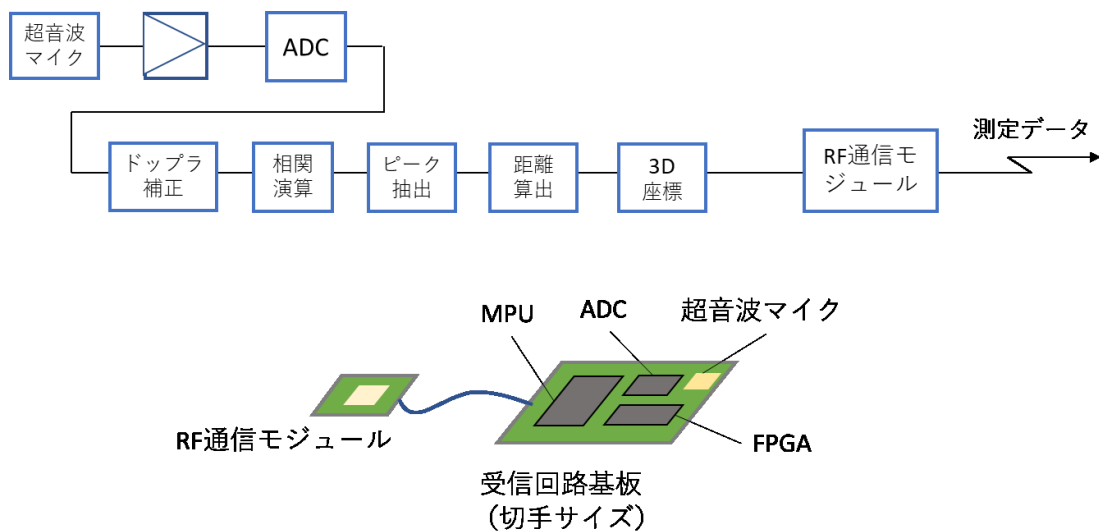


図 5-2 PoC1 回路構成

PoC2 :

コイン電池駆動が可能な低消費電力の汎用または独自無線規格にて実現可能な同期方式を考案し、このリアルタイム動作を可能とする実機設計を行う。図 5-3 に PoC2 の動作説明図を示す。図中のノード#1~#N は、送信モジュールをワイヤレス化した際にそれぞれの送信モジュールに内蔵することを意図しており、低消費電力無線通信によりそれぞれの内部基準タイミングを同期させることにより、各送信モジュールから超音波測位信号の同時送出を可能とするものである。

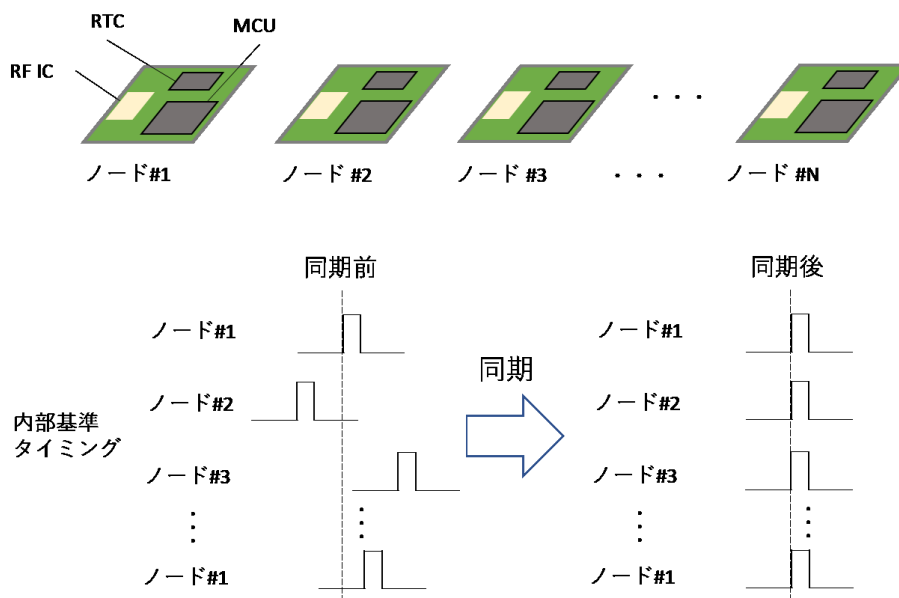


図 5-3 PoC2 動作説明

PoC3 :

PoC1、PoC2 でそれぞれ独立して設計試作した成果に加え、更に PoC3 で新たに得られる成果も組合せ、システムとして協調してリアルタイム動作させる。試作するデモ内容は cm 級精度・小型軽量・低コスト、の3つを同時達成する技術が実現可能であることを証明し、本技術の出現により初めて可能となる新規アプリケーションを、ターゲットユーザーに想起させることを狙うものである。PoC3 のシステム構成と内容は、前述の図 5-1 に示した通りである。

【プロトタイプ開発：開発スケジュール】

前述の PoC1~3 の一連のプロトタイプ開発は 2021 年 10 月から開始済みであり、2022 年 9 月まで行う予定である。このスケジュールを図 5-4 に示す。なお PoC2 と、PoC3 の「動体追尾手法検討」の部分については 2021 年度の NEDO 助成事業 (NEP-A) の一環として、在学研究室でもある神戸大学科学技術イノベーション研究科川口研究室との共同研究として実施したものであるが、一部積み残し課題の検討を今後行う予定である。なおプロトタイプの本来の目的は、最終製品/サービスで得られる効果を早期に確認できる模擬を行うことであるため、今後の実機実装上において万一新たな問題が発生し遅延の恐れが生じた場合には、本体内での信号処理をスルーして未処理の生データを出力し、後段のタブレット/PC にてデータ処理する方式に容易に変更可能な設計を行う等の回避策を取ることも含め、最終の PoC3 の要求達成に必要な内容に絞り、スケジュール優先で進めるものとする。

開発項目	2022年							
	2月	3月	4月	5月	6月	7月	8月	9月
PoC1 →								
測位アルゴリズム設計	済							
測位モジュール(Rx)試作	済							
HW(FPGA)設計実装	済							
SW(MCU)設計実装	済							
回路基板設計実装	済							
PoC2 →								
同期方式検討	済							
PoC2実機実装					精度向上検討			
PoC3 →								
デモシステム統合								完成
動体追尾検知手法検討								
送信モジュール(Tx)試作		済				アルゴリズム改善		
3D表示アプリケーション試作		済						

図 5-4 プロトタイプ開発スケジュール

5.1.3. 技術開発ロードマップ

事業開始後も事業の安定継続を図るべく、開拓した新市場での競争力の維持、及び、さらなる別の新市場開拓を目的として今後進めていくべき要素技術開発の技術開発ロードマップについて述べる。ロードマップは、破壊的イノベーションとして当初の新市場にてその特性が評価される要件として、表 5-1 に示した目標項目のうち測位精度、加速度範囲、速度範囲の達成に必要な技術を 2022 年までに確立し、2023 年以降は更なる新市場で求められると思われる技術開発に対応する、という方針に基づき策定した。図 5-5 に策定した技術開発ロードマップを示す。以上、本章では、技術戦略について述べた。

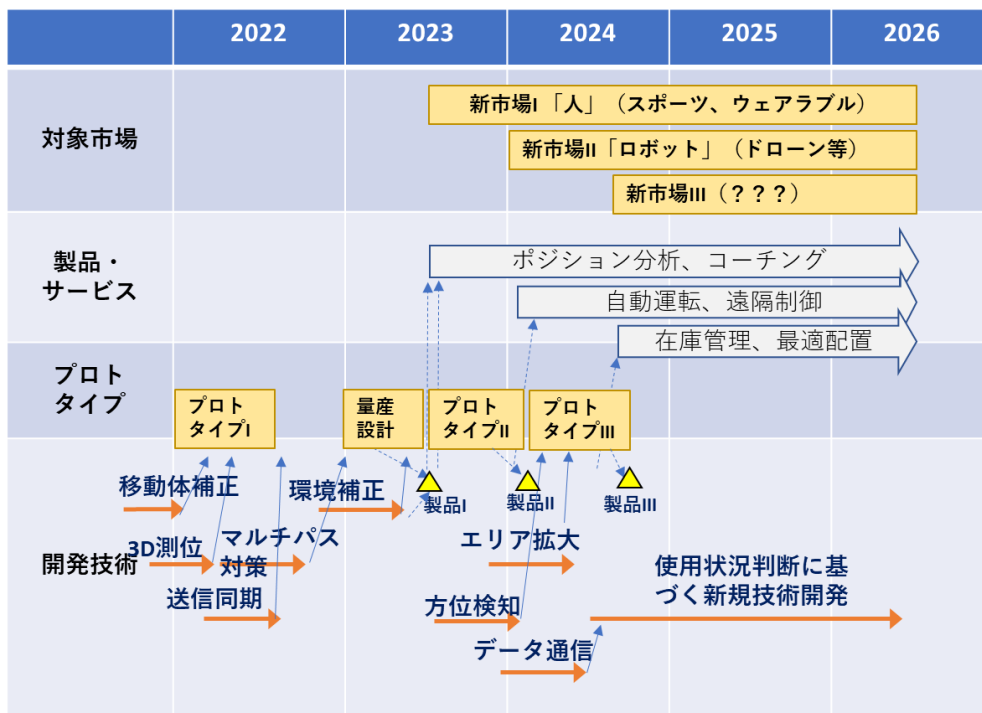


図 5-5 技術開発ロードマップ

5.2. 事業戦略

本節では事業戦略として、事業コンセプト、提供製品/サービス、ターゲット市場、外部環境分析、内部環境分析について述べる。

5.2.1. 事業コンセプト

まずこれまでに述べた開発技術の特徴を踏まえ、これによるイノベーション実現のための達成手段として取り組む事業のコンセプトを、以下のように設定する。

(事業コンセプト)

屋内三次元測位データの応用機器/サービスの開発/設計者に対し、一般消費者の手に届く価格の民生機器に搭載しうるコストの **cm** 精度を有する小型・低消費電力の屋内三次元測位機能部品を提供することにより、先の開発/設計者の創造性を刺激して、彼らの手によるエンドユーザー向けの革新的な製品/サービスの出現に貢献する。

上記事業コンセプトについて補足する。事業コンセプトの前半の「三次元測位機能部品を提供することにより」までの部分は、設備コストや消費電力（発熱）の問題ゆえに、従来の **cm** 精度の屋内高精度測位技術は放送局やプロスポーツチーム等のごく一部の限られた業務用途以外には導入が困難であったという、従来課題の解決を目指すことを述べている。

事業コンセプトの後半部分は、前半とは別の観点に基づいており、これについて以下に説明する。趣味で設計を行う個人はもちろん、業務として設計を行うプロのエンジニアも、元をたどれば子どもの頃にプラモデル、鉄道模型、電子工作等、自分の手でモノづくりをする楽しさを原体験として持っている者が少なくない。上記事業コンセプトの後半は、このような共通の「モノづくり原体験」を持つ人の本能的欲求に訴えかけ、料理人にとっての「料理してみたい食材」あるいは「使ってみたい調理器具」に相当する、ポテンシャルを秘めつつもそれ自体は完成品ではなく、完成品として仕立てるまでには使い手の工夫と腕も必要とされ、使い手のイマジネーションが刺激される「素材」または「ツール」を提供する、ということを意図している。

5.2.2. 提供製品

本テーマ開発技術を搭載した自身の提供製品の外観を図 5-6 に示す。図中(a)は移動する人、もしくは物に取り付ける製品への内蔵を想定した受信モジュールであり、複数の送信モジュールから発せられる超音波測位信号を受信して、自身の空間座標位置を算出する切手サイズ程度の小型薄型回路基板である。この受信モジュールは基本的には図 5-2 PoC1 回路構成に示したプロトタイプをベースに製品化したものである。図中(b)は超音波信号を送信する送信モジュールであり、中には超音波スピーカーと測位信号発生、アンプ、他送信モジュールとの同期を行う回路基板を内蔵した、およそトランプケース大の筐体である。実使用時には送信モジュールが測位エリア周囲に4個以上配置される形となる。

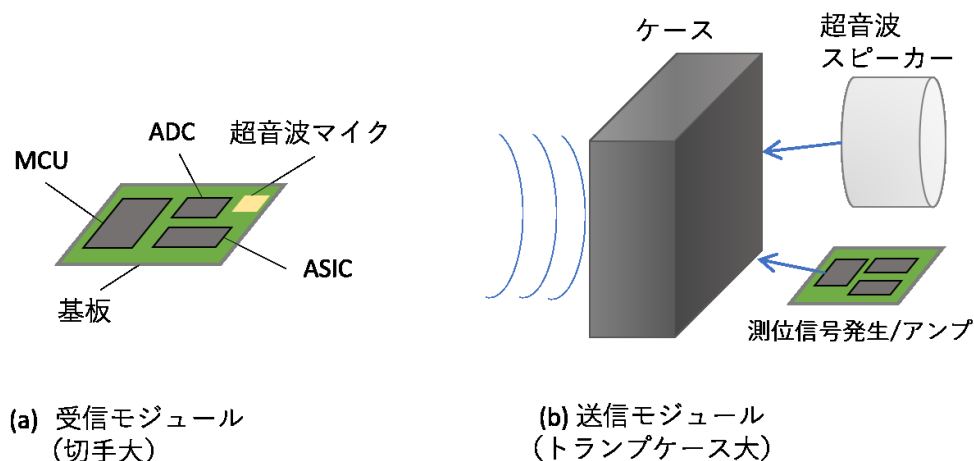


図 5-6 製品外観図

5.2.3. ターゲット市場

前述の 5.2.1 事業コンセプトの中で、ターゲットユーザーを「測位アプリケーション製品/サービス設計を行う、創造性をもった設計者」と定めた上で、自身はこのような開発/設計者に対して魅力的な「部品」、「ツール」を提供する立場であり、どの分野のエンドユーザー向け製品/サービスが出現するかは、自身の顧客となる開発/設計者の手に委ねるとした。主要市場となるアプリケーションとしては、屋内スポーツ、ドローン、ロボット、ペット、乳幼児等、屋内における動き・位置検知ニーズがありうるものはいずれも候補になるが、ここでは一例として、既に図 5-1 にシステム概要を示した、体育館内で行うバスケットボールのようなチームスポーツで、コート上の選手の 3 次元ポジションを記録・再生・解析するシステムを想定し、このユースケースの概要を以下に示す。

1. 超音波測位信号を送信する複数のスピーカーが天井に設置されている。
2. 選手のユニフォームの肩口に、薄くフレキシブルな測位パッチ（超音波受信機）が縫い込まれている。
3. 測位パッチは電源 ON 直後に校正モードとなり、校正完了すると自動的に測定モードに入り、パッチ上の LED が赤点滅から緑点滅に変わる。
4. 測定モードでは選手の位置がパッチ内蔵メモリに記録されると同時にタブレット PC に送信される。
5. タイムアウト中や試合後に、様々なスタッツ表示、データ分析ができる。

ちなみに、主にサッカー、ラグビー等の屋外スポーツ向けには既に実用化されている GPS や UWB を用いた同様のシステムがあるが、これらは 1 チームの年間レンタル料が数百万円程度と高価¹³で、これを導入しているのはプロや国代表のチーム等の一部のユーザーに限られているが、本事業のターゲットはむしろ一般消費者を含む、より広いユーザー市場である。

¹³ 例えば豪 Catapult 社の製品がある。同社の下記報告では 2021 年度の年間売上 6730 万ドルを契約チーム数 3400 で割ると 1 チーム当たり平均で年間約 2 万ドルを支払っている。

https://images.catapultsports.com/wp-content/uploads/2022/05/25182211/FY22_YE_Results_Final-ASX-version.pdf, (参照 2022.6.8)。

5.2.4. 外部環境分析

事業戦略を検討する中で、測位市場の全体像を把握する目的で、測位市場を取り巻くマクロ外部環境として、政治・経済・社会・技術の各方面でどのような要因が存在するかをまとめた PEST 分析と、新会社の周囲のミクロ外部環境として、供給業者・買い手・競争相手・新規参入者・代替品の状況に関するファイブフォース分析を行った。本項ではこれらについて記す。

【外部環境分析：PEST 分析】

測位技術に関して PEST 分析をまとめた内容を図 5-7 に示す。図中、新会社に対して有利に働く要因には(+)、不利に働く要因には(-)を付している。まず政治的にはポジティブな要因が揃っている。なかでも 1989-90 年の複数の実用化衛星の打ち上げとほぼ同時期に勃発した湾岸戦争の軍事需要の追い風を受けた米国 GPS の出現以降、商業的価値が非常に増大した衛星測位システム (GNSS) は、現在も測位技術全体を推進する大きな要因となっている。米国の GPS に加え、2000 年以降、冷戦時代から秘密裡に開発が進められていたロシアの GLONASS、軍事に左右されない民間利用を目指すべく開発された欧州の Galileo、「宇宙強国」のスローガンの下で国策として推進されてきた中国の Beidou と、各国から次々と測位衛星が打ち上げられ、2020 年 6 月 9 日現在では、全世界で合計 134 機の測位衛星が運用されている。我が国においても、2007 年に制定された地理空間情報活用推進基本法に基づき地理空間情報活用推進基本計画が 2008 年に第 1 期、2012 年に第 2 期、2017 年に第 3 期と策定され、地理空間情報活用の基盤形成が進められており、この中の代表的なプロジェクトとして、2018 年 11 月から 4 機体制での準天頂衛星の運用が開始されリアルタイムのセンチメートル級測位が実現されている国産 GNSS 「みちびき」が推進されている。上記 GNSS 関連の要因はいずれも屋外測位に対するものであるが、屋内測位についても前述の第 3 期地理空間情報活用推進基本計画の中で環境整備の推進が謳われており、屋内外をシームレスに測位できる環境の実現に向け、東京オリンピック/パラリンピックを契機として将来に向けた Wi-Fi、ビーコン、IMES などの屋内測位技術の利活用に向けた取り組みが期待されている。屋外 GNSS を利用した製品/サービスが一般ユーザーにも浸透していけば、例えばスポーツ用途での数 cm 精度の高精度な選手位置検知等、「屋外では出来るのに屋内では出来ないこと」へのニーズが高まることが予想されるため、この動向は屋内測位にとっても間接的に促進する方向に働くと思われる。

経済的要因については、GNSS による屋外測位市場規模は 2025 年には 1280 億ドルに成長するとの調査報告¹⁴があり、インターネットの普及と同時に急速な成長を遂げた Amazon を代表とするネット通販事業者の大規模倉庫内の商品管理や、Industry4.0 におけるスマート工場内設備や人員最適配置管理といった B2B 市場での成長が続く屋内測位市場についても、2025 年には全世界で 170 億ドル市場にまで進展するとの予測¹⁵が報告されている。一方で 2021 年より始まった世界的半導体不足の解消時期が不透明な点は不安要素である。社会的要因としては、2020 年以降の新型コロナウイルスの全世界的流行に伴う経済的、心理的な停滞が大きなネガティブインパクトとなりうることは新会社も免れないが、反面、「ソーシャルディスタンス」に対する意識の高ま

¹⁴ GPS (Global Positioning Systems) Market Size

<https://www.kbvresearch.com/global-positioning-systems-market/> , (参照 2020.7.9)

¹⁵ Indoor Location Industry Forecasts to 2025 - Growing Demand for Indoor Location Technologies to Support Lean Automation and Robotic Processes

<https://www.prnewswire.com/news-releases/indoor-location-industry-forecasts-to-2025---growing-demand-for-indoor-location-technologies-to-support-lean-automation-and-robotic-processes-301065988.html> , (参照 2020.6.15)

りに伴う、人と人との間隔確保に対する潜在的ニーズを反映したアプリケーション、あるいは在宅勤務/授業による自宅内での活動機会が増すことに伴う人や装置の屋内位置センシング等、コロナ以前にはなかった新たな製品/サービスが出現する可能性はプラス要因である。また中長期には、先進各国におけるヘルスケアや QOL 意識の向上、我が国における小学校体育でのダンス授業の必修化や若年層でのダンス人気の定着というトレンドの中で、身体の動作や空間位置測定に対する潜在的ニーズは高まっていると言える。また別の社会的要因としては、あらゆるセンサがネットにつながる「トリリオンセンサ」、「IoT 社会」でのあらゆるセンサデータがネットにつながる新時代でのニーズとして「そもそもこのセンサはどこで計測しているのか」という、その時点でのセンサの存在位置情報が必要となるという点で、測位ニーズは高まっていくと考えられる。

PEST 分析の最後に技術的要因について述べる、センシングを行うハードウェア物理層からエンドユーザーのサービス層に至るまでのキー技術としては、小型マイク/スピーカーを実現する MEMS¹⁶技術、高密度実装技術、ローパワー半導体技術、音声信号処理・測位演算に関するエッジコンピューティング、IoT 端末からいかにインターネットにつなげるかという課題であるラストワンマイル通信、端末から送られたデータをクラウドサーバー上で処理するクラウドコンピューティング、他データ含めて総合的な整理・分析を行うための AI/機械学習、等が挙げられる。但しこれらの技術はいずれも特に本研究分野に限ったものではなく、前述の IoT 社会におけるインフラとして一般的に開発が進められている技術であって、本研究テーマにとっても活用域の広がりにも貢献するという点で、進展が期待される基盤技術としての意味を持つものである。

本研究分野に固有の重要な技術的要因としては、20 世紀後半から 2000 年代にかけておよそ半世紀間の電子技術進展の礎となってきたムーアの法則¹⁷の限界を打破するものとして、ITRS¹⁸が打ち出した方向性の一つである、More-than-Moore (機能的多様化) の概念に基づく技術である。ITRS が打ち出した方向性の説明図を図 5-8 に示す。ITRS はムーアの法則以降の新たな技術トレンドとして、①さらなる微細化を推し進める More-Moore、②これまでの主力半導体であった CMOS を超える Beyond CMOS、③単一シリコン上で集積度を上げるのではなく、無線通信・電力制御・受動素子・センサ・アクチュエータなどの「非デジタル機能」を含めて統合し、シミュレーション・ソフトウェア設計技術まで含めたトータルソリューションとして価値創造を向上させる、More-than-Moore、の 3 つを提唱しており、超音波センサ信号処理による高精度かつ低消費電力を目論む本研究テーマはこの More-than-Moore の方向性に合致するイノベーションを目指すものである。自身の製品開発における利用技術としては、超音波マイクに関する MEMS 技術や、小型薄型モジュールにおける高密度実装技術での技術進展の恩恵を受けることにより、音声信号処理アルゴリズムを搭載する小型・高機能・低消費電力のエッジコンピューティングが扱える領域の拡大が見込めるため、自身の研究開発においても、More-than-Moore を価値創造における注力すべき方向として定めている。

¹⁶ Micro Electro Mechanical Systems の略。センサやアクチュエータ等の機械動作を伴う微細部品と電子回路を集積したデバイスを指す

¹⁷ 1965 年にゴードン・ムーアが自らの経験から予測として提唱した、半導体ウエハ上の回路集積度が 3 年で 4 倍になるという法則

¹⁸ International Technology Roadmap for Semiconductors (国際半導体技術ロードマップ)



図 5-7 PEST 分析

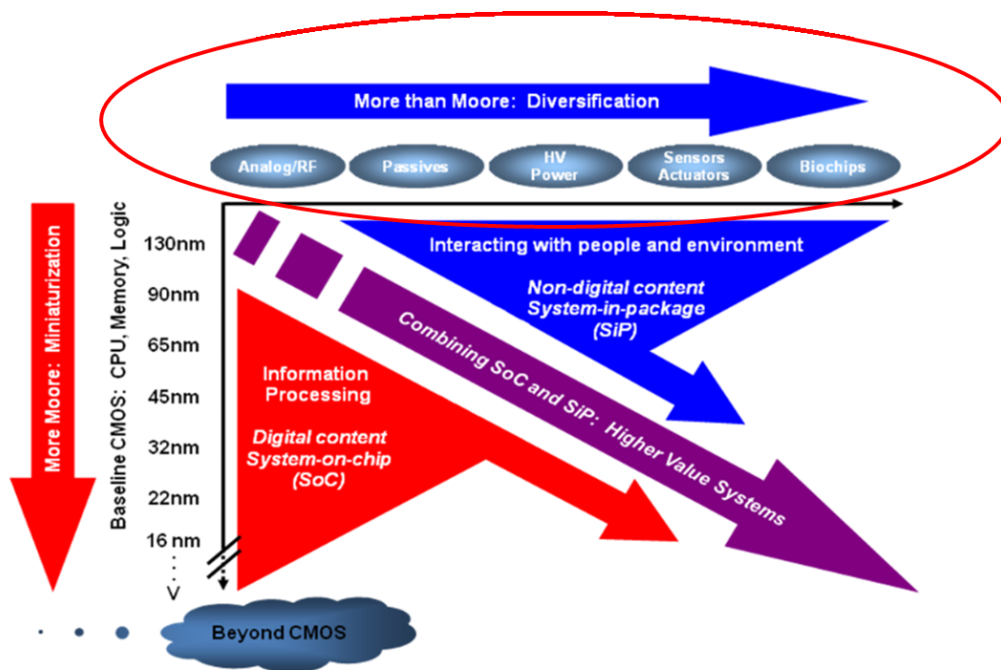


図 5-8 “More Moore”, “More than Moore”, “Beyond CMOS”
(ITRS2011 Edition, figure 5 より引用。○印は筆者追記)

[外部環境分析：ファイブフォース分析]

本研究を事業化した際に自身を取り巻く環境について、供給業者、買い手、新規参入者、代替品、競争相手に関する状況を考察すべく実施したファイブフォース分析¹⁹について述べる。ファイブフォース分析は、自身と自身を取り巻く他者との相対的な関係であり、事業形態が変遷した場合には当然ながら分析結果も変化しうるが、まずは事業開始時点におけるファイブフォース分析を行った。この結果を図 5-9 に示す。新会社では屋内測位を行うモジュール（電子回路基板）を設計・製造するため、自身に対する主な供給業者は、汎用もしくはカスタム電子部品メーカーとなる。調達が必要なキーパーツは、MEMS マイク、AD コンバータ、MCU、FPGA²⁰、ASIC²¹、フラッシュメモリ等であるが、必要となる部品はいずれも省電力で高密度面実装出来る小型デバイスでありこれらの供給業者は限られるため、供給業者は比較的強いとしている。買い手については、少なくとも当初は B2B の大口顧客は存在せず、メイン顧客は多数の個人ユーザーとなるため買い手の圧力は弱いと言える。新規参入者については、特に法規制で参入が規制されている業界ではないため参入自体は容易であるが、少なくとも当初は規模もニーズも不透明な新規市場なのと自身の知財障壁も構築出来る前提ゆえ、参入者からの圧力は比較的弱いと思われる。代替品には、超音波以外に屋内測位に用いられうるものとしてはカメラや電波（WiFi, Bluetooth, UWB）等があり得るが、本研究に基づく開発目標は、これらの代替技術では達成が原理上困難な内容としているため、少なくとも事業開始直後では代替品の圧力が強く働くことは考えにくい。但し中長期ではこれらの代替技術におけるブレークスルーが生じ、本研究の適応領域にまで実用範囲が拡大しうる、という潜在的脅威があるという点には留意せねばならない。

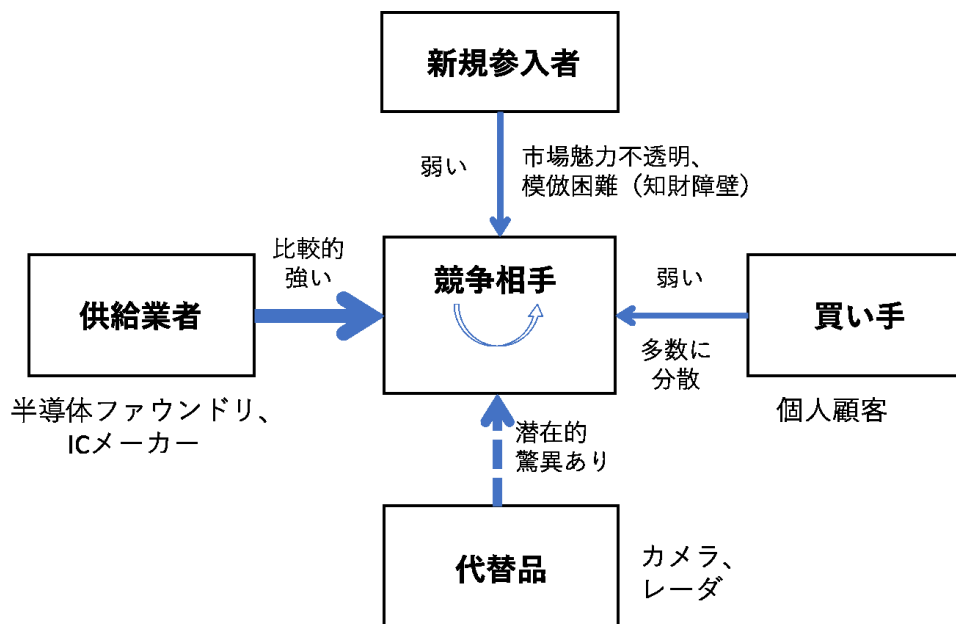


図 5-9 ファイブフォース分析

¹⁹ ファイブフォース分析：1980年にハーバード大学経営大学院教授のマイケル・ポーターが著書「競争の戦略」の中で提唱した、自社を取り巻く他社との相互関係に着目した事業分析のためのフレームワーク

²⁰ Field Programmable Gate Array の略。出荷後にユーザーが設計した回路を内部メモリに書き込んで所望の動作させることができる半導体チップ

²¹ Application Specific Integrated Circuit の略。ユーザー専用カスタム回路設計された半導体チップ

5.2.5. 内部環境分析

次に、事業化を推し進めていく際に、自身の内部に目を向けてどこにカバーすべき弱みがあり、何を強みとして競争優位を保って事業を継続しうるのかを考察するため実施した内部環境分析である、バリューチェーン分析と VRIO 分析²²について述べる。

[内部環境分析：バリューチェーン分析]

自身の新会社に関して設定したバリューチェーンを図 5-10 に示す。この図はまだ実現していない新会社の事業の将来像であるため、「あるべき姿」の目標像として示している。なおこのバリューチェーンは、新会社の事業を進める上で参考とする目的でベンチマーク対象企業に定めた、屋外測位用途の GNSS チップおよびモジュールの開発・販売を手掛けるスイスの u-blox 社と同様であり、製造部分は社外委託し、それ以外は自前で手掛けるという構成である。ただ u-blox 社と異なる点は、図 5-10 では「IC 設計」、「IC 製造」と並べて上段に「FPGA 設計」として併記している点である。

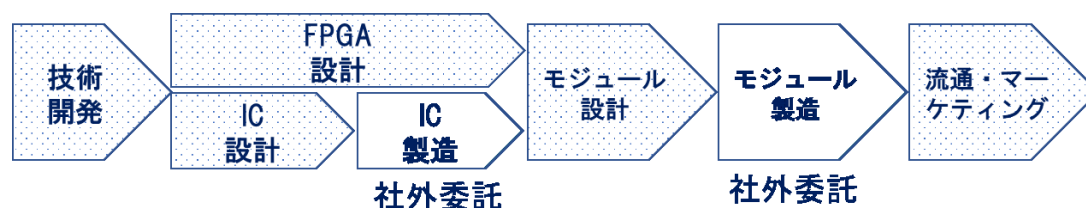


図 5-10 バリューチェーン分析

FPGA はあたかもソフトウェアを実行する CPU の如く、ハードウェア回路を内部メモリに記録して動作をさせるプログラム可能な回路 IC であり、ユーザー設計完了後の製造が不要なデバイスである。事業開始の初期段階においては、開発投資を抑制する目的で、IC 開発²³を行わずに FPGA を用いる可能性があるため、図 5-10 ではこの点を反映している。更にバリューチェーンには表れない u-blox と自身の新会社との違いとして、新会社では少なくとも事業開始当初は IC 販売を行わず、モジュールのみを製品とする点である。これは、ターゲット市場として狙う不特定多数のユーザーニーズに対して、限られたリソースで対応する上では、製品インターフェースを IC よりもモジュールにする方が有利に働く、との理由に基づいた判断である。

[内部環境分析：VRIO 分析]

上述の新会社のバリューチェーンの中で、価値創造を追求して他社差別化を図り、持続的競争優位の確立に向けて注力すべき部分を明らかにすることを目的として、自身の経営資源に基づき競争優位性を分析する VRIO 分析を行った。なお VRIO 分析も、ファイブフォース分析と同様、まだ開始していない新会社に対するものであるため、事業開始時点を想定した内容になっている。

²² VRIO 分析：1991 年にオハイオ州立大学教授のジェイ・B・バーニーにより提唱された、企業内の競争資源に基づく競争優位性を分析するフレームワーク

²³ ここでの IC とは ASIC を想定している。

図 5-11 に新会社の VRIO 分析結果を示す。

経済価値 Value	希少性 Rarity	模倣困難 Inimitability	組織 Organaizatoin	競争優位
Yes				均衡
	Yes			一時的優位
		Yes/No		競争優位
			No	持続的優位

図 5-11 VRIO 分析

経済価値は、そもそも前提として「Yes」でない限り事業化できないため、「Yes」と仮定して分析を進める。但しこれが本当に「Yes」であるかどうかは、事業開始後も客観的な視点から常時検証を続け、万一市場自体が消滅する状況に変化する兆しが現れた場合には、撤退も含めた事業形態の根本的な変更を検討すべきである点に留意せねばならない。次に希少性については 4.2.1 事業コンセプトで述べた現状は一部のトッププロしか導入できない技術を一般消費者が購入しうる価格で達成する限りにおいて「Yes」であるため、この時点で少なくとも一時的優位は確保されている。次の段階の模倣困難に関しては、現在出願中および今後出願する基本アルゴリズムに関する特許が成立するか否か、また、前項のバリューチェーン分析で述べた ASIC 開発を行うか否か、という判断に大きく依存する部分であり、この争点が確定していない現時点では、模倣困難は「Yes/No」とした。組織については事業開始後に事業進展と合わせて整備していく部分であるため現時点では「No」である。

以上の VRIO 分析の結果より、現時点での新会社は、

「希少性に基づく一時的優位はあるものの、今後の知財と技術戦略によって模倣困難を実現できるかどうかで競争優位を築けるかどうかが決まる」

という状況にあることが明らかである。

但しこのように「アイデアはいいが、知財確保と実現手段次第」というのは、自身の新会社に限らず、技術系のスタートアップには共通の課題であると言える。その意味では創業前のスタートアップに対して VRIO 分析を行う事自体が果たして有効であろうかとの疑問もあるが、これについてはむしろ今後新会社を設立し事業を推進していく段階で、節目節目で都度何に注力すべきかの経営判断の際の思考整理ツールとして活用していくのが有用であると考えられる。

5.3. 実用化検討のまとめ

本章では、今後の実用化の際に必要な技術戦略と事業戦略に関する検討結果を記した。技術戦略では、コア技術開発として超音波 DSSS を選択した理由として「超音波」は消費電力面、「DSSS」は測定精度面で、各々他方式に比べて原理的に有利であることを示し、先行研究の課題を踏まえたうえで、実用化の際の差別化ポイントになることを意識した開発目標を定めた。また続いて、開発技術を実装する製品の事業上の概念検証（Proof of Concept、以下 PoC）を行うことを目的とするプロトタイプ開発について述べ、システム概要、達成目標、開発スケジュールを示した。また技術戦略の最後に、現在から事業開始後に至るこの先 5 年間の技術ロードマップを示した。

事業戦略では最初に、

- ・民生機器に搭載しうるコスト、cm 精度、小型・低消費電力を備える
- ・開発/設計者の手を通じたエンドユーザー向けの革新的な製品/サービス

という 2 つのポイントを含む事業コンセプトについて述べ、続いてユーザーのイマジネーションを刺激する「素材」または「ツール」であることを意図した、切手大の受信モジュールとトランプケース大の送信モジュールから構成する提供製品を示した。

続いてターゲット市場の一例として、バスケットボールのような屋内スポーツで選手の 3 次元ポジションを記録・再生・解析するシステムを想定し、ここでのユースケースを考察した。

事業戦略の最後にはこの事業を取り巻く市場状況に関し、外部環境分析、内部環境分析を行った。外部環境分析の中では PEST 分析とファイブフォース分析を行い、PEST 分析では昨今のコロナ渦や半導体不足の一部不安要素があるものの、各国の測位衛星システムの拡充の波及効果や IoT 社会の中でのセンシングニーズ等、全般にポジティブ要因が揃っていることを明らかにし、またファイブフォース分析では、少なくとも当初はニッチ市場であり顧客も小口多数に分散することから、供給業者以外からの圧力はいずれもさほど強くは働かないとの分析を行った。

内部環境分析の中では、バリューチェーン分析と VRIO 分析を実施した。バリューチェーン分析では、製造部分は社外委託しそれ以外は自前で手掛ける形のファブレス型モジュール事業を行うことを示した。また VRIO 分析では、希少性による一時的優位はあるが今後の知財と技術戦略によって模倣困難を実現できるかで競争優位を築けるかが決まる、という新会社の現状が改めて示された。VRIO 分析は今後新会社による事業推進節目で、都度注力点を定める経営判断上の思考整理ツールとして活用していくのが有用である。

引用論文 (第 5 章)

- [1] Y. Itagaki, A. Suzuki, and T. Iyota, "Indoor positioning for moving objects using a hardware device with spread spectrum ultrasonic waves." in Intl. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navig. (IPIN). IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [2] F. J. Álvarez, Á. Hernández, J. A. Moreno, M. C. Pérez, J. Ureña, and C. De Marziani, "Doppler-tolerant receiver for an ultrasonic LPS based on Kasami sequences," *Sens. Actuators A*, vol. 189, pp. 238–253, 2013.
- [3] S. Widodo, S. Tomoo, N. Hayashi, H. Kikuchi, K. Yanagida, Y. Nakatsuchi, Y. Ogawa, and N. Kondo, "Moving object localization using sound-based positioning system with Doppler shift compensation," *Robotics*, vol. 2, no. 2, pp. 36–53, 2013.
- [4] S. Hirata and H. Hachiya, "Doppler velocity estimation based on spectral characteristics of M-sequence-modulated signals in ultrasonic measurement for moving objects," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 52, no. 7S, 2013, Art. no. 07HC06.
- [5] Y. Ikari, S. Hirata, and H. Hachiya, "Ultrasonic position and velocity measurement for a moving object by M-sequence pulse compression using Doppler velocity estimation by spectrum-pattern analysis," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 54, no. 7S1, suppl. 1, 2015, Art. no. 07HC14.
- [6] S. Hirata, K. Yanamaka, and H. Hachiya, "Evaluation of position and velocity measurement for a moving object by pulse compression using ultrasound coded by preferred-pair M-sequences." in IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS). IEEE, 2017, pp. 1–4.
- [7] D. F. Albuquerque, J. M. N. Vieira, S. I. Lopes, T. Aguilera, and F. J. Alvarez, "Doppler resilient modulation in a CDMA-based acoustic local positioning system." in Intl. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navig. (IPIN). IEEE, 2016, pp. 1–8.
- [8] T. Ishii, Y. Yoshikawa, S. Izumi, and H. Kawaguchi, "Doppler shift compensation technique for ultrasonic DSSS ranging system." in IEEE Int. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC). IEEE, 2020.

第6章 結論

本論文では、超音波屋内高精度測位技術と実用化に関して詳述した。以下の各章で述べた内容をまとめる。

第1章 序論

本章では、衛星測位がデファクトスタンダードとして広く普及している屋外測位と対比して、精度が高くない多数の方式が混在する屋内測位の現状に対する疑問がきっかけとなり始まった本研究の背景として、測位の歴史を振り返った後、複数存在する屋内測位技術と近年動向を調べた。またこの背景を踏まえ、従来技術では未達である、移動体に対する cm 精度の測位システム実現を本研究の目的として定めた。

第2章 技術研究テーマ

本章では、前提として超音波 DSSS を選択した理由が消費電力と高精度測位にある点を述べた後、実用化に際して克服すべき2つの技術課題として、ドップラシフトと外れ値の問題を挙げ、これらを研究テーマとして取り組む旨を説明した。

第3章 ドップラ補正技術

本章では、本研究の課題の一つ目である、超音波 DSSS による移動体測定の際に問題となる受信信号に生じるドップラ効果の補正方式の提案と評価を行った。

評価は、実機実験とシミュレーションを行い、実験では 128bit、3 波数/bit の DSSS 符号を用い、最大加速度 9.8 m/s^2 、最大速度 2 m/s で 0.1 m から 1.6 m の範囲を往復運動するターゲットに対し、標準偏差 5 mm 未満で測定できることを確認した。またシミュレーションでは、 4 m から 6 m の範囲で、加速度 30 m/s^2 、速度 5.5 m/s で往復運動するターゲットに追従できることを確認した。従来の先行研究における超音波 DSSS の評価では、人間のおよその歩行に相当する 1 m/s を越える速度の移動体に対する評価結果を示したものは筆者の知る限りなく、本章で示したこれらの特性は、ドローン、ペット、屋内スポーツ等、急速に動く移動体に対する将来の屋内測位システムの実用例において好適である。

第4章 三角形制約を用いたミリメートル精度超音波 DSSS 測位技術

本章では本研究課題の二つ目として、3次元測位結果に生じる外れ値を検知/抑制し測位精度を向上する技術として、1つの送信点と2つの隣接する受信点が三角形の頂点を形成するという制約を考慮する方式の提案/評価を行った。複数の測位超音波信号を同時に送信する DSSS-CDMA の3次元超音波測位システムにおいて、3つの超音波 MEMS マイクを用いて先の制約条件を適用することで、並列干渉除去 (PIC) 等の信号補正処理を用いることなく、外れ値の発生がない、誤差の標準偏差 1.21 mm 未満の実験結果を得た。本提案手法は、精度、ロバスト性、構成の簡易さの面に優れており、自律制御のドローン/ロボット、ペットや屋内スポーツの動作解析その他で 1 cm 以下の高精度検知が要求される将来の屋内測位システムへの応用に好適である。

なお、第3章で述べたドップラ補正技術は動体に対する1次元測距精度についての、また第4章で述べた三角形制約による測位精度向上技術は3次元測位精度についての、性能向上を図るそれ

ぞれ独立な技術である。実用化段階ではこの両者を同時に適用することでそれぞれの効果が相まって、動体に対する3次元測位精度がより一層改善されることが期待されるものである。

第5章 実用化検討

本章では、技術戦略と事業戦略について述べた。技術戦略ではコア技術開発に続き、事業上の概念検証（Proof of Concept、以下 PoC）を目的とするプロトタイプ開発の説明と、技術ロードマップの提示をした。

事業戦略では、最初に事業コンセプトについて述べ、これを具現化する提供製品、ターゲット市場例の想定に続き、最後に取り巻く市場状況に関する外部環境分析、内部環境分析を行い、将来事業化を進めていく上で課題も含め、考慮すべき点に関する検討を加えた。

以上、本論文では超音波屋内高精度測位技術に関し、測位の歴史を紐解くところから始め、屋内測位において従来技術の限界・課題を把握した上で研究目的を定め（第1章）、何を前提としてどのような技術課題に取り組むかの研究テーマ設定を行い（第2章）、従来課題の技術的解決手法に関する研究報告を行った（第3、4章）。また最後に、本技術をどのような分野で実用化してイノベーションの実現につなげるのか（第5章）、に関して検討を加えた。

今後、実用化に至る過程では、技術面、事業面いずれにおいても新たな課題が発生し、対応を迫られる状況が起こりうることを想定せねばならないが、今回の検討が今後の難局を乗り越える上での礎とならんことを願い、本論文の結びとする。

謝辞

本研究の遂行にあたり多くの皆様方のご協力を賜りました。指導教官の神戸大学大学院科学技術イノベーション研究科 川口博教授には、研究室に所属する機会を賜った後、今日に至るまで一貫したご指導とご助言を賜りました。心から感謝の意を表します。

本研究における実験・シミュレーションの実施に際し、豊富な知識に基づく様々なご助言と共に都度有益な議論にご参加頂きました和泉慎太郎准教授に心から感謝致します。

イノベーション・ストラテジー研究成果書の作成にあたり、主に事業戦略、財務戦略面でご指導、ご助言を頂きました神戸大学大学院科学技術イノベーション研究科 山本一彦教授、福家信洋准教授、および前特命教授の幸田徹氏に深く感謝いたします。

また研究室の若き同門の皆様とは日々のミーティング、議論を通じ大変貴重な時間を過ごすことができました。とりわけ学会論文の共著者として研究にご協力頂いた、吉川裕木子氏、安田祐人氏、佐藤駿氏には深く感謝致します。

最後に、学位取得に際し、これまで見守ってくれた友人と家族に心から感謝致します。

参考文献

- Christensen, C. M. (1997) *The innovator's dilemma: when new technologies cause great firms to fail*. Harvard Business Press. (伊豆原弓訳 『イノベーションのジレンマ増補改訂版』 翔泳社, 2001 年.)
- Christensen, C. M., & Raynor, M. E. (2003) *The innovators solution: Creating and sustaining successful growth*. Harvard Business Press. (櫻井祐子訳 『イノベーションへの解』 翔泳社, 2003 年.)
- 長内厚・榊原清則 (2012) 『アフターマーケット戦略』 白桃書房.
- 小川紘一 (2014) 『オープン & クローズ戦略 日本企業再興の条件』 翔泳社.
- 小川進 (2013) 『ユーザーイノベーション 消費者から始まるものづくりの未来』 東洋経済新報社.
- 楠木建 (2010) 『ストーリーとしての競争戦略』 東洋経済新報社.
- 藤井義巳 (2017) 『ソフトウェア無線(SDR)技術の最新動向と将来展望』 東京大学ものづくり経営研究センター, ITU ジャーナル Vol.47 No.11, 2017 年 11 月.
- 丸島儀一 (2011) 『知的財産戦略』 ダイヤモンド社.

参考資料(インターネット)

- 『みちびき(準天頂衛星システム)』 内閣府, <https://qzss.go.jp/index.html>, (参照 2020.4.10).
- 『地理空間情報活用推進基本計画』 内閣官房, https://www.cas.go.jp/jp/seisaku/sokuitiri/290324/170324_masterplan.pdf, (参照 2020.4.19).
- 『ナビゲーションの歴史』 浅井輝明, http://asait.world.coocan.jp/kuiper_belt/navigation/navigation.htm, (参照 2020.5.25).
- History of longitude* WIKIPEDIA, https://en.wikipedia.org/wiki/History_of_longitude, (参照 2020.5.25).
- Marine chronometer* WIKIPEDIA, https://en.wikipedia.org/wiki/Marine_chronometer, (参照 2020.5.25).
- 『各国の測位衛星』 内閣府, <https://qzss.go.jp/technical/satellites/index.html>, (参照 2020.6.9).
- Moore's law* WIKIPEDIA, https://en.wikipedia.org/wiki/Moore%27s_law, (参照 2020.6.15).
- Pozyx 社 web サイト <https://www.pozyx.io/>, (参照 2021.10.14).
-

神戸大学博士論文「超音波屋内高精度測位技術とその実用化に関する研究」 全 65 頁

提 出 日 2022年7月25日

本博士論文が神戸大学機関リポジトリ Kernel にて掲載される場合、掲載登録日(公開日)はリポジトリの該当ページ上に掲載されます。

◎石井 徹

本論文の内容の一部あるいは全部を無断で複製・転載・翻訳することを禁じます。