

TUMSAT-OACIS Repository - Tokyo

University of Marine Science and Technology

(東京海洋大学)

海中ロボットの自動運制御のための音響測位システムの開発

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2014-07-04 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 高, 秀晶 メールアドレス: 所属:
URL	https://oacis.repo.nii.ac.jp/records/1013

博士学位論文

海中ロボットの自動運動制御のための
音響測位システムの開発

平成 25 年度
(2014 年 3 月)

東京海洋大学大学院
海洋科学技術研究科
応用環境システム学専攻

学籍番号：1162013

氏 名：高 秀晶

指導教官：章 ふえいふえい

目 次

第1章 序論	1
第2章 海洋問題と対応技術の現状	3
2.1 研究背景	3
2.1.1 注目の海洋問題	3
2.1.2 水中探査機	4
2.1.3 海中音響の基礎概説	6
2.2 水中測位技術の現状	7
2.2.1 LBL (Long Base Line) 方式	8
2.2.2 SBL (Short Base Line) 方式	9
2.2.3 SSBL (Super Short Base Line) 方式	9
2.2.4 慣性航法	10
2.3 研究目的	12
2.4 まとめ	14
第3章 測位の基本原理と測距方式	15
3.1 基本原理	15
3.1.1 音の伝搬減衰	15
3.1.2 発散減衰 (Diffusion Loss : DL)	16
3.1.3 吸収減衰 (Absorption Loss : AL)	17
3.1.4 伝搬距離の計算式	21
3.2 測距システム	22
3.2.1 測距システムの構成	22
3.2.2 通信信号	25
3.2.3 受信電圧の求め方	28
3.3 測距方式	29
3.3.1 直接波による測距方式 (D_SPL)	29
3.3.2 混合波による測距方式 (M_SPL)	31
3.4 検証実験	42
3.4.1 実験使用機器	42
3.4.2 実験内容・方法	46
3.4.3 実験結果	53
3.5 まとめ	58

第4章 センサーネットワークによる水中測位	60
4. 1 測位システム	60
4. 1. 1 システムの概念図及び構成	60
4. 1. 2 センサーネットワーク	62
4. 2 位置推定アルゴリズム	63
4. 3 センサーネットワークによる測定の利点	73
4. 4 まとめ	76
第5章 プロトタイプシステムの設計と製作	78
5. 1 システム構成の概説	78
5. 2 送信ユニット	79
5. 2. 1 信号発生器	80
5. 2. 2 トーンバースト発生のスウィッチング回路	87
5. 2. 3 パワーアンプ	90
5. 2. 4 送信ユニットの検証実験	93
5. 3 受信ユニット	97
5. 3. 1 プリアンプ	98
5. 3. 2 フィルタ	100
5. 3. 3 GPS 受信装置と CPU	103
5. 4 まとめ	104
第6章 結論	107
6. 1 本論文のまとめ	107
6. 2 今後の課題と将来の展開	109
謝 辞	111
参考文献	112
付録	115
A : Matlab による混合波のシミュレーション	115
B : Matlab によるデータの後処理プログラム (D_SPL)	120
C : Matlab によるデータの後処理プログラム (M_SPL)	124
D : プロトタイプシステムの製作設計図	127
E : 送信装置のデジタル化についての検討	130

第1章 序論

人類の将来を担う糧として海洋が注目され、海洋資源の発掘、海洋利用の促進等のさまざまなニーズに対応する技術の開発が望まれている。特に近年、海洋研究におけるロボットの利用が注目され、水中無人探査のための遠隔操作型ロボット(Remotely Operated Vehicle : ROV)や自律型ロボット(Autonomous Underwater Vehicle : AUV)をはじめに、さまざまな海中ロボットの利用が進んでいる。その効率的な利用のため、正確な位置測定が大きな課題のひとつになっている。ROVでは、位置情報を正確に知ることが探査の精度には不可欠であり、AUVでは位置を常に正確把握することが、完全自律化の鍵である。つまり、海中ロボットの自動運動制御には、実時間で高精度な測定システムが不可欠である。しかし、現存システムではその要件を満たすものがない。このため、本研究では、海中ロボット自動運動制御のための新しい測位システムの開発を目的として、音の伝搬減衰を利用した距離測定とセンサーネットワークを組み合わせることを考え、その可能性を検証した。本論文では、その開発について論ずる。

第1章では、研究の全体概要について述べ、第2章では、本研究の開発背景として、海洋に関する問題、海中探査機及び水中測位技術の発展や現状について概説するとともに、本研究の目的と開発システムの概要および目指す性能について記述する。

第3章では、本システムの基本原理とその検証について説明する。本システムは従来の伝搬時間差または位相差を計測する手法と異なり、キャリブレーションはもとより事前の手間のかかる準備工事も要しない測定方式である。本システムでは、機器構成の簡素化のため、敢えて、受信信号の振幅変化のみによる距離計測というシンプルな原理を用いた。また、その方式について、基本原理から従来の単一周波数における直接波の抽出による測定方式(D_SPL)の測定精度及び測定範囲が限られる問題を認識したうえ、複数周波数における混合波の抽出による測定方式(M_SPL)方式を提案し、その計測手法及び検証実験について述べる。

第4章では、距離測定方式の確立を踏まえ、位置推定方式としてのセンサーネットワークの構築について記述する。従来の海底ステーションの設置または母船等の船底送受信器の設置と異なり、無線通信機能を含んだ受信装置及び随時ブイの位置を測定するためのGPS装置を搭載した受信子局としての海面係留ブイを多数設置し、それぞれを無線LANによるネットワークの子局(計測ノード)とする。こうして構築されたセンサーネットワークにより、原理のシンプルさの欠点が補償されるとともに、センサーネットワークによる計測メリットを記述する。また、本システムは安価であることから、センサーネットワークの計測ノード数を増やすことができ、測定範囲の拡大すなわち、ロボットの広範囲での運用が可能となる。また、提案するセンサーネットワークによる二つの位置推定手法及びそれに対するアルゴリズムについて記述する。

第5章では、実用化にむけて行った小型のプロトタイプシステム的设计製作について記述する。このシステムでは提案したM_SPL距離測定方式の独創性に対応して、既成のない小型な送・受信装置をメインに設計した。それはデジタル回路とアナログ回路を結合し、単一周波数波発信から複数周波数波同時発信まで、十分なパワーで出力できる発信装置と、CPUを中心に、

フィルタ・プリアンプから構成される受信装置及びGPS受信装置を搭載した受信子局から成る。信号の送受信処理のロジックコントロールはCPUにより自動的に行われる。また、このCPUは、距離を計算し、無線通信機能によって、情報をセンター局に送る。センター局では、各受信子局からのデータを基に海中ロボットの位置を推定する。また、プロトタイプシステムによる機能確認試験の結果について述べる。機能確認試験として、東京海洋大学曳航水槽における基本機能試験と、東京湾における海域試験を実施し、前者については、各装置の動作確認と測定精度、実時間性などの基本機能を、後者では、測定範囲、取り扱い易さ、保守性、位置の推定精度等を確認した。さらに、その情報は水中音響通信を通して海中ロボットへフィードバックすることについて検討する。

第6章では、本論文の結論を延べ、今後の課題や問題点あるいは将来の発展性等について考察し、論文をまとめる。

文末に謝辞や参考文献、付録を並べる。付録には使用した各計測機器の仕様、重要なアルゴリズムと計算プログラム及びプロトタイプシステム製作の設計回路図等を添付する。

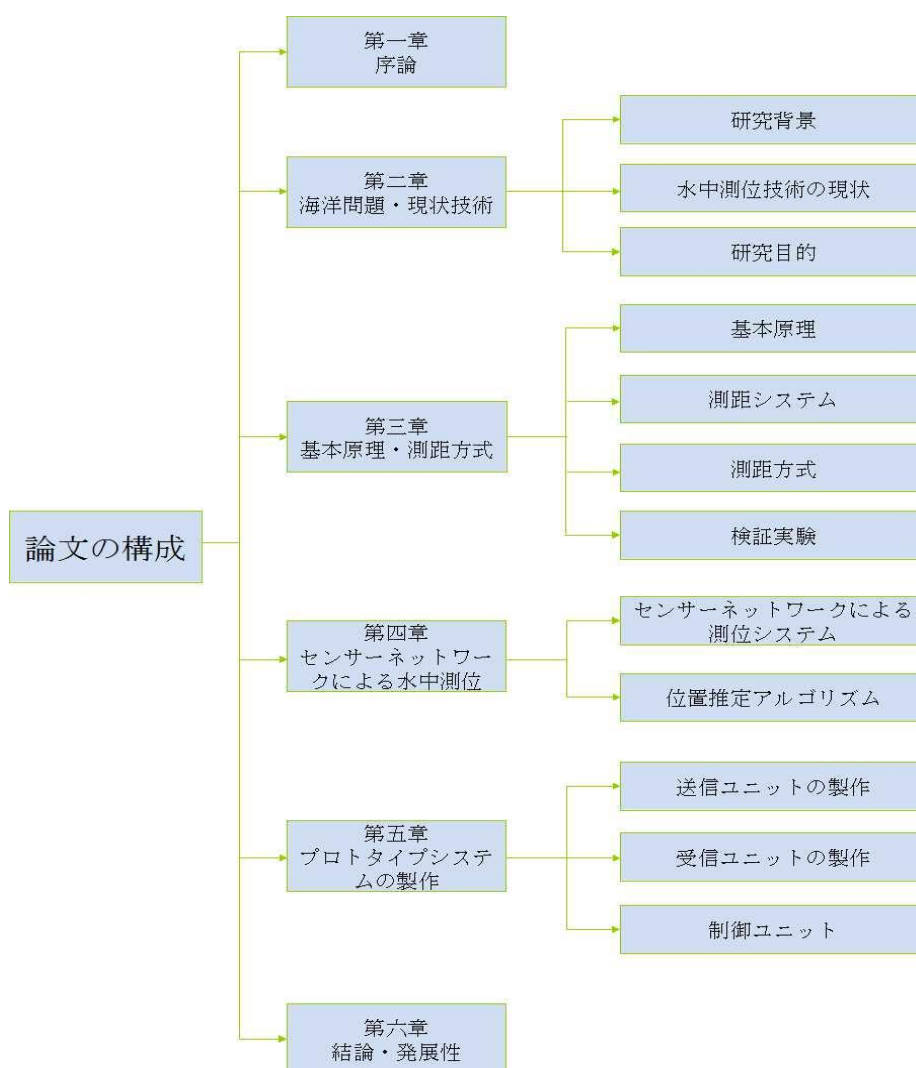


Fig. 1-1 論文構成のフローチャート

第2章 海洋問題と対応技術の現状

2.1 研究背景

本節では、本論文の研究目的に対する理解を深めるため、海洋に関連するいくつかの問題を挙げ、これらへの取り組みの中で、重要な役割を担う海中探査機についての概要と、それと併用されている水中測位の技術現状について述べ、本研究で設定した目標を示す。

2.1.1 注目の海洋問題

昨今、地球表面の七割を占める海洋において、環境観測、資源探査、国家安全保障などのニーズに求められる探査システムの開発が国家の基幹技術として社会的に認識されるようになった。この結果、海洋に関連する問題について、幅広く、さまざまな研究が進められるようになった。以下に、代表的ないくつかを挙げる。

まず、地球温暖化や海洋汚染といった海洋環境問題はすでに世界的な課題となっている。地球全体の気温の上昇に伴って海面上昇が起こるばかりか、既に上昇速度の増大も観測されている。主な原因は地球温暖化による海水の熱膨張、および陸上の氷床・氷河等の融解速度の増大と見られている^[2]。地球規模の気温上昇に伴い、海水温が上昇するとともに、エルニーニョ現象も起こる。それに、海底に低温度の淡水が流れ込むことにより、深層循環の停止とそれに伴う世界中の海流の変化が起こり、その結果、両極周辺の平均気温が下がり、高緯度地方と低緯度地方との温度差が大きくなることで、高緯度地方の積雪が増え氷河の増加に繋がる。深層循環は塩分濃度が主要因と考えられがちだが、大部分が風力と潮汐力によるものだということが明らかとなっている^[3]。しかし、塩分濃度も要因であることには変わりなく、氷河等の融解による深層循環の停止の可能性を否定したものではない。これらを解明するために、より正確な海洋観測が必要となる。

次に、大きな自然災害に関する問題である。2011年3月11日、日本の太平洋三陸沖を震源として大きな地震が発生した。東日本大震災で、東北から関東にかけての東日本一帯に甚大な被害をもたらした。この地震による日本国内の被害は、地震そのものによる被害に加えて津波・火災・液状化現象・福島第一原子力発電所事故・大規模停電など多岐に亘り、1都9県が災害救助法の適用を受けた。警察庁発表による死者及び届出があった行方不明者の数は合わせて約1万9千人で、津波被害を受けた東北地方の太平洋沿岸を中心に関東地方や北海道でも死傷者が出る事態となった^[4]。しかし、この地震では地震予知は成功せず、巨大地震の発生前に起こるとされているプレスリップ（前兆すべり）も観測されなかった。地震学界で確立されていると考えられていた地震の規模・発生域と発生間隔を予測する確率論的な「長期予知」においても、今回のように東北地方太平洋沖の広範囲が破壊してマグニチュード9.0に達するような巨大地震は予見されていなかった。このような大きな自然災害を防ぐため、海洋中の地震波の観測や海底の地殻変動の調査が重要である。

さらに、もうひとつ世界的に注目を集めているのは資源問題である。海底資源の種別は、一

一般的に (1) 海底石油・ガス (石油・天然ガス), (2) 熱水鉱床 (金・銀・銅・亜鉛・鉛), (3) ガスハイドレード (主にメタン), (4) マンガン団塊 (鉄・マンガン団塊, コバルト・リッチ・クラスト) に分けられている^[6]。陸上資源の減りつつある現在, 海洋中の資源発見, 埋蔵量調査及び資源開発は活発化している。

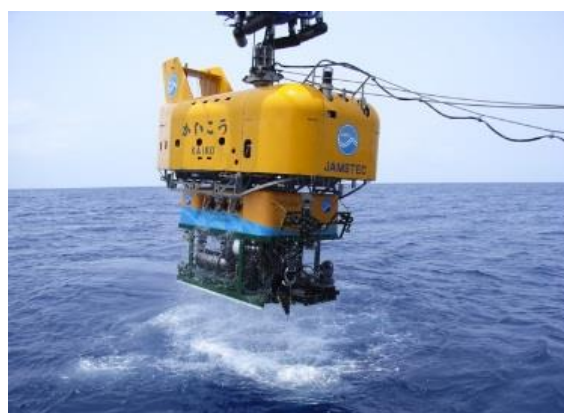
しかし, 海洋という特別な環境には, 人類は簡単にアクセスすることができない。より安全かつ迅速に進展させるために, 上述の問題への取り組みの中で, 有人, 無人の海中探査機が海洋調査・観測等の分野で重要な役割を担いつつある。

2.1.2 海中探査機

海中探査機に, 搭乗オペレータの有無により, 有人探査機 (Human Occupation Vehicle : HOV) と無人探査機 (Unmanned Underwater Vehicle : UUV) がある。また, 無人探査機はケーブルの有無によって, 有索式海中探査機と無索式自律型海中探査機 (Autonomous Underwater Vehicles : AUV) に分類される。有索式海中探査機は人間がリアルタイムで遠隔操縦するというもので, AUV は潜航前に仕事を予め指示しておき, 潜航後は自らの判断で航走するというものである。さらに, 有索式海中探査機は遠隔操作探査機 (Remotely Operated Vehicle : ROV) と非自航式探査機に分類される^{[6][7]}。Fig. 2-2-1 に現在運用中の日本の有人探査機及び ROV の例を示す。



有人探査機 (深海 6500)



ROV 「かいこう」

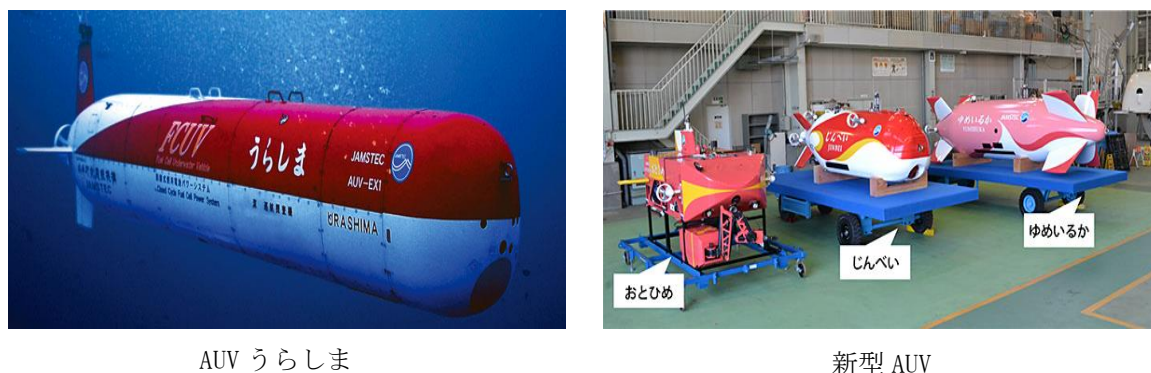
Fig. 2-1-1 海中探査機 (JAMSTEC ホームページより)

有人探査機は人間が乗り込んで作業現場に行き, 作業を行うというものである。有人探査機においては, その大きさはできるだけ小さくまとめることが必要となる。これは, 何か1単位の重量が増加するとそれを相殺する量の浮力材が必要となり, 重量が2単位の増加となる。さらに推進装置の馬力アップによる重量増加と, エネルギー源の容量増による重量増加, これらを支える骨組構造の大型化等も加わるという悪循環に落ちるからである。水深数千メートルで作業を行うため, 探査機は機構的に, 耐圧・均圧機構, 浮力機構, 動力機構, それに音響機構に分けられるが, それぞれにおいてこの悪循環に陥らないように十分な配慮しなければならない。

い^[1]。日本において、独立行政法人海洋研究開発機構（Japan Agency for Marine-Earth Science and Technology : JAMSTEC）が開発した「しんかい 6500」は、水中工事や資源調査などに役割を果たしている。しかしながら、乗船人員の安全保障はもとより、探査機位置の高精度な確認のために大きな時間やコストがかかるため、取扱いの簡便性、安全性、コストから、調査の多くは無人探査機によって行われるようになった。

人間が直接乗り込むのではなく、ケーブルを伸ばして母船上まで引き、そこからほぼリアルタイムで遠隔操縦するのが ROV である。ROV は電力供給のケーブルと信号転送の光ファイバーを有している。電力が母船からケーブルを通して供給されるため、母船上の操縦者が交代することにより、昼夜続行で連続作業ができる。上図に示す JAMSTEC の「かいこう 7000」のように 2 段式とすることで、ケーブルの干渉をある程度防ぎ、正確な調査ができるものもある。ある一定範囲の調査エリアで詳細な調査や観測機器の展開、回収あるいは試料の収集などを行う場合、現状では ROV を用いることが一般的である。しかしながら、ケーブルによって動きが制限されたり、海象の悪いときには母船の動揺に影響を受けたりする。また、ケーブルが切断しやすく、調査が途中で終了してしまう可能性が高いことと、ケーブルに制限されることで、自由自在に調査できないことが現状の弱点であると考えられる。

近年発展が目覚ましい AUV とは、母船と繋がらず、人間の頭脳に当たる部分を人工知能に変えたものである。Fig. 2-1-2 の左図は JAMSTEC が開発した科学調査用 AUV の代表例「うらしま」であり、航走試験では世界記録の 317km の自律航走を達成した。右図は JAMSTEC が開発している次世代の新型 AUV の例である。



AUV うらしま

新型 AUV

Fig. 2-1-2 自律型海中探査機（JAMSTEC ホームページより）

AUV は基本的にエネルギー源を自装して、機体に内蔵したコンピュータに予めプログラムされたシナリオに従って、自ら状況を判断し、決定し、ミッションを遂行する。つまり、自律とは、実際に人工知能を持ち、周囲環境や状況に合わせて自ら判断を行いながら、行動を決定するという機能を指すが、これは理想な形態と考えられ、現状ではそこまで至っていないと思われる。一方、AUV は、ケーブル等にまったく制限されず自由に航走できる上、高い運動の安定性を持つ。そのメリットから、AUV は海底から比較的低い高度で数 knot のスピードで航走することできるため、広い範囲において詳細海底地形に関する良質なデータを取得することができる。AUV の本格的技術開発は世界中の多くの大学や研究機構で実施されている。目的によって、

比較的狭い範囲を丹念に調査する形式と海底ケーブル等の目標に沿って航走する形式、そして長距離を航走する形式等に分類される。人工知能の能力向上は今後力を入れて推進しなければならない課題であるが、それと別に航走上の機能として、長時間のためのエネルギー源の問題及び、長時間潜航に伴う位置精度の確保という問題の解決に向けての技術開発が現在活発的に進められている^{[1][8]}。

2.1.3 海中音響の基礎概説

空中の無線信号通信・計測等は電波や光によって行うのが一般的であるが、海中では電波や光は伝搬減衰が大きいので、通信・計測・観測等に使用するのが困難である。一方、音波の波長は電磁波に比べれば、格段的に短いですが、海中で遠くにエネルギーを転送するうえで、音波は唯一の、最も効率的な手段である。Fig. 2-1-3 に海中での音波と電波、光の減衰の比較を示す。

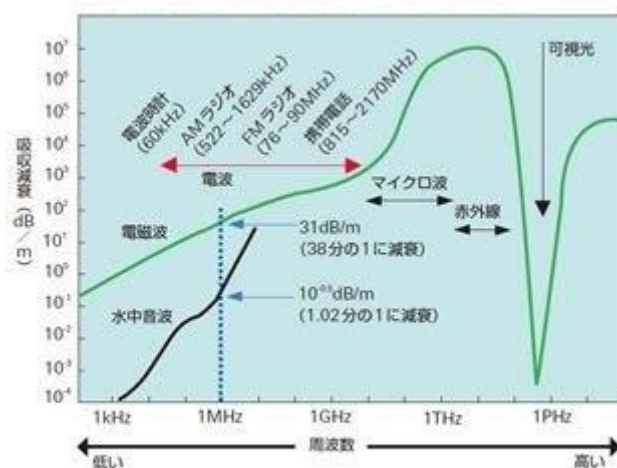


Fig. 2-1-3 海中における音波・電波・光の減衰^[1]

海中において、音波の使用周波数単位は kHz～MHz である、その区間内における Fig. 2-1-3 より、電磁波の減衰は音波の減衰よりはるかに大きいことを示す。1MHz の音波と電波を比べると、電波減衰量は 31dB/m であり、つまり、1m 進むごとに振幅が約 1/38 に弱くなる。一方、音波減衰ではわずか 0.32dB/m であり、つまり、1m 進むごとに振幅約 1/1.04 しか弱まらない。電波はごく低周波数以外は海水中で著しく減衰するが、例外的に可視光領域で電磁波の減衰は非常に小さくなる。しかし、この領域は海水中の懸濁物による散乱が大きいので、安定した伝搬が確保できないという問題がある。一般的に、可視光が透過する距離は数十 m と言われている。マリンスノーが多い海域や泥等が巻き上がっている海底付近等では視界が悪くなるということからも理解できる。

海洋音響で利用する周波数帯域は用途によって様々である。使用される超音波の周波数は通常、数 kHz-数十 kHz であり、周波数が高くなるほど分解能が良くなるが、海水によるエネルギーの減衰が大きくなり遠距離まで届かない。一方、周波数が低いほど減衰が少なく遠距離まで届くが、測定精度が低下するという特徴をもち、通常複数の周波数を状況に応じて使い分けて

いる。Fig. 2-1-4 は主な水中音響機器において一般的な利用周波数帯域を示す。

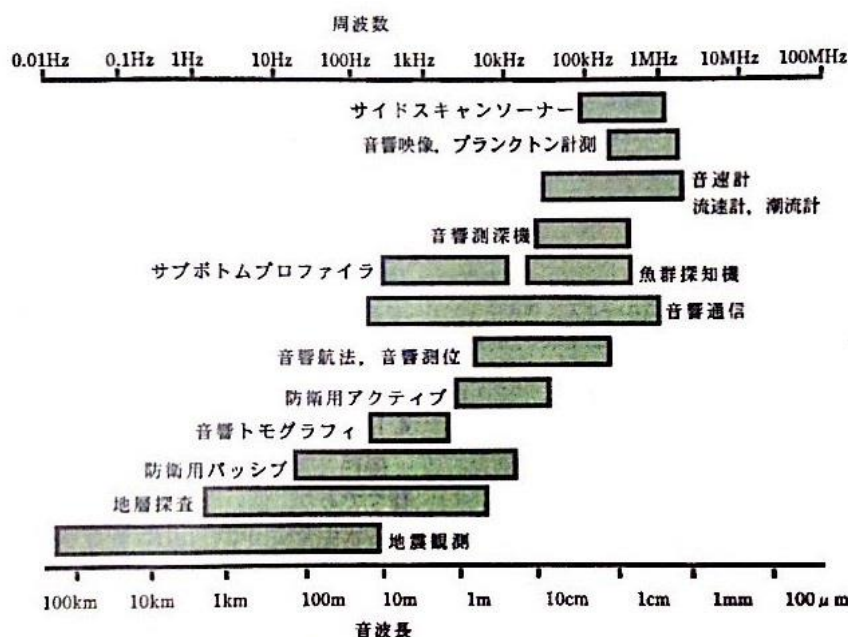


Fig. 2-1-4 海中の音響周波数帯域及び用途^[1]

地震観測・地層探査等のための水中音検出では0.1Hz程度の低い周波数が使われている一方、高周波数ではMHz帯が音速計等に用いられるなど、広い範囲で、様々な周波数が利用される。海水は音波の振動をその粘性により熱に変えることによって減衰させる性質がある。これを吸収損失といい、その損失量は周波数により異なっている。音響航法・音響測位における利用周波数帯域は100Hz～1MHzである。本研究では取り扱う周波数帯域は、測定範囲を考慮して、主に1kHz～50kHzとした。

2. 2 水中測位技術の現状

前節の記述のように、AUVにおいて位置精度の確保は長時間航走の場合に大きな問題になる。つまり、AUVにとっては、常に高精度の位置測定のできる事が完全自律化の鍵である。地上や空中の位置計測では、GPS (Global Positioning System) によって行うことが普及しているが、電波の特性によって、海中での使用が困難であるため、現在水中での位置測定は、音波を用いた測位方式が用いられている。基本的な原理はGPSと同様に、基準点を設置することにより、位置計測を行うことである。基準点の設置と計測方法によって、主に長基線 LBL (Long Base Line)、短基線 SBL (Short Base Line) と超短基線 SSBL (Super Short Base Line) の三つの方式がある。一方、移動体が慣性空間において加速度を受けると、その移動体上の物体には反作用力が生ずる。この反作用力の測定から加速度ベクトルが求められる。さらに、加速度を時間的に二回積分して、移動体の位置を求める慣性航法 (INS) 方式もある。本節では、それぞれの原理、測定手法及び長短所について記述する。

2.2.1 LBL (Long Base Line) 方式

LBL 方式は Fig. 2-2-1 に示すように、海底にあらかじめ三つ以上のステーション（トランスポンダ）を基準点として設置されている。

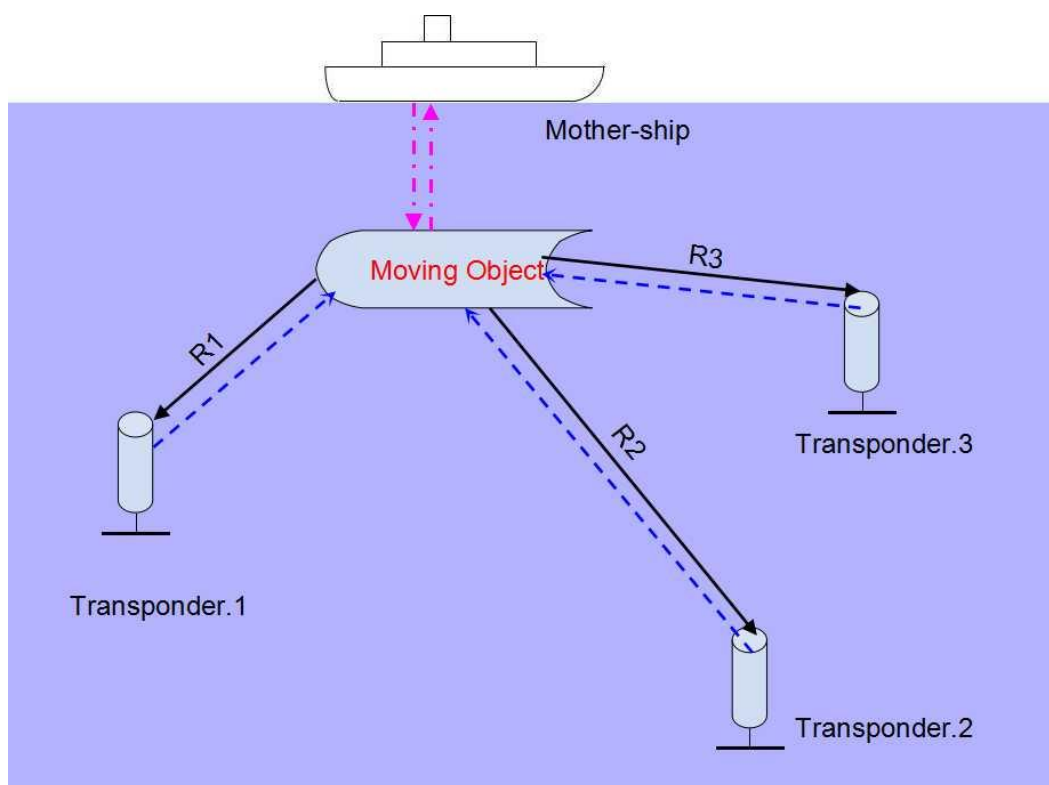


Fig. 2-2-1 海中音響測位 LBL 方式

トランスポンダが被測体 (Moving Object) から質問信号を受信し、また応答信号を被測体（もしくは母船）へ送信する。この結果、被測体から各トランスポンダまでの音響伝搬往復時間 (t_i) が測定できることから、この間の距離は下記の式(2.2.1)より求められる。

$$R_i = C \times \left(\frac{t_i}{2}\right) \quad (2.2.1)$$

そして、あらかじめ設置された各トランスポンダの位置が既知であるので、多辺計量法に基づいて被測体の位置を推定する。さらに、場合によってデータをコントロール局もしくは母船へ送信し、分析される。

LBL 方式では、三局以上の相互通信のため、測定精度は一定レベルに安定しているが、SNR に依存する時間計測、海中不安定環境による音速変化及び被測体に入力する各トランスポンダの位置誤差等の誤差要因が存在する。このため、トランスポンダ位置のキャリブレーションが必要で、それでも、長時間経過後位置変化によって確度が下がる。また、時間差を精密に検出するために、各トランスポンダには潜水船や母船の時計とシンクロしている原子時計が組み込まれている。この結果、システムは高価なものとなり、かつ海底設置・撤収工事も手間のかかる

ものとなる。また、往復時間差を計測するため、信号処理のコンピューティングが煩雑になる。

2.2.2 SBL (Short Base Line) 方式

SBL 方式は、一般に被测体と海底に設置されたひとつのステーション（トランスポンダ）との相互位置を測定するために、用いられる。Fig. 2-2-2 に示すように、被测体の船底に 3 個以上の受信器と 1 個の送信器を設置し、送信器から海底に設置されたトランスポンダへの信号と、トランスポンダから受信器への信号との往復時間を測定して得られた距離からトランスポンダとの相対位置を算出するというシステムである。距離 R_i の基本計算原理は LBL 方式と同様に、信号の伝搬往復時間及び水中音速によるものである。

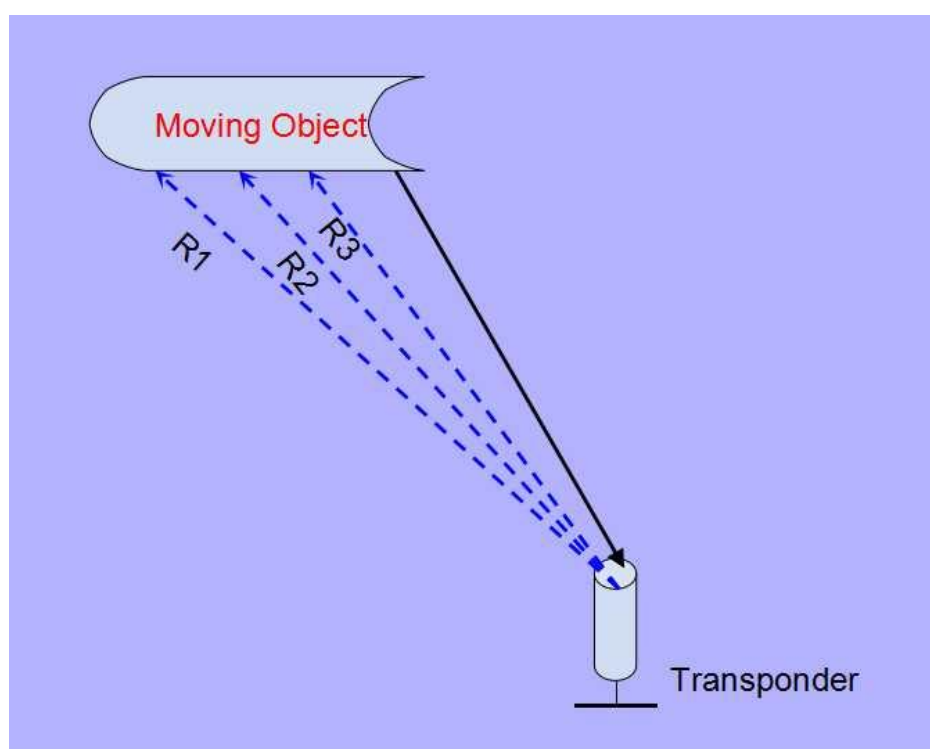


Fig. 2-2-2 海中音響測位 SBL 方式

SBL 方式は海底に設置するトランスポンダ数が一個でよく、また事前の位置キャリブレーションも手間取らないので、運用は LBL 方式に比較して簡単になる。しかし、短いベースラインで測位するため、距離が大きくなったり、水深が深くなったりすると、それに比例して誤差が増える。つまり、受信器間の距離が制限されるため、被测体が遠くなるほど、測定精度が悪くなる。

2.2.3 SSBL (Super Short Base Line) 方式

SSBL 方式は、USBL (Ultra Short Base Line) とも呼ばれる方式である。LBL 方式、SBL 方式と異なり、往復の伝搬時間を用いるのではなく、音波の波長と同程度の非常に短い間隔で設置さ

れた受信器アレイを用いて、音波の到来角度を受信器間の位相差として計測し、各受信器で受信した信号の時間差から求められる距離と組み合わせて、位置を計測する方法である。Fig. 2-2-3 に SSBL 方式の概念図を示す。

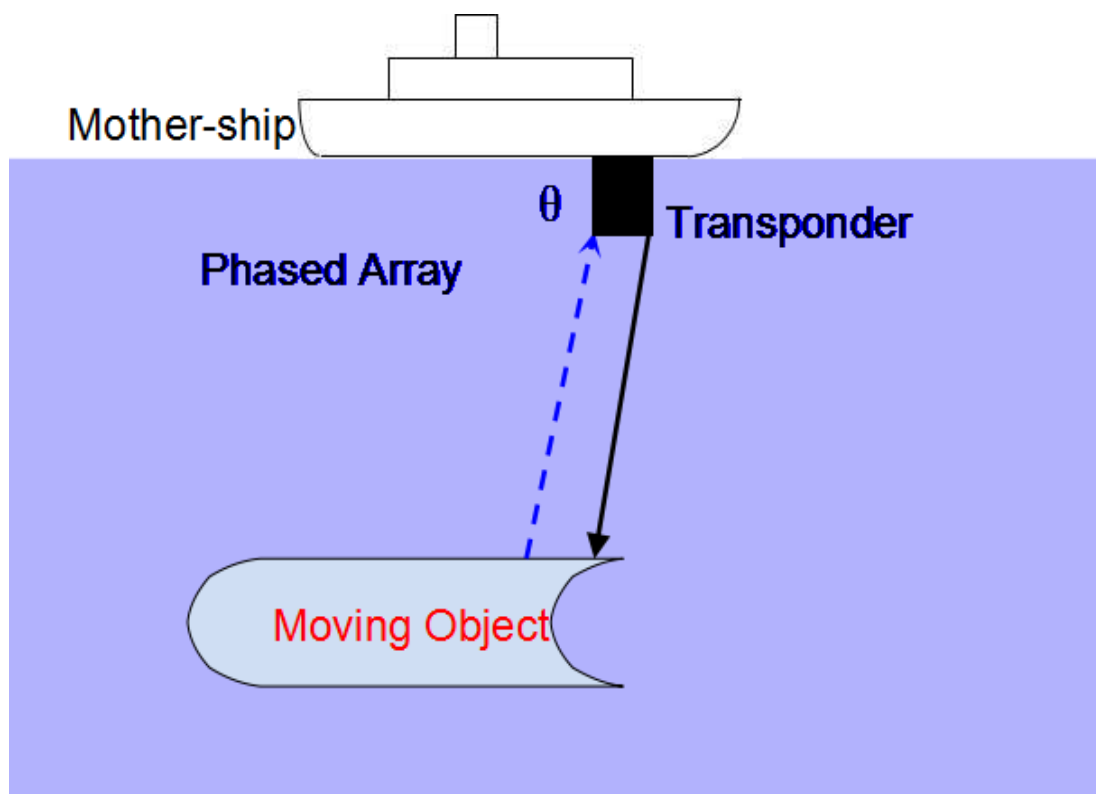


Fig. 2-2-3 海中音響測位 SSBL 方式

SSBL 方式は、信号の時間差のかわりに位相差を検出して、被測体の位置を推定する。そのために、計測精度の維持は難しくなる。そこで、受信器がコンパクトに 1 か所に装備できるというメリットを生かして、受信器内の素子数を増やして多くのデータの平均をとることによって、測定精度の維持を図っている。SSBL 方式は SBL 方式より実装上さらに容易に測定可能となるため、最近は多用されているが、送信指令（母船）→送信（被測体）→受信（母船）の手順のために、信号処理のコンピューティング時間が要される。遅延時間が長くなる。

2.2.4 慣性航法

慣性航法（Inertial Navigation System: INS）は被測体が慣性空間において加速度を受けると、その移動体上の物体には反作用力が生ずる。この反作用力の測定から加速度が求められる。別の方法で加速度の方向を知ることができれば、被測体にかかる加速度ベクトルが計測できる。この加速度を時間的に二回積分して、被測体の移動した距離を求めるという方式である。初期位置を入力すれば、移動し始めても自機の位置と速度を常に計算し、リアルタイムで把握できるという特徴がある。現在では、AUV に必ず搭載されるが、使用されるものはストラップ

ダイナ型と呼ばれる機体に固定する初代タイプであり，角速度計には光ファイバジャイロ（Fiber Optical Gyro : FOG）やリングレーザジャイロ（Ring Laser Gyro : RLG）等の光学ジャイロが利用されている．Fig. 2-2-4 は慣性航法装置の概念図である^[8]．

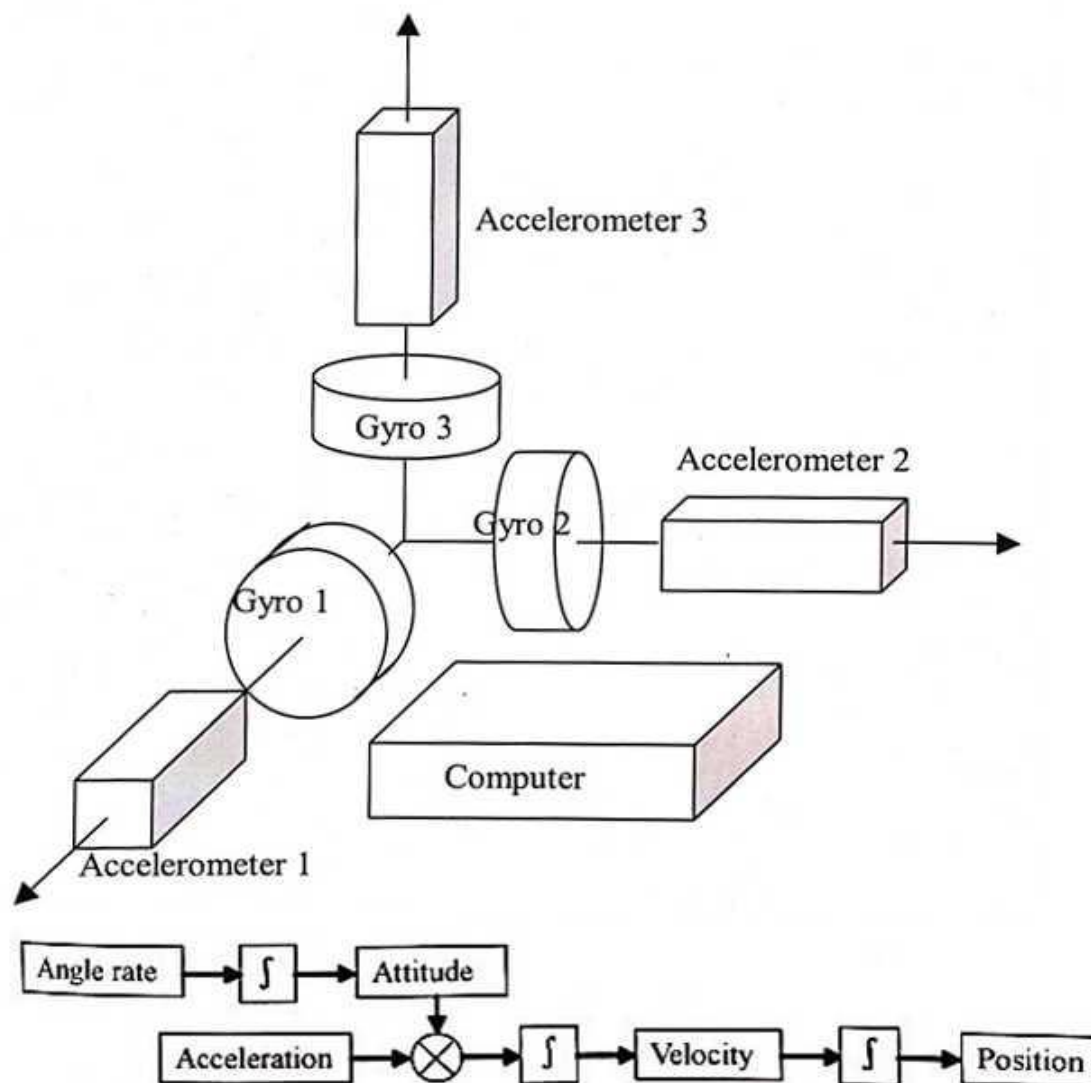


Fig. 2-2-4 慣性航法（INS）方式^[8]

慣性航法は加速度の二回積分による位置を測定するため，加速度計の誤差の積み重ねやジャイロ等センサーの設置誤差により，時間とともに増大していくドリフト誤差の存在が大きな問題となっている．現在，世界的に AUV に使用されるものでは，IXSEA 社や KEAFOTT 社のものが多く，純慣性時のドリフト誤差は 0.6nm/hour とされている．INS は重力やコリオリ力の影響を受け，ドリフト誤差は Shuler 周期と呼ばれる 84 分周期での振動を繰り返しながら増大する^[16]．つまり，1 時間で約 1 km のドリフト誤差が生じるといわれる．そのため，INS は固定座標系における音響航法等の航法機器による補正を加えて使用することが多い．

Table. 2-2-1 水中測位現状技術の特性比較

	精度	広域性	コスト	簡便性	耐障害物	実時間測定
LBL	◎	△	△	△	△	×
SBL	○	△	○	○	○	×
SSBL	○	△	△	△	○	×
慣性航法	△	○	△	○	○	△

現在使用されている音響測位と慣性航法の測位特性の比較は Table. 2-2-1 に示した。慣性航法は広域性、コストの安価性、キャリブレーションの簡便性、周囲の物理環境や障害物環境に影響されない耐環境性が良い一方、ドリフト誤差が航走時間と共に積み重なるという短所がある。そのため、長時間航走において音響航法や GPS 信号航法による誤差修正が必要となる。音響測位は音の伝搬時間を用いる LBL 方式、音の到達位相差を用いる SSBL 方式及び二方法の中心的な特徴を有する SBL 方式に分けられる。これらの方式ともに、基準局座標系の下で海中ロボットの固定座標を測定するという共通点である。基線長の最も長い LBL 方式の測位精度が最もよいが、コストや簡便性が悪いという短所が有る。また、音響測位技術三方式ともにリアルタイム測定が不可能であり、慣性航法は短時間でリアルタイム測位可能だが、長時間ではドリフト誤差によって測定も不可能となる。現状では、INS 装置を用いた AUV は随時に水面に浮上し、GPS による位置修正し、再び作業するのが多く用いられる。しかし、深海探査の場合には探査効率面及び運用コスト面を考えれば、このような方式は効率がさがり、AUV にも十分なエネルギー源が要される。

2. 3 研究目的

前節で述べたように、海洋研究における海中ロボット利用のニーズが高まりつつある。海中ロボットの効率的な利用のため、遠隔操縦型・自律型の如何を問わず、水中位置を正確に知ることが不可欠な要素となっている。特に、今後、海中探査機の主力となりつつある AUV に関して、完全に自律化になり、自動運動制御できるためには、リアルタイムで高精度の位置測定システムの開発が鍵である。しかし、トランスポンダ・原子時計・伴走母船等の利用による音響測位方式、慣性航法方式、またそれらの組み合わせによる従来方式は、測位精度が十分に向上したが、原理による時刻同期のための原子時計の使用等によって、システムが高価なり、まだ、伝搬の時間差もしくは位相差の計測に、双方向のアクティブソナー通信方式を用いるために、母船の伴走等により、システムが煩雑になり、処理コンピューティングに時間が要され、リアルタイムで測定ができない等の欠点がある。これは、これらの機器を使用する海底探査経費の高騰を招くとともに、機器の効率的な運用や緊急性が増えている長時間・広域調査の障害となり、より効果的な測位方式が求められている。

Fig. 2-3-1 に示すように、本論文で提案する測位手法は、時間差・位相差・加速度等の測定の困難な量に基づく従来法と異なり、より単純な原理を用いることで装置の簡略化を図り、原

理の欠点を多数の子局を配置し、子局相互のネットワークによって補償するというものである。

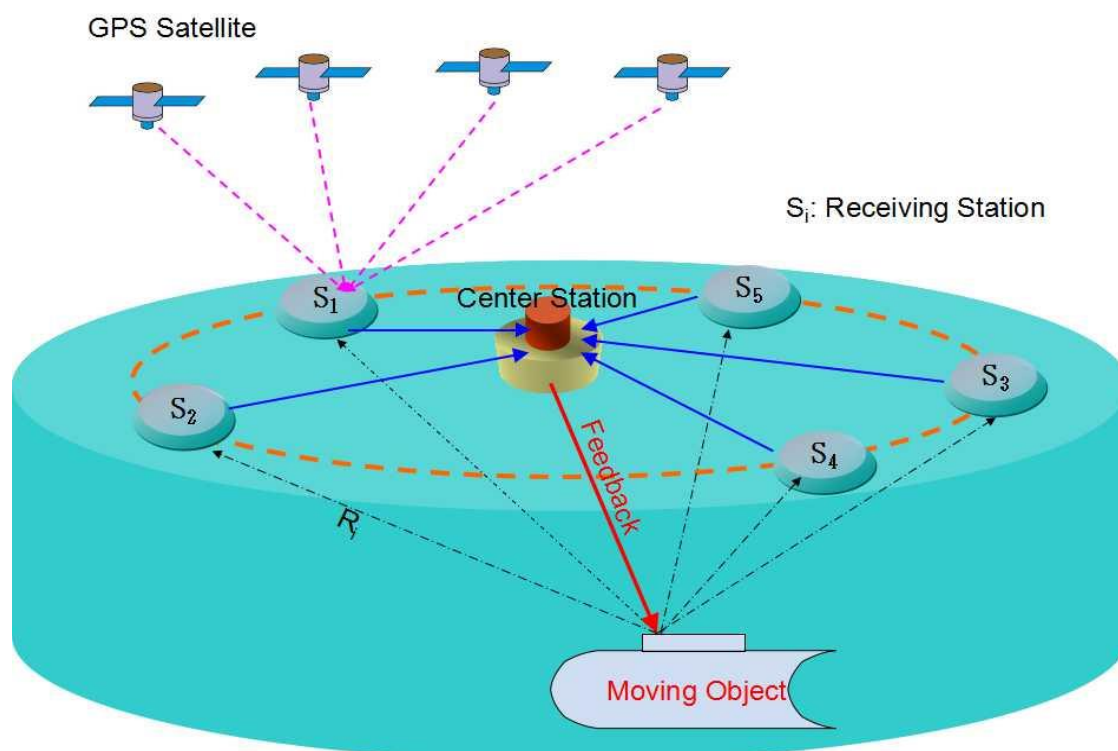


Fig. 2-3-1 センサーネットワークによる測位システム概念図

測定原理として、音圧減衰量が伝搬距離に依存することを利用した測距方式を提案し、通信はパッシブ方式によって行う。つまり、海中ロボットから信号を発信し、水面の受信局において信号を受け、有効な処理方法で受信電圧を求め、得られた伝搬減衰量から伝搬距離すなわちロボットと受信局の距離を計測する。測距方式として、単一周波数を用い、受信側から最初に到達した信号（直接波）の振幅を受信電圧として距離を計算するという方式が最も簡単であるが、海面と海底に挟まる特別な海洋環境では、マルチパス及び海面・海底から反射波による影響を受けるので、直接波を正確に抽出することが困難であり、測定精度や測定範囲が限られる。そこで、複数周波数の信号を用い、受信側では、複数周波数の直接波の後に到達した信号部分（混合波）を利用する距離計測方式を提案した。この方式によって、測定精度はもとより、測定範囲も拡大すなわち広域性もよくなる。また、海中ロボットの位置を計測するために、3つ以上の受信局（ブイ）を水面に係留する。海中ロボットに送信ユニットを装備し、一定の時間間隔で複数周波数の信号を送信する。ブイの上にはGPS装置・データ処理用のCPU・増幅器・フィルタ等の計測機器・ネットワーク用通信機器を搭載し、水面下は受信用トランスデューサを取り付ける。これらによって、音波信号を受信し、海中ロボットとの距離が推定できるとともに、ブイ自身の位置情報も得ることができる。

こうして得られた各子局（ブイ）の緯度・経度・トランスデューサ深度及び被測体までの距離をコントロール局に集約し、海中ロボットの緯度・経度及び深度を求める。3カ所の計測ノードは被測体の位置を決定する最小限の数であるが、実際には、水温・塩分濃度の違いなどに

より減衰係数が場所により異なるため、多くの受信局を設置し、それらのデータから最も確度の高い位置を推定する処理も必要となる。さらに、ネットワーク中のセンサーの有効利用によって耐障害物性がよくなり、センサーのノード数を増やせば、測定範囲も広がる。本システムでは、単純な原理を用いることから、単一方向のパッシブ通信方式による計測システムを構成できる。これによって、システムが簡素化になり、測定時間が短く、処理時間もより短縮されるので、位置情報を海中ロボットにフィードバックする通信時間による遅延のみを予測すれば、ほぼリアルタイムで計測が可能となることが期待できる。AUV に応用の場合、自身で設定した目標軌道上を運動することが求められる。そのためには、コントロール局においてリアルタイムで求めた位置情報を海中ロボットに伝送し、海中ロボットの運動制御系にフィードバックする必要がある。また、単一方向のパッシブ通信を用い、提案した距離測定方式によって、本システムはターゲットに送信装置を装備するのみで、どんな移動体でも使用可能である。つまり、汎用システムとしての具体化も期待される。

2.4 まとめ

本章では、海洋に関連する幅広い問題点によって、海中ロボットの利用されるニーズが高まったことから、海中ロボットにおける水中測位の重要性を示した。また、海中ロボットにおける現状測位技術を概説し、それぞれのメリットとデメリットを示した。これらの研究背景の下で、本研究の目的と開発システムの概要及び実現する目標について記述した。

システムは海中ロボットにおいて、高精度・広範囲はもとより、システムの簡素化のために、敢えて従来の音波伝搬の時間差もしくは位相差の計測と異なり、伝搬減衰量が伝搬距離に依存することという簡易な原理を用い、距離を測定する。距離測定方式は測定原理に応じる有効的な方式 (M_SPL 方式) を提案した。この方式から位置推定システムの展開例として、従来の母船伴走と異なり、海面の係留ブイに受信装置を設置し、多数の係留ブイによるセンサーネットワークを構築する。このように、簡易な原理を用いた距離測定とセンサーネットワークによる位置推定というシステムを提案した。このシステムにおいて、下記の性能の実現が期待される。

- ① 簡易な原理を用いるために、信号処理のプログラムが簡易になり、コンピューティングも簡便になる。この結果、位置推定時間が短縮され、海中ロボットにフィードバックする通信時間による遅延のみを予測すれば、ほぼリアルタイムで計測が可能となる。また、簡易な原理からシステムのハードウェア構成も、より小型化・軽量化・安価という簡素化が実現できる。
- ② センサーネットワークの構築による位置推定であるために、その利用により測定範囲・測定精度・耐障害物性能も向上する。また、母船伴走の必要もない。
- ③ 簡易な原理からパッシブ通信方式で計測可能である。つまり、ターゲットに送信装置を装備し、ターゲットから一方的に信号を発信し、海面係留ブイがその受信信号さえ受信できれば、計測が可能となる。また、このシステムでは、受信装置が同じであるために、ターゲットに送信装置を装備するのみで、どんな移動体でも使用可能である。このことからシステムの汎用化に実現されることも期待される。

第3章 測位の基本原理と測距方式

本章では、提案する測位システムの基本原理とそれに基づく距離測定方式について論ずる。まず、基本原理として、音の伝搬減衰 (Sound Propagation Loss: SPL) 量が伝搬距離 (Propagation Distance) に依存することについて、二者の関係を説明する。次に、これを用いた計測システムの構成を紹介し、計算方法を述べる。それから、距離計測方式の考察・検証・確立について記述する。

3.1 基本原理

本節では、音の伝搬減衰の概要を説明し、数学モデルより、伝搬距離との関係式を導く。また、伝搬減衰を正確に計測するためのいくつかの重要な要素について検討、考察する。

3.1.1 音の伝搬減衰

音圧とは、音すなわち媒質中の粒子がその平衡位置を中心として行う運動の刺激に伴う圧力である。音響計測の大部分は音圧の測定と考えられるが、音圧の定量値には瞬時値、実効値、最大値等がある。音源レベルとは、計測システムを構成する要素の一部である「音源」の出力を音圧レベルで表すことである。音波は発散をするため、音圧レベルは音源から離れるにつれて小さくなっていく。比較をするために、音源から所定の距離 1m を基準として音圧レベルを規定する。つまり、音源レベル (Sound Source Level : SL) は音源から 1m での音圧レベルで定義される。音圧レベルで表した音源レベルは下記の数学式 (3.1.1) で定義される。

$$SL = 20 \times \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad [\text{dB}] \quad (3.1.1)$$

ここで、 P は音響中心から基準距離 1m 離れた点に、音源によって生成される音圧であり、 P_0 は水中において $1 \mu\text{Pa}$ を基準とする。

一方、水中において、音波が伝搬する時に、環境によって発散及び損失することで、伝搬距離 (R) が離れるにつれて音圧レベルが低下していくことが音の伝搬減衰 (SPL) である。これは伝搬損失とも呼ばれるが、本論文では伝搬減衰として扱う。

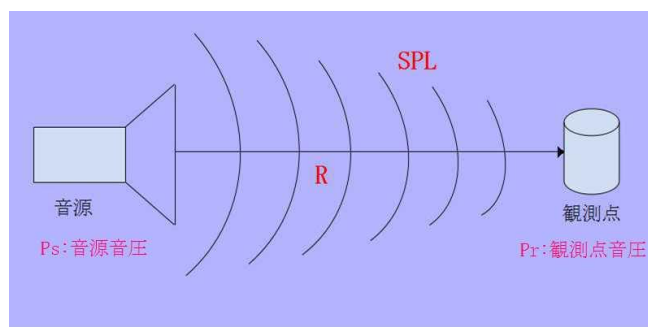


Fig. 3-1-1 音の伝搬減衰 (SPL) と伝搬距離 (R)

伝搬減衰は音圧レベルを用いれば、下記の数式 (3.1.2) で表される。

$$\text{SPL} = 20 \times \log\left(\frac{P_s}{P_r}\right) \quad [\text{dB}] \quad (3.1.2)$$

ここで、 P_s は音源レベルであり、 P_r は音源から離れた観測点の音圧レベルである。また、Fig. 3-1-1 に示すように、パッシブ計測システムにおいて P_s はターゲットからの送信音圧であり、 P_r は観測点の受信音圧である。一方、水中における伝搬減衰は発散減衰 (Diffusion Loss : DL)、吸収減衰 (Absorption Loss : AL) 及び伝搬減衰アノマリー (Anomaly : A) の三つの要素の和で表現できる。

$$\text{SPL} = \text{DL} + \text{AL} + \text{A} \quad [\text{dB}] \quad (3.1.3)$$

音波伝搬の現象は複雑であり、予想以外にも多くの事象が発生する。例えば、音波は海中粒子や海中生物で散乱をする。音波は海面反射や海底反射でも減衰を起こす。伝搬に変化を起こす要因のなかで最も大きいのは音速分布に起因する曲折である。曲折は音響エネルギーを集中させて、予想された伝搬減衰よりも低い減衰になることがある。これらの要因のすべてを伝搬減衰アノマリー (A) として表す。本研究では、これを誤差発生の要因のひとつとしてみなし、センサーネットワーク構築及び有効な信号処理方法により、この誤差を補償している。

3.1.2 発散減衰 (Diffusion Loss : DL)

等方性かつ均質媒質中で境界の影響が無視できる、すなわち何の拘束もない自由音場においては、Fig. 3-1-2 の A 部分に示すように、音波が球面状に発散するため、音圧レベルは球面積 ($4\pi R^2$) のように発散していく。

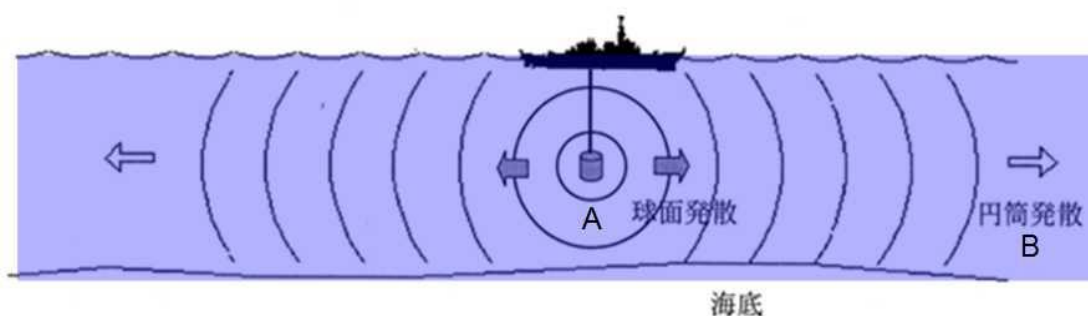


Fig. 3-1-2 海中における音波の発散^[1]

これは複素関数で式 (3.1.4) のようになる。

$$P = \frac{A}{r} e^{j(\omega t - kR)} \quad [\mu \text{Pa}] \quad (3.1.4)$$

ここで、 P は音圧の発散減衰量、 A は振幅、 R は音源からの距離 (球面の半径)、 ω は角周波数である。また、音響強度で表現すると、球面発散減衰では、音響強度 I が伝搬距離 R の2乗に比例して減衰していくため、式 (3.1.5) で表される。ここで、 I_s は音源レベルで定数である。

$$I = \frac{I_s}{R^2} \quad (3.1.5)$$

すなわち、デシベルに換算すると球面発散減衰 DL_s は式(3.1.6)になる。

$$DL_s = 10 \times \log \frac{1}{R^2} = -20 \times \log R \quad [\text{dB}] \quad (3.1.6)$$

一方で、海洋においては、海面と海底を境界とする2次元的な伝搬経路が形成される。Fig. 3-1-2のB部分に示すように、ある伝搬距離から海面と海底の境界の影響を受けるために、球面状のような発散が円筒状のような発散になる。この場合は、音圧レベルは円筒の側面面積($4\pi Rh$)すなわち、単純に距離と比例して減衰していく。これを表す式(3.1.7)は複素関数で表す。

$$p = \frac{A}{\sqrt{R}} e^{j(\omega t - kR)} \quad [\mu \text{ Pa}] \quad (3.1.7)$$

球面発散と同様に、円筒発散減衰のデシベル換算式 DL_c は下記式(3.1.8)で表される。

$$DL_c = 10 \times \log \frac{1}{R} = -10 \times \log R \quad [\text{dB}] \quad (3.1.8)$$

3.1.3 吸収減衰 (Absorption Loss : AL)

吸収減衰とは、音が伝搬するときにエネルギーの一部が水分子の粘性摩擦によって熱に変化することを意味する。吸収のメカニズムは水の粘性と熱伝導による古典的な作用と媒質中の分子による緩和作用がある。熱的な緩和作用は、無視できるレベルであるが、構造的な緩和作用としては、体積粘性の影響としてあらわれる。また、化学的な緩和作用は、海洋に含まれる少量の塩類により起こる吸収であり、ホウ酸と硫酸マグネシウムの緩和作用がある。Fig. 3-1-3は海中における吸収減衰特性を示す。

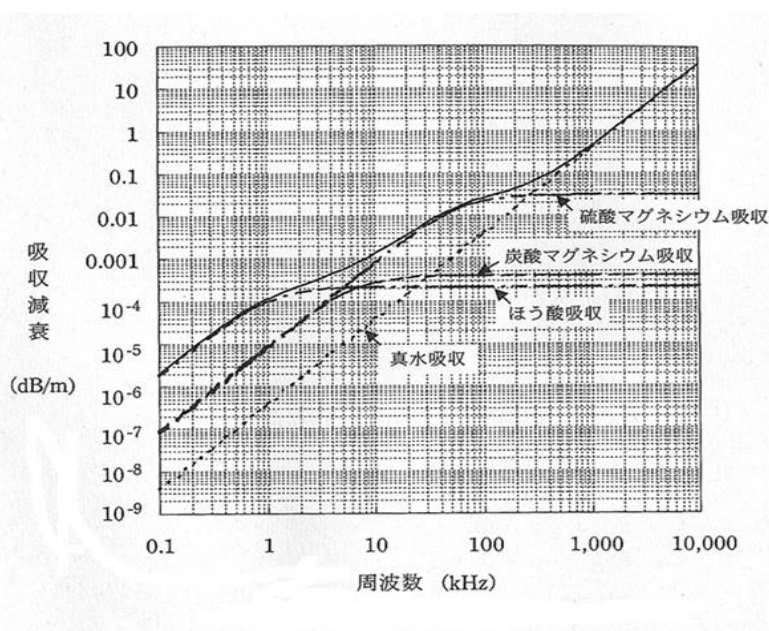


Fig. 3-1-3 海中における吸収減衰特性^[24]

上述のメカニズムによって、吸収減衰はTable. 3-1-1に表すような周波数領域に分類される。

Table. 3-1-1 メカニズム及び周波数領域

周波数	メカニズム
1MHz 以上	真水での粘性吸収
10kHz~1MHz	硫酸マグネシウムの分子共鳴による緩和吸収
100Hz~10kHz	ホウ酸の分子共鳴による緩和吸収
100Hz 以下	未解明

吸収係数は α [dB/m]とすれば、上述の各メカニズムによる吸収要素の和で計算される。

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.9)$$

α_1 は真水での粘性吸収による係数である。

$$\alpha_1 = a \times f^2 \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.10)$$

α_2 は硫酸マグネシウムの緩和吸収による係数である。

$$\alpha_2 = b \times \frac{f_0}{1 + \left(\frac{f_0}{f}\right)^2} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.11)$$

α_3 はホウ酸の緩和吸収による係数である。

$$\alpha_3 = c \times \frac{f_1}{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.12)$$

ここで、 f は音波の周波数[kHz]であり、 f_0, f_1 それぞれは硫酸マグネシウム及びホウ酸の緩和周波数であり、 a, b, c は計測環境における水温・塩分濃度・圧力・PH 値等の要素に基づいた定数である。また、吸収減衰 AL は α 及び伝搬距離 R [m] に依存する物理量である。従って、次の式で表される。

$$AL = \alpha \times R \quad [\text{dB}] \quad (3.1.13)$$

しかし、海水における吸収係数 α は水温・塩分濃度・圧力・PH 値等の要素によって異なる。一般に、吸収係数はさまざまな実験値に基づいて、多数の研究者によって実験式が作成されている。代表的なものとして、Thorp 式(1961)、Schulkin & Marsh 式(1962)、Francois & Garrison 式(1982)と Ainslie & McColm(1997)式がある。

① Thorp 式^{[24][28]}

Thorp 式は海中吸収係数に関する最も古い実験式であり、1961 年に Thorp により作成され

た. Thorp 式は一定な測定環境(水温 4°C, 塩分濃度 35‰, pH 値 8, 水深 1000m)に適用され, その環境要素を固定値として, 下記のより計算されるものである.

$$a = 3.01 \times 10^{-7}$$

$$b = 0.6825$$

$$c = 1.09 \times 10^{-4}$$

$$f_0 = 64.03 \text{kHz}$$

$$f_1 = 1 \text{kHz}$$

従って,

$$\alpha = f^2 \left[3.01 \times 10^{-4} + \frac{43.7}{4100+f^2} + \frac{0.109}{1+f^2} \right] \times 10^{-3} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.14)$$

Thorp 式は単純に周波数 f (単位: kHz) のみを関数とした式である.

② Schulkin - Marsh 式^{[26][28]}

1962 年に, Schulkin と Marsh は初めて周波数以外に, 環境要素である水温・塩分濃度・音速・pH 値及び圧力を関数にして実験式 (3.1.15) を作成した.

$$\alpha = \left(\left[\frac{2(\alpha\lambda)_r}{c} \right] \frac{f_r \times f^2}{f_r^2 + f^2} \right) \times 10^3 + \left(\frac{S \times A \times f_r \times f^2}{f_r^2 + f^2} + \frac{B \times f^2}{f_r} \right) \times 8.688 \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.15)$$

上式の各係数は下記のように与えられる.

$$(\alpha\lambda)_r = 3.1 \times 10^{(0.69 \times \text{pH} - 6)} 10^{-5} \quad [\text{Np/wavelength}]$$

$$f_r = 6.1(S/35)^{0.5} \times 10^{(3 - [1051/\theta])} \quad [\text{kHz}]$$

$$f_T = 21.9 \times 10^{(6 - 1520/\theta)} \quad [\text{kHz}]$$

$$A = 2.34 \times 10^{-6}$$

$$B = 3.38 \times 10^{-6}$$

ここで, $(\alpha\lambda)_r$ は 1 波長当たりの最大吸収量で, f_r と f_T はそれぞれホウ酸と硫酸マグネシウムの緩和周波数である. また, 前項で述べたようにメカニズムに伴う定数について, A は硫酸マグネシウムの緩和に関する定数, B は真水での粘性吸収に関する定数である. ホウ酸吸収は大気圧での温度に依存するため, 定数は各環境要素を用いて計算される. T は水温 (°C), P は水深における圧力 (atm), c は音速 (m/s), f は周波数 (kHz), S は海中塩分濃度 (‰) である.

③ Francois - Garrison 式^{[28][29]}

Francois-Garrison 式はメカニズムによる発生する寄与をそれぞれ計算している. すなわち, ホウ酸の緩和吸収, 硫酸マグネシウムの緩和吸収及び真水での粘性吸収を別々に求める. 下記

の式 (3.1.16) に示すように、各吸収項目の係数は周波数及び環境要素を関するによってあらわされるので、この式は周波数・塩分濃度・水温・pH・深度及び音速等の複数環境要素から構成される。

$$\alpha = \left(\frac{A_1 P_1 f_1^2}{f^2 + f_1^2} + \frac{A_2 P_2 f_2^2}{f^2 + f_2^2} + A_3 P_3 f^2 \right) \times 10^{-3} \quad [dB/m] \quad (3.1.16)$$

式 (3.1.16) では、 f_1 , f_2 はそれぞれホウ酸の緩和周波数と硫酸マグネシウムの緩和周波数、 P_1 , P_2 , P_3 はそれぞれのメカニズムの圧力依存定数、 A_1 , A_2 , A_3 は水の特性によって変化する定数項である。 A_1 は海水の pH により変化し、 A_2 は塩分濃度とともに増加し、 A_3 は水温が上がるに伴い減少する。 f_1 は水温と塩分濃度により変化し、 f_2 は水温とともに増加する。これらの各係数は下記のように与えられる。

$$A_1 = \frac{8.86}{c} \times 10^{(0.78pH-5)} \quad [dB/(km \cdot kHz)]$$

$$P_1 = 1$$

$$f_1 = 2.8 \left(\frac{S}{35} \right)^{0.5} 10^{(4 - \frac{1245}{\theta})} \quad [kHz]$$

$$c = 1412 + 3.21T + 1.19S + 0.0167D \quad [m/s]$$

$$A_2 = 21.44 \frac{S}{c} (1 + 0.025T) \quad [dB/(km \cdot kHz)]$$

$$P_2 = 1 - 1.37 \times 10^{-4}D + 6.2 \times 10^{-9}D^2$$

$$f_2 = \frac{8.17 \times 10^{(8 - \frac{1990}{\theta})}}{1 + 0.0018(S - 35)} \quad [kHz]$$

$$P_3 = 1 - 3.83 \times 10^{-5}D + 4.9 \times 10^{-10}D^2$$

A_3 については水温によって異なる。

$$T \leq 20^\circ C$$

$$A_3 = 4.937 \times 10^{-4} - 2.59 \times 10^{-5}T + 9.11 \times 10^{-7}T^2 - 1.50 \times 10^{-8}T^3 \quad [dB/(km \cdot kHz)]$$

$$T > 20^\circ C$$

$$A_3 = 3.964 \times 10^{-4} - 1.146 \times 10^{-5}T + 1.45 \times 10^{-7}T^2 - 6.5 \times 10^{-10}T^3 \quad [dB/(km \cdot kHz)]$$

ここで、 T は水温 ($^\circ C$)、 $\theta = 273 + T$ 、 c は音速 (m/s)、 S は水中塩分濃度 (‰)、 D は水深度 (m)、 pH は水素イオン濃度、 f は音波周波数 (kHz) である。

④ Ainslie - McColm 式^{[28][30]}

この実験式は Francois-Garrison 式の実験データを基にして作成された最も新しい式である。総吸収量は、真水での粘性による吸収及び二つ化学緩和メカニズムによる吸収により計算される。真水での粘性による吸収 α_1 は下記式(3.1.17)のように表される。

$$\alpha_1 = \left(0.00049f^2 e^{-\left(\frac{T}{27} + \frac{D}{17}\right)}\right) \times 10^{-3} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.17)$$

緩和メカニズムによる吸収 α_x については緩和作用に関する定数 A_x として式(3.1.18)のように与える。

$$\alpha_x = \left(\frac{A_x f_x f^2}{f_x^2 + f^2}\right) \times 10^{-3} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.18)$$

ここで、 A_x は定数であり、 f_x は緩和周波数である。

従って、Ainslie-McColm 式において吸収減衰係数 α は下記の式(3.1.19)で示される。

$$\alpha = \left(0.106 \frac{f_1 + f^2}{f_1^2 + f^2} e^{\frac{(pH-8)}{0.56}} + 0.52 \left(1 + \frac{T}{43}\right) \left(\frac{S}{35}\right) \frac{f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} e^{-\frac{D}{6}} + 0.00049f^2 e^{-\left(\frac{T}{27} + \frac{D}{17}\right)}\right) \times 10^{-3} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.1.19)$$

この式では、従来の酸性度が低周波におけるホウ酸吸収に影響を及ぼすだけであったのに対して、塩分濃度が中間の周波数の吸収を起こし、低周波数吸収を減少させることに注目している。また、水温は二つの緩和周波数付近以外の吸収を減少させる。この式は Francois-Garrison 式よりも単純であるが、より実験値と良く合っているとされている。

3.1.4 伝搬距離の計算式

前述のように、発散減衰は球面発散と円筒発散がある。円筒発散に変わる距離を R_0 とすれば、距離 R_0 以上においては伝搬減衰量が下記のように求める。

$$\text{SPL} = 10\log R + 10\log R_0 + \alpha R + A \quad [\text{dB}] \quad (3.1.20)$$

一方、等方性均質媒質で境界の影響を無視できる自由音場において、実際の伝搬減衰は球面発散減衰と吸収減衰の和で計算することができる。すなわち、

$$\text{SPL} = 20\log R + \alpha R + A \quad [\text{dB}] \quad (3.1.21)$$

SPL: 音波の伝搬減衰 [dB]

R: 音波の伝搬距離 [m]

α : 音波の吸収係数 [dB/m]

A: 音波の伝搬減衰アノマリイ [dB]

本論文で、式(3.1.21)は伝搬減衰と伝搬距関係式として用いる。ただし、吸収減衰は水温・水中の塩分濃度・pH 値・水中深度及び圧力等の環境要素に影響を受け、吸収係数は不安定な値

となるため、実験場に応じて、吸収係数はキャリブレーションにより前述した経験式の中から最も確度の高い式を用いて求める必要があると考えている。伝搬に変化を起こす要因による減衰は伝搬減衰アノマリー (A) として表す。これを誤差発生の要因のひとつとしてみなす。

3. 2 測距システム

前節に述べた距離測定の基本原理により、音の伝搬減衰を測定すれば、距離も計算できる。本節では、音の伝搬減衰を計測するための計測システムの構成及び送・受信信号について説明する。

3. 2. 1 測距システムの構成

ソナー分野では、アクティブソナーとパッシブソナーに分類して使われている。アクティブソナーとは、水中で送信器から音波信号を放射し、ターゲットに到達し、その信号を反射する。そして、反射してくる信号を受信器で受信し、解析によりターゲットに関する情報を得るものである。また、送信機や受信器の設置位置によって、同じ位置に設置される場合はモノスタティックソナーという。これに対して異なる位置に設置される場合はバイスタティックソナーという。パッシブソナーとは、一般に送信器をターゲットに設置し、音波信号を放射し、離れたところに設置された受信器で信号を受信し、解析により情報を得るものである。つまり、アクティブソナーは往復の伝搬経路を持つ通信方式であり、パッシブソナーは片道伝搬経路を持つ通信方式である。

本研究では、音波の伝搬減衰量の計測に基づいて、距離を測定するものであるため、音波の単方向伝搬経路のパッシブソナー方式を用いて、システムを構成する。本章では図 3-2-1 のように、汎用機器を用いた計測システムについて述べる。第 5 章では、汎用機器ではなく製作した小型化・軽量化のプロトタイプシステムを説明する。

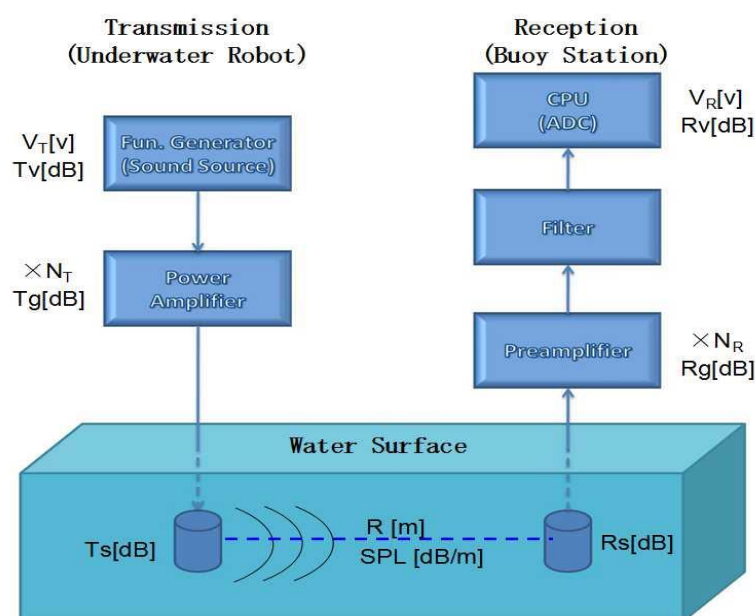


Fig. 3-2-1 伝搬減衰量及び距離の計測システム概念図

Table. 3-2-1 計測システムのハード構成

	番号	機材名称	説明
送信側	Tr:1	Fun. Generator	パッシブソーラーの信号発生
	Tr:2	Power Amplifier	信号のパワーを増大する
	Tr:3	Transducer1	指向性のない音響素子, 音波信号を送信する
受信側	Re:1	Transducer2	指向性のない音響素子, 音波信号を受信する
	Re:2	Preamplifier	SNR を良くするレベル増大
	Re:3	Filter	バンドパスフィルタ: ノイズ除去
	Re:4	ADC	アナログ/デジタル変換器(データ収集ユニット)
	Re:5	PC (CPU)	データを記録する

計測システムは Fig. 3-2-1 に示すように、パッシブソーナー方式を用い、最終的に海中ロボットに搭載する送信ユニットでは、信号発信機から各周波数の信号を一定な電圧 V_T [v] を送信する、そして、送信ゲインが T_g であるパワーアンプを用い、レベルを N_T 倍増大し、送信感度が T_s である送信音響素子（トランスデューサ）に送り、水中に音波信号を送信する。水面に設置する係留ブイ（受信子局）に搭載する受信ユニットでは、受信感度が R_s である受信音響素子（トランスデューサ）が信号を受信し、受信ゲインが R_g で設定されたプリアンプを通し、レベルを N_R 倍に増大する。さらに、ノイズを除去するために、バンドパスフィルタをかけることで、SNR（信号対ノイズの比率）の良いデータとし、ADC もしくはデータ収集ユニットを経て CPU において記録し、信号処理を行う。

Table. 3-2-2 計測システムの各パラメータ

パラメータ	説明	パラメータ	説明
V_T	送信電圧 [v]	V_R	受信電圧 [v]
T_v	送信レベル [dB]	R_v	受信レベル [dB]
N_T	送信増大倍率	N_R	受信増大倍率
T_g	送信ゲイン [dB]	R_g	受信ゲイン [dB]
T_{sv}	送信感度 [μ pa/v]	R_{sv}	受信感度 [v/ μ pa]
T_s	送信感度 [dB]	R_s	受信感度 [dB]

Table. 3-2-2 には計測システムの各パラメータを示した。ここで、 T_v , V_R は送信電圧と受信電圧、 T_v , R_v はそれぞれのデシベル表現である。 N_T , N_R は送信増大と受信増大倍率を示す定数、 T_g , R_g はそれぞれのデシベル表現である。また、 T_{sv} , R_{sv} は送受信トランスデューサにおける送信感度と受信感度を示す定数、 T_s , R_s はそれぞれのデシベル表現である。

これらのパラメータを用いれば、送受信側のトランスデューサから送信する信号を音源音圧 P_s とし、受信トランスデューサが受信して CPU へ記録する信号音圧を目標音圧 P_r （音源から離

れたところの音圧) とすれば, それぞれは次式(3.2.1)と(3.2.2)で表される.

$$P_s = V_T \times N_T \times T_{sv} \quad [\mu \text{ pa}] \quad (3.2.1)$$

$$P_r = \frac{V_R}{N_R \times R_{sv}} \quad [\mu \text{ pa}] \quad (3.2.2)$$

また, 前節で説明した音の伝搬減衰計算式(3.1.2)により, この計測システムにおいて伝搬減衰 SPL は式(3.2.3)で求められる.

$$\begin{aligned} \text{SPL} &= 20 \log \frac{P_s}{P_r} = 20 \log \frac{V_T \times N_T \times T_{sv}}{\frac{V_R}{N_R \times R_{sv}}} \\ &= 20 \log(V_T) + 20 \log(N_T) + 20 \log(T_{sv}) + 20 \log(N_R) + 20 \log(R_{sv}) - 20 \log(V_R) \quad [\text{dB}] \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

ここで, 各パラメータを下式(3.2.4)～(3.2.9)のようにデシベル表現に書き換える.

$$T_v = 20 \log(V_T) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.4)$$

$$T_g = 20 \log(N_T) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.5)$$

$$T_s = 20 \log(T_{sv}) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.6)$$

$$R_v = 20 \log(R_T) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.7)$$

$$R_g = 20 \log(N_R) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.8)$$

$$R_s = 20 \log(R_{sv}) \quad [\text{dB}] \quad (3.2.9)$$

デシベル表現に書き換えた各パラメータを式(3.2.3)に代入すると, 式(3.2.10)が得られる. ここで, 各項目の単位が[dB]である.

$$\begin{aligned} \text{SPL} &= 20 \log \left(\frac{V_T}{V_R} \right) + T_g + T_s + R_g + R_s \\ &= T_v + T_g + T_s + R_g + R_s - R_v \quad [\text{dB}] \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

この式では, T_v , T_g , R_g は既定値, T_s , R_s は音波周波数による感度であるため, 使用周波数が決まれば, 計算するには既知のパラメータである. 従って, 伝搬減衰 SPL を測定するキーポイントは受信電圧 R_v を正確に得ることである.

この式と前節で説明した基本原理とする伝搬距離の関係式(3.1.21)を連立すると, 伝搬距離の計算式(3.2.11)が得られる. この式を用いれば, 送受信間の距離を計測することができる.

$$\text{SPL} = 20 \log R + \alpha R + A = T_v + T_g + T_s + R_g + R_s - R_v \quad (3.2.11)$$

しかし, 計測機材の経年変化により, T_s , R_s , T_g , R_g は変化するため, 安定した定音圧を送信することと, 一定の特性で受信することが難しく, それらの変化による誤差を生じる. これ

と音波伝搬減衰のアノマリーAを含めて、下式(3.2.12)になる。

$$20\log R + \alpha R = T_v + T_g + T_s + R_g + R_s - R_v + e_1 + e_2 + A \quad (3.2.12)$$

ここで、 e_1 は計測機材経年変化による生じる誤差で、定期的なキャリブレーションにより補正する必要がある。 e_2 は送受信電圧の不安定さを意味し、ホワイトノイズとして複数の伝搬減衰の平均を取ることで補正ができる。また、Aは音波伝搬減衰のアノマリーであり、本研究では、センサーネットワーク構築及び有効な信号処理方法により、この誤差を補正すると考えている。

式(3.2.12)は本システムの距離測定基本原理として用いられる。受信電圧 R_v 以外のパラメータが既知もしくは設定パラメータであるために、提案した計測システムにおいて、受信電圧さえを正確に計測できれば、伝搬距離が求められる。

3.2.2 通信信号

① 送信信号

本研究では、パッシブソナー方式を通信方式として、一定時間かつ一定電圧のトーンバースト信号を送信信号として用いている。トーンバースト信号 (Tone Burst Signal) とは、発生する信号が一定速度でなく、間欠的、不連続に送出することである。つまり、一定周期のみの信号と無音部からなる信号である。ここで、信号のない部分を無音部といい、信号のある部分を発生信号部という名称を付ける。

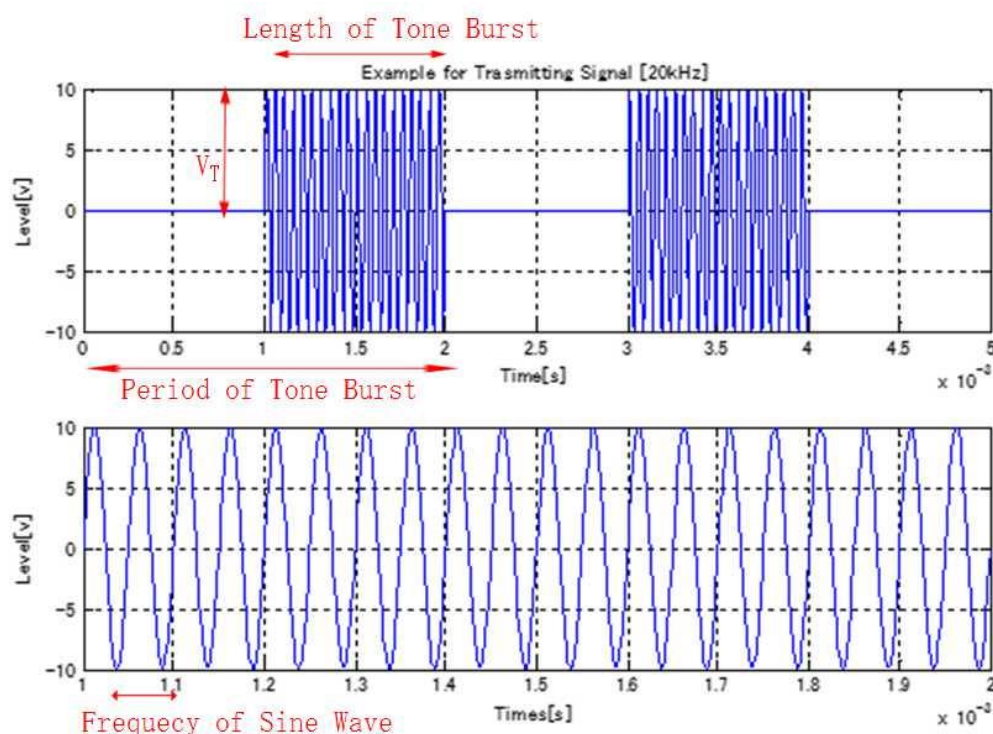


Fig. 3-2-2 送信信号の一例

Fig. 3-2-2 に送信信号の一例を示している。これは単一周波数[20kHz]の正弦波を発生信号としたトーンバースト信号である。上部の信号には、バースト周期 T_B 及びバースト幅長 L_B のパラメータがある。 L_B は一周期のトーンバースト信号に無音部以外の発生信号部の長さというのが、発生信号が一周期に占有率のパーセントで表す。下部は発生信号の拡大したもので、バースト幅長 L_B 及び発生信号の周波数 f によって、発生信号の波数が決まる。この例は、トーンバースト信号の周期：2ms、バースト幅長：50%、発生信号は 20kHz の正弦波で 20 波を発生するものである。本研究では、提案した距離測定方式に応じて、扱う発生信号部は単一周波数のみではなく、複数周波数の正弦波を重畳するものもある。

② 受信信号

受信側では、信号は AD/C を通して CPU に記録する。これを受信信号という。AD/C (Analog to Digital Converter) はアナログ信号をデジタル信号へ変換するものである。機器からの信号を CPU 等においてデジタル処理する場合には、必ず AD/C が必要となる。この汎用機器を用いた計測システムではデータ収集ユニット (Keyence NR-500) を使用している。本研究で使用する音波の周波数は 20kHz~40kHz (トランスデューサの周波数特性に応じる) であるため、データ保存には高速なサンプリングレートが要求される。一般に、サンプリング周波数は信号周波数の 10 倍に設計する。例えば、信号周波数は 20kHz の場合、サンプリング周波数 F_s を 200kHz にし、すなわち、サンプリング周期を $5\mu s$ になる。つまり、正弦波の一周期には必ず 10 点のデータを収集すれば、精度が確保できる。また、送信信号が無音部と発生信号からなるトーンバースト信号であるため、受信信号に必ず発生信号が収集できるように収集するデータ長はトーンバースト信号周期の 2 倍に設定する。このような設定で実際実験の受信信号の一例として下図の Fig. 3-2-3 と Fig. 3-2-4 に示す。

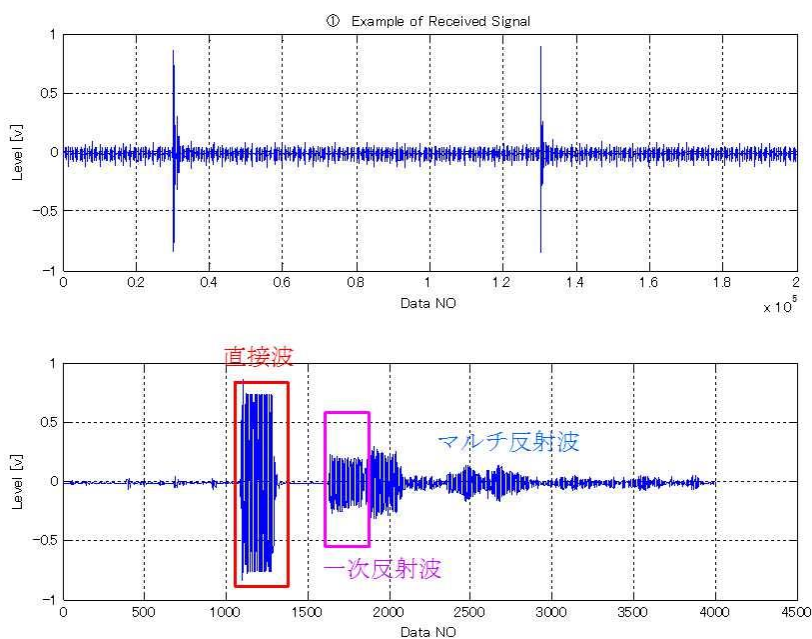


Fig. 3-2-3 受信信号の一例① [距離：3 m]

Fig. 3-2-3 に示すのは、発生信号は単一周波数 20kHz の音波、バースト周期が 0.5s、幅長 $L_B=20$ [波]のトーンバースト信号を送信信号としたとき、水深 1m、送受信トランスデューサの距離 3mにおける受信信号の一例である。ここで、収集サンプリング周期を $5\mu s$ にし、収集データ長を 1s にした。つまり、収集したデータ数は 200000 個である。下部の信号は発生信号とそれの前後の拡大である。グラフに示すように、最初に到達した信号部分は直接波(Direct Wave)といい、その後水面・水底等の環境による発生したマルチ反射波が到達する。この場合には、直接波と反射波が明確に分離されている。しかし、多くの場合、直接波と反射波は、ほぼ同時に到達し、直接波と反射波が重なってしまう。Fig. 3-2-4 に示すのはその場合の受信信号の一例である。

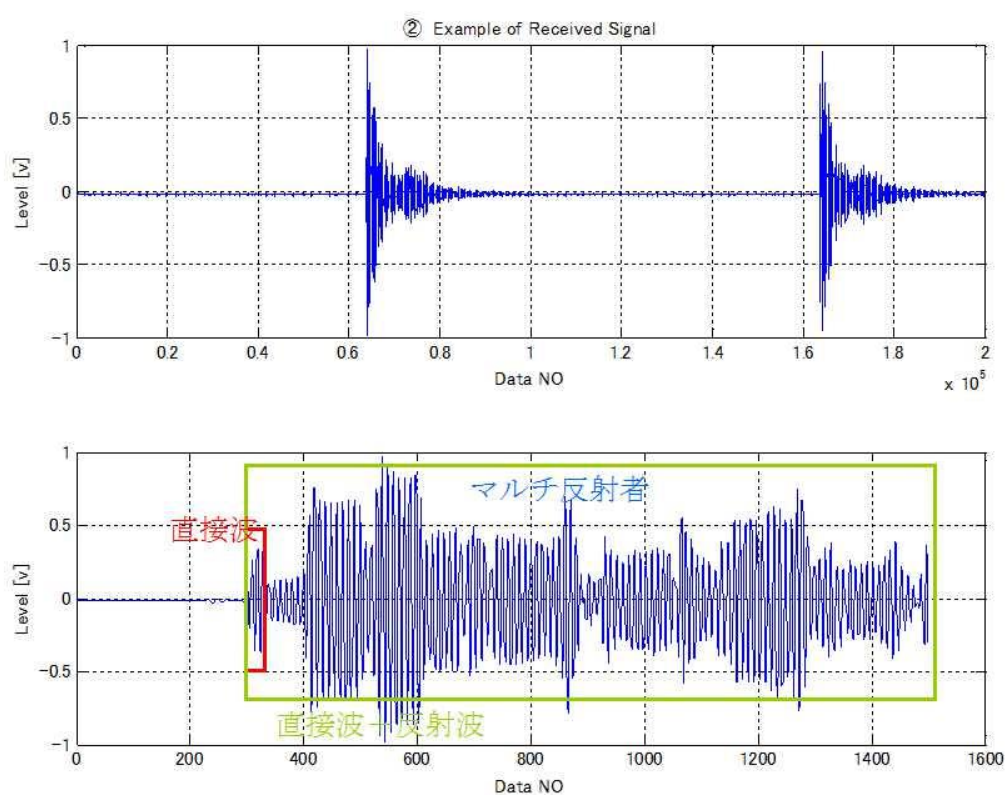


Fig. 3-2-4 受信信号の一例② [距離 : 10m]

Fig. 3-2-4 は、送信信号と受信条件は Fig. 3-2-3 と同じに設定し、送受信トランスデューサ間の距離を 10m にした受信信号である。グラフに示すように、直接波が最初に到達し、その後反射波が到達する。しかし、直接波と反射波はほぼ同時に受信トランスデューサに到達する。すなわち、の伝搬距離差がほとんどないため、直接波が到達した直後に反射波が到達する。その結果、直接波と反射波が重なってしまう。本論文ではこの部分を混合波(Mixed Wave)という。

受信信号には上述の二つのパターンがあり、伝搬減衰 SPL と伝搬距離 R を求めるには、受信信号から受信電圧 V_R を正確に計測できるような信号処理方法やアルゴリズムが重要となる。次項では受信電圧 V_R を求めるアルゴリズムについて説明する。また、二つのパターンによるそれぞれの計測方式及び信号処理方法は次の節において記述する。

3.2.3 受信電圧の求め方

本項では受信電圧を計測する方法の要点について説明する。アルゴリズムとして、まず閾値 (Voltage of Threshold: V_{th})、すなわち抽出する信号とノイズの境目を設定し、元受信信号から抽出する信号部の始点を検出する。そして、この始点から送信信号のトーンバーストの幅長に応じて、フーリエ変換の精度確保に必要な L 個データを抽出し、それらのデータに高速フーリエ (Fast Fourier transform: FFT) 変換をかけることにより、周波数領域に変換する。また、周波数領域に変換したデータから使用する周波数の振幅が受信電圧 V_R となる。Fig. 3-2-5 にはこのアルゴリズムの実行プロセスをグラフで示す。

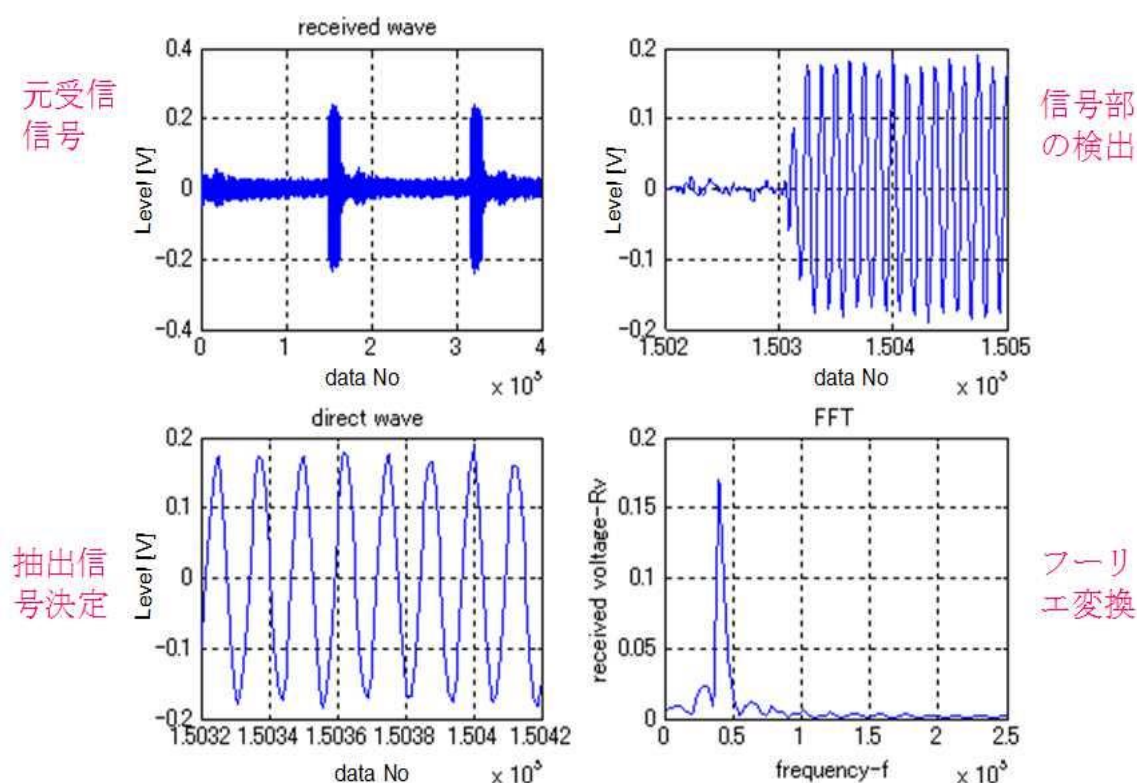


Fig. 3-2-5 信号処理プロセス

まず、左上は元受信信号であり、右上は受信信号の中の発生信号とノイズの境目を示している。そして、左下は閾値により抽出した信号のデータ波形である。最後に右下は左下の示すデータを FFT 処理したデータ波形であり、この波形から使用する周波数の振幅を求め、それを受信電圧 V_R として基本原理の計算式 (3.2.12) を用いて距離を算出する。

本研究では、受信信号の特性により抽出する部分が変わることを踏まえ、受信電圧の計測について、直接波による計測と混合波による計測という二つの手法を提案した。基本アルゴリズムは上述と同様である。しかし、それぞれの使用する通信信号について、直接波による計測は単一周波数信号を使用し、混合波による計測は複数周波数の信号を使用するために、通信手段と信号処理も異なる。これについて次の節で詳しく説明する。

3.3 測距方式

本研究では距離測定について、基本原理と計測システムの成立することから、従来は当然の方式として、受信信号から直接波 (Direct Wave) を取り出す計測方式 (D_SPL) を用いる。しかし、それによる計測問題が生じる。それに対して、混合波 (Mixed Wave) による計測方式 (M_SPL) を提案した。基本の処理アルゴリズムは前節で説明した。この節では、この二つの手法の通信手段・信号処理等の詳細について述べる。

3.3.1 直接波による測距方式 (D_SPL)

前節で記述した測距システムにおいて、音波の伝搬距離の計測には、受信電圧を求めることにより行われる。そのためには、基本原理から、従来は受信トランスデューサに直接到達した信号部分、すなわち反射波のない直接波のレベルを受信電圧として求め、距離に換算する。この計測手法を D_SPL 方式という名称にする。

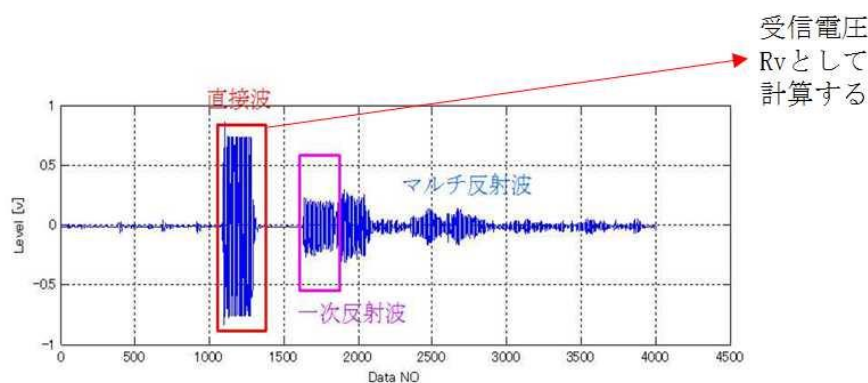


Fig. 3-3-1 D_SPL 方式による受信電圧の算出

Fig. 3-3-1 に示すような受信信号では、直接波は簡単に分離することができる場合に、D_SPL 方式を用いる。D_SPL では、受信信号から直接波を正確に分離するため、反射波の信号が重ならないように、トーンバーストの送信信号で、信号発生部を無音部より極めて少なくしている。例えば、正弦波の周波数 $f=20\text{kHz}$ 、波の幅長 $N=20$ 、バースト周期 $T=1\text{s}$ のトーンバースト信号では、発生部分の信号長さ L_B とすると

$$L_B = \frac{N \times \frac{1}{f}}{T} = \frac{20 \times \frac{1}{20 \times 10^3}}{1} = 1\% \quad (3.3.1)$$

処理について、Fig. 3-3-2 に示す D_SPL 方式の処理フローチャートに示すように、よい SNR を前提にし、信号とノイズの境目である閾値を決めることが重要である。まず、受信信号の 1% ずつを単位に区切りして、信号の最初から判断する。この部分の信号はノイズのみかどうかを判断条件として、ノイズのみではなかったら、中止する。そして、それまで判断したノイズのみ部分の最大値を計算し、その最大値を閾値とする。また、中止した部分の前の部分のデータから閾値と比較し、閾値より小さいデータを捨て、閾値より大きいデータからフーリエ変換に必要な L 個を保存する。最後に、保存したデータの FFT を行い、最大値を受信電圧 T_R とする。

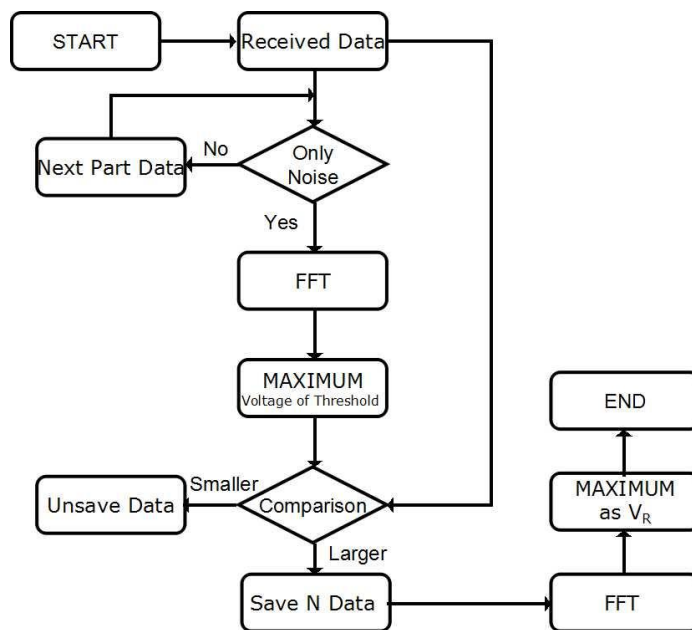


Fig. 3-3-2 フローチャート (D_SPL)

D_SPL 方式は直接波が正確に分離できることを前提としている. しかし, 多くの場合, フーリエ変換(FFT)に必要なL個のデータ中に水中環境によるさまざまな反射波が混入してしまい, 特に長距離の場合に, 反射波が直接波とほぼ同時に到達するので, 直接波を正確に分離することが困難である. Fig. 3-3-3 に一定の水深における, 長距離と短距離の受信信号のシミュレーション結果を示す.

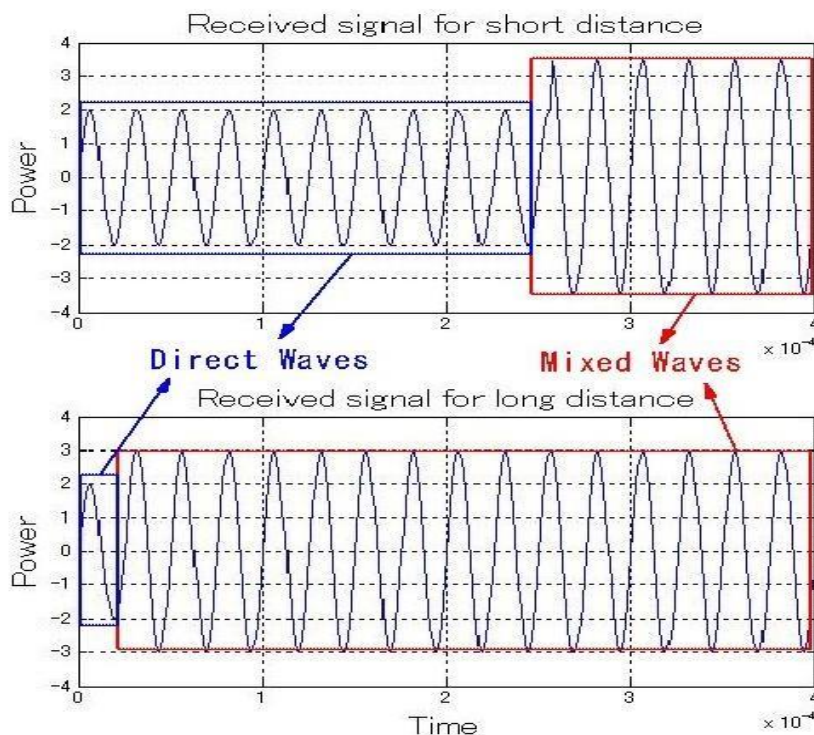


Fig. 3-3-3 一定な水深で長距離と短距離の受信信号

Fig. 3-3-3 は単一周波数 (40kHz) の音波トーンバーストを送信信号として、水深 1m において、伝搬距離が短距離の 5m と長距離の 50m で受信信号の比較するためのシミュレーション結果である。上部のグラフは短距離 5m の結果で、下部のグラフは長距離 50m の結果である。グラフに示すように、短距離では、直接波の伝搬距離と反射波の伝搬距離差が大きいので、直接波が到達してから反射波が到達するまでの時間が相対的に長くなるため、受信信号の中に直接波が明らかである。このような場合には、 D_SPL を用いればフーリエ変換に必要なデータ数の直接波を取り出すのが可能であり、距離を正確に測定することもできる。

一方、長距離では、直接波と反射波の伝搬距離差がほとんどないので、下部のグラフの受信信号のように、直接波の第一波から既に反射波が到達した。すなわち、反射波は直接波が到達したすぐ直後に到達する。このような場合に、反射波の影響で、受信信号からフーリエ変換に必要なデータ数の直接波を正確に取り出すのが困難になり、しかも、混合波から直接波を分離することがなかなかできないので、伝搬減衰や伝搬距離が正確に求められない。

本研究では、その問題を解決するために、測定距離の長さに関わらず、反射波が明らかに存在していることに着目し、解析方法に積極的に反射波を利用することを考え、測定精度を向上させ、測定範囲を拡大する方式として、複数周波数による測距方式 (M_SPL) を提案した。これは複数周波数の合成信号を送信信号として、受信信号からそれらの混合波の振幅平均値を受信電圧として、距離を求める方式である。次項においてこの方式を詳述する。

3.3.2 混合波による測距方式 (M_SPL)

前項で単一周波数による測距方式 (D_SPL) の問題を述べた。本研究では、それらの問題を解決するため、新しい測距法である混合波による測距方式 (M_SPL) を提案した。伝搬減衰に基づく音響測位の精度を向上させ、測定範囲を拡大する方式を探すため、我々は、単一周波数送信の場合と同様な計測距離や測定条件で、異なる周波数を用いると、それぞれの受信信号に異なる物理現象が現れることに注目した。Fig. 3-3-4 はその一例(直接波 2[V], 反射波 1.5[V])である。

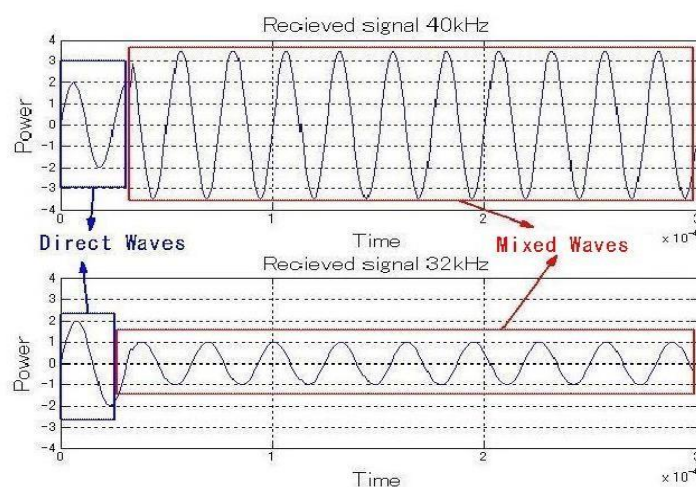


Fig. 3-3-4 水深 1 m, 距離 50m での 32kHz と 40kHz の受信信号

Fig. 3-3-4 には水深 1m, 伝搬距離 50m において, 周波数が 32kHz と 40kHz の送信信号に対するそれぞれの受信信号のシミュレーション結果を示している. 周波数が 40kHz の場合は, 混合波 (Mixed Wave) の振幅は明らかに直接波 (Direct Wave) のより強い. 一方, 周波数が 32kHz の場合は, 混合波の振幅は直接波のパワーより低い. 他にも, 33 kHz, 34 kHz, 35 kHz, 36 kHz, 37 kHz, 38 kHz, 39 kHz などの受信信号の混合波の振幅がそれぞれ異なる. このような現象は, 周波数が異なると, 反射波と直接波が重なるときに, 両者の位相差が異なることによるものである. これは音波が反射する時に位相が逆になり, 直接波との重なり合う時に, 周波数によって形成した形が異なるためである.

ここで我々は直接波を取り出す代わりに, 混合波を利用することを考えた. すなわち, 複数 (n 個) の異なる周波数 (f_i) の送信信号に対するそれぞれの受信信号から混合波部分の振幅 V_{Ri} の平均をとることで, 直接波の振幅 V_R と一致するのではないかと考えた. 式(3.3.2)で表す.

$$V_R = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_{Ri} \quad (3.3.2)$$

この方法の妥当性と現実性を確かめるため, まず数式の解析及びシミュレーションによる検討を行った.

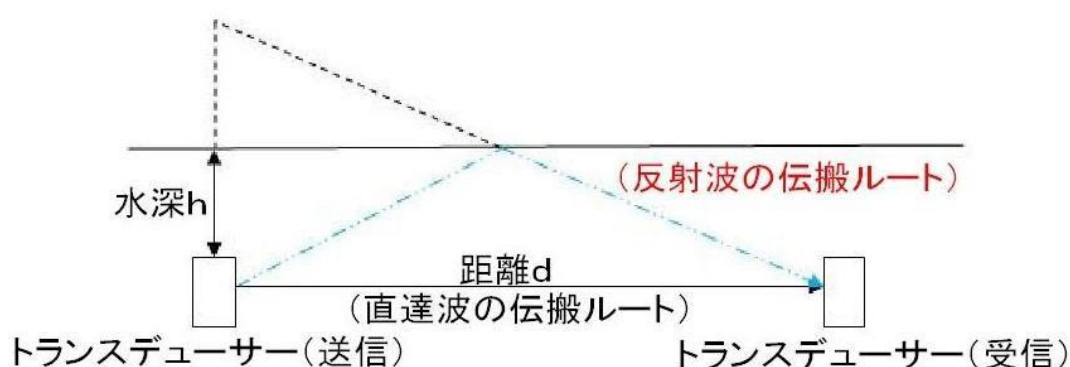


Fig. 3-3-5 信号の伝搬経路モデル

わかりやすいように, Fig. 3-3-5 のような信号の伝搬経路モデルを考える. 直接波は送信トランスデューサから受信トランスデューサまで, 直線の伝搬ルートである. つまり, 送受信トランスデューサを同じ水深に設定したとき, 図の黒実線で示している. 水面による反射波は, 図の青点線で示すように, 水面に到達後に反射してから, 受信トランスデューサに到達するというルートである. このモデルを基に反射波を含めた受信信号及び混合波の形成を検討した.

① 数式の解析

このモデルでは, 送信信号を S_{Ti} とし, 受信信号を S_{Ri} とする. i は各周波数の記号である.

$$S_{Ti} = V_T \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3.3.3)$$

ここで、 V_T は送信電圧、 f_i は信号周波数、 ϕ_i は送信信号の初期位相である($\phi_i = 0$)。ここで、直接波の伝搬距離を R_d とし、水面による反射波の伝搬距離を R_r をとする。また、水深を h とし、水中音速を C とし、反射波と直接波の伝搬距離差と伝搬時間差はそれぞれを ΔR と Δt とすれば、下記の関係式(3.3.4)が導かれる。

$$\begin{aligned} R_r &= \sqrt{(2h)^2 + R_d^2}; \\ T &= \frac{R_d}{C} \quad ; \quad \Delta R = R_r - R_d; \\ \Delta T &= \frac{R_r - R_d}{C} = \frac{\Delta R}{C}; \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

従って、受信信号は最初の直接波のみとその後の直接波と水面による反射波からなるものである。また、海面よる反射波は自由端の反射であるために、境界に到達後の反射は位相変化せずに反射していく。ここで、直接波が到達したとスタート点とする場合、受信信号は式(3.3.5)と(3.3.6)の方程式に示す。

$$\begin{aligned} t_1 \leq \Delta t & \quad \text{直接波のみ} \\ S_{Ri} = S_{Rdi} &= V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t_1 + \phi_{di}) \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

$$\begin{aligned} t_2 > \Delta t & \quad \text{混合波} \\ S_{Ri} &= S_{Rdi} + S_{Rri} \\ &= V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t_2 + \phi_{di}) + V_{Rri} \sin(2\pi f_i t_2 - \phi_{ri}) \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

ここで、 S_{Rdi} は直接波であり、 S_{Rri} は反射波を意味している。 V_{Rdi} と V_{Rri} は直接波の到達振幅と反射波の到達振幅である。Tは送信トランスデューサから受信トランスデューサまでの直接波の伝搬時間として、 Δt は反射波と直接波の伝搬時間差である。つまり、送信信号を放射してから時間T後に、直接波が受信トランスデューサに到達し、時間 $T + \Delta t$ 後に反射波が受信トランスデューサに到達する。また、 f_i は各信号周波数であり、 ϕ_{di} は直接波の到達位相である。 ϕ_{ri} は反射波の到達位相である。伝搬時間差を用いれば、反射波の到達位相と直接波の到達位相の関係式が下式(3.3.7)で表す。

$$\phi_{ri} = \phi_{di} + 2\pi f_i \cdot \Delta t \quad (3.3.7)$$

ここで、混合波の場合に、反射波が到達した時点($t=0$)をスタートとする。式(3.3.7)を用い、式(3.3.6)で表した混合波の方程式は式(3.3.8)に書き換える。

$$\begin{aligned} S_{Ri} &= S_{Rdi} + S_{Rri} \quad \text{混合波} \\ &= V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t + 2\pi f_i \cdot \Delta t) + V_{Rri} \sin(2\pi f_i t) \end{aligned} \quad (3.3.8)$$

理解しやすいように、極端な場合を考える。つまり、直接波と反射波がほぼ同時に到達す

る場合に、反射波と直接波の振幅はほぼ同じと仮定する。また、離散化した時に十分高速なサンプリング時間を用いてあれば、混合波の方程式(3.3.8)は下式(3.3.9)に近似することができる。

$$\begin{aligned} S_{Ri} &= V(f_i) \cdot S(f_i) \\ &\approx (V_{Rdi} + V_{Rri}) \cos(\pi f_i \cdot \Delta t) \cdot \sin(\pi f_i \cdot \Delta t + \pi f_i \cdot \Delta t) \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

式(3.3.9)において、 $V(f_i)$ は混合波の振幅を表す式であり、 $S(f_i)$ は振動波形を表す式である。従って、混合波の振幅は周波数変化に伴い、大きさは $0 \sim (V_{Rdi} + V_{Rri})$ 範囲内に変化する。この式は理解しやすいために近似式であるが、次に、混合波の形成について厳密的に離散数値計算を行う。

送信トランスデューサから受信トランスデューサまでの直接波の伝搬時間を T とする。 $\text{Float}(D)$ は、数値 D の小数の部分を取り出すという定義（すなわち $0 \leq \text{Float}(D) < 1$ ）とすれば、直接波が到達した最初の位相 ϕ_{di} は式(3.3.10)によって算出することができる。

$$\begin{aligned} T &= \frac{R_d}{c} \\ \phi_{di} &= \text{Float}(T \cdot f_i) \times 2\pi \end{aligned} \quad (3.3.10)$$

同様に、反射波が到達した位相 ϕ_{ri} は式(3.3.11)で表す。

$$\phi_{ri} = \text{Float}((T + \Delta t) \cdot f_i) \times 2\pi \quad (3.3.11)$$

そして、データ収集のサンプリング周波数 F_s を加えれば、下式(3.3.12)と式(3.3.13)のように、受信信号の離散方程式が得られる。

$$k \leq \Delta t \cdot F_s \quad k=1, 2, 3, \dots \quad \text{直接波のみ}$$

$$S_{Ri}[k] = V_{Rdi} \sin\left(2\pi \frac{f_i}{F_s}(k-1) + \text{Float}(T \cdot f_i) \times 2\pi\right) \quad (3.3.12)$$

$$k > \Delta t \cdot F_s \quad n = \Delta t \cdot F_s \quad \text{混合波}$$

$$\begin{aligned} S_{Ri}[k] &= S_{Rdi}[k] + S_{Rri}[k] \\ &= V_{Rdi} \sin\left(2\pi \frac{f_i}{F_s}(k-1) + \text{Float}(T \cdot f_i) \times 2\pi\right) \\ &\quad + V_{Rri} \sin\left(2\pi \frac{f_i}{F_s}(k-1-n) - \text{Float}((T + \Delta t) \cdot f_i) \times 2\pi\right) \end{aligned} \quad (3.3.13)$$

また、わかりやすいように、混合波のみを考える。式(3.3.8)に対応し、反射波が到達した時点を開始とする。混合波の離散化方程式は下記の式(3.3.14)に書き換える。

$$\begin{aligned}
 S_{Ri}[j] &= S_{Rdi}[j] + S_{Rri}[j] \\
 &= V_{Rdi} \sin\left(2\pi \frac{f_i}{F_s} (j-1) + \text{Float}(\Delta t \cdot f_i) \times 2\pi\right) + V_{Rri} \sin\left(2\pi \frac{f_i}{F_s} (j-1)\right) \quad (3.3.14)
 \end{aligned}$$

この結果をまとめると、伝搬経路が一定な環境の下で、直接波の到達位相と反射波の到達位相は信号の周波数のみに依存している。また、式 (3.3.13) に示すように、直接波と反射波が重なる部分の信号である混合波は、周波数による位相変化に伴い、その振幅も変化する。この変化は直接波の振幅を基準とすれば、それより大きくなったり小さくなったりするということである。

一例として、水深 h を 1[m] とし、直接波の伝搬距離 R を 50[m] とする。また、音速 C を 1500[m/s] とし、直接波と反射波の電圧はそれぞれ 1[V] と 0.5[V] とする。サンプリング周波数 F_s : 400[kHz]、周波数 $f=40$ [kHz] の送信信号において式 (3.3.12) と式 (3.3.13) もしくは式 (3.3.14) により、受信信号を計算した結果は Fig. 3-3-6 に示す。

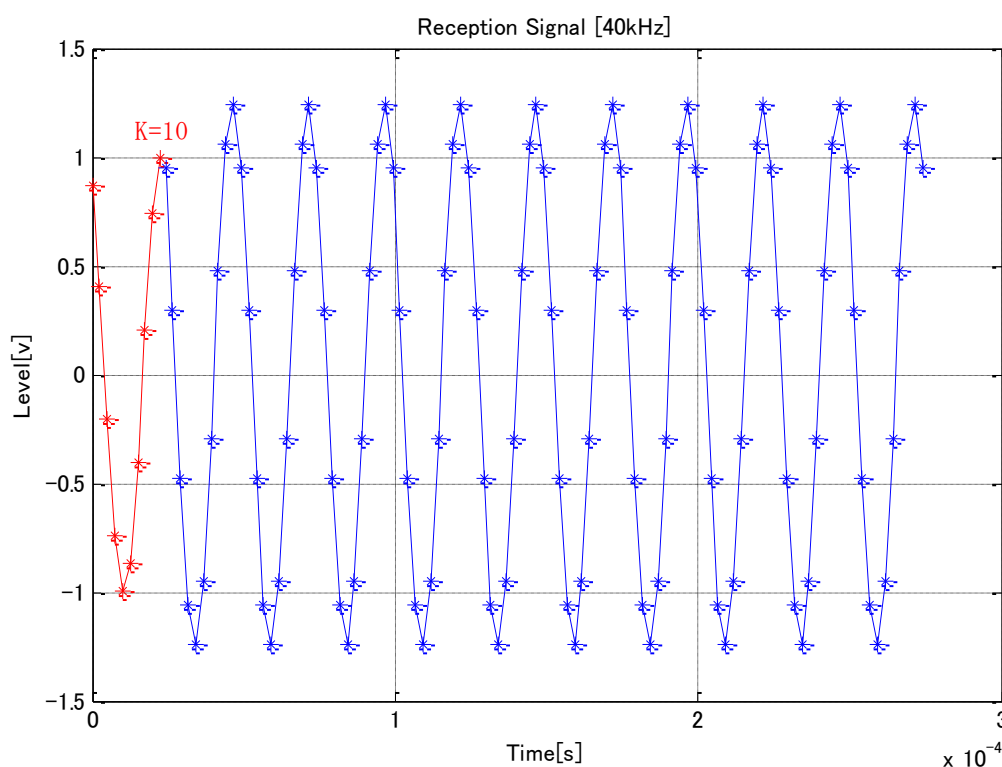


Fig.3-3-6 40kHz の受信信号

Fig3-3-6 に示すように、赤線は受信信号の直接波であり、青線は直接波と反射波による合成した混合波である。この環境において、直接波と反射波の伝搬距離差が小さいので、直接波のみのデータは 10 しかない。つまり、第 11 個目のデータから反射波が到達し、直接波と重なり、混合波になる。40kHz の受信信号混合波の振幅明らかに直接より大きい。同様に 34kHz を用いた送信信号に対して、受信信号の形成は Fig. 3-3-7 に示す。

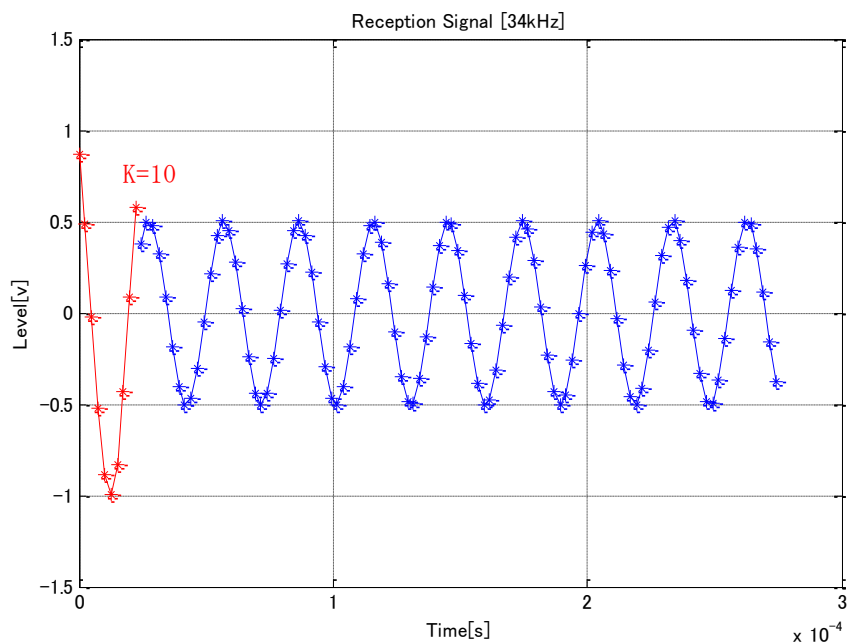


Fig.3-3-7 39kHz の受信信号

34kHzにおいては、反射波と直接波もほぼ同時に到達する。直接波のみ部分の境目は10個目のデータである。第11個目のデータから反射波が到達し、直接波と重なり、混合波になる。しかし、受信信号の混合波の振幅は直接波振幅より明らかに小さいということである。このように他の周波数を方程式に入れ、計算した結果は、一定な規則で混合波が形成される。

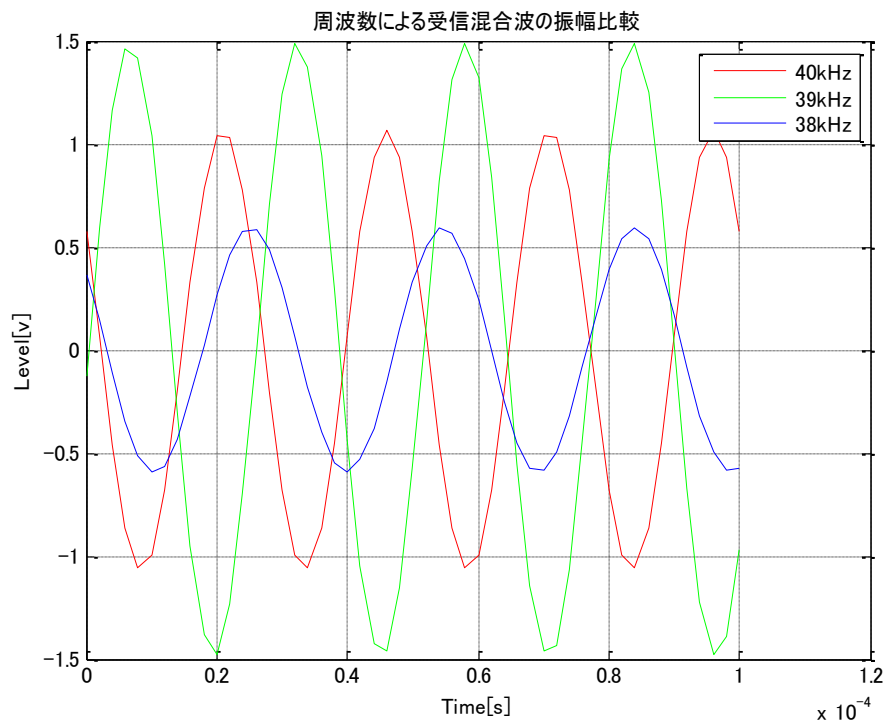


Fig. 3-3-8 周波数による受信信号混合波の振幅比較

Fig3-3-8 は前述の計測条件で 40kHz, 39kHz, 38kHz における受信信号混合波のみの比較を示している。周波数によって反射波の到達位相が異なるために、受信信号の混合波の振幅は直接波振幅を基準に変化する。つまり、同じ経路でも、周波数変化に伴い、受信信号の混合波のレベルが一定な規則で変化することが判った。

これは水面からの一次反射によるものであるが、実際には同原理であるため、水底からの反射及びマルチ反射が混入している場合も同じような物理現象が起きると考えられる。下式はマルチ反射波が混入した場合の受信信号の方程式である。

$$t_1 \leq \Delta t \quad \text{直接波のみ}$$

$$S_{Ri} = S_{Rdi} = V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t_1 + \phi_{di}) \quad (3.3.15)$$

$$t_2 > \Delta t \quad \text{一次反射波による混合波}$$

$$\begin{aligned} S_{Ri} &= S_{Rdi} + S_{Rri} \\ &= V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t_2 + \phi_{di}) + V_{Rri} \sin(2\pi f_i t_2 - \phi_{ri}) \end{aligned} \quad (3.3.16)$$

$$t_3 > T + \Delta t_n \quad n=1, 2, 3 \dots 4 \quad \text{マルチ反射波による混合波}$$

$$\begin{aligned} S_{Ri} &= S_{Rdi} + S_{Rri}^1 + S_{Rri}^2 + \dots + S_{Rri}^n \\ &= V_{Rdi} \sin(2\pi f_i t_3 + \phi_{di}) + V_{Rri}^1 \sin(2\pi f_i t_3 - \phi_{ri}^1) + V_{Rri}^2 \sin(2\pi f_i t_3 - \phi_{ri}^2) + \dots + \\ &\quad V_{Rri}^n \sin(2\pi f_i t_3 - \phi_{ri}^n) \end{aligned} \quad (3.3.17)$$

ここで、 V_{Rri}^n は各マルチ反射波の到達振幅、 ϕ_{ri}^n は各次反射波の到達位相である。数式の構成は一次反射波の構成と同じであるため、前述のような物理現象はマルチ反射においてもいえる。

このように、同様な計測条件において周波数変化により、反射波の到達位相が異なる。つまり、直接波と反射波からなる混合波の振幅は周波数変化に伴い、直接波の振幅を基準にし、それより強かったり弱かったりする。このことから、ある周波数の組み合わせで、それらの混合波の振幅を平均化すれば、その値は直接波の振幅と一致することを考え、M_SPL 測定方式を提案した。すなわち、M_SPL 法では、受信信号から直接波の振幅を求めるかわりに、複数周波数合成した信号を送信信号にし、それらの受信信号から混合波の振幅の平均値を求め、その値を計測システムの受信電圧 R_v として距離を換算することである。その実用可能性を検証するため、次のシミュレーションを行った。

② シミュレーション

本項目では、同じ計測条件で、周波数を変え、各周波数受信信号の直接波の振幅と混合波の振幅の比較シミュレーションを行う。また、その物理現象に基づく有用な測距方法の導出について述べる。前項の Fig. 3-3-5 に示した伝搬モデルにおいて、数式解析と同様に、水深 $h = 1\text{m}$ 、直接波の伝搬距離 $R = 50\text{m}$ において、MATLAB の Simulink を用いて受信信号を形成し、その中の直接波及び混合波のレベルを比較しながら、混合波振幅レベルの平均をとることによ

てその平均値が直接波とほぼ一致することを確認した。ここでは、直接波の到達振幅 $R_{v,d}$ を $1[V]$ 、反射波の振幅を $0.5[V]$ としている。 V_{mi} は各周波数 f_i の受信信号混合波の振幅である。以下に各周波数におけるシミュレーションの結果を示す。

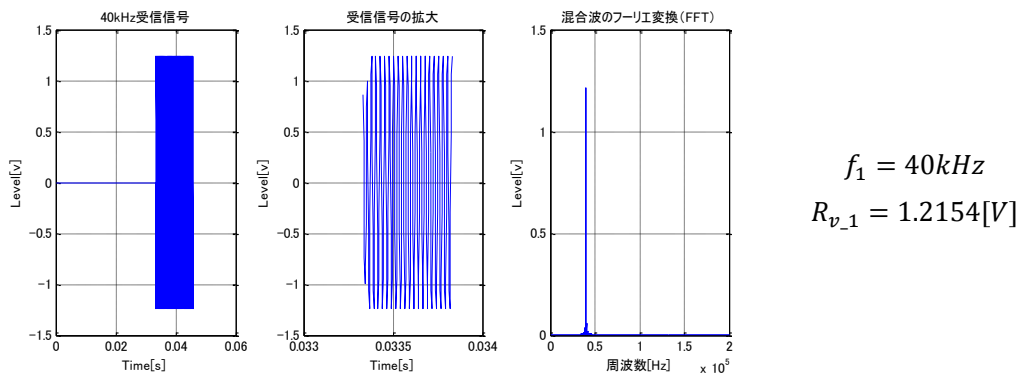


Fig. 3-3-9 40kHz の受信信号および混合波振幅

Fig. 3-3-9 は 40kHz の受信信号を示している。左図は受信信号で、送信信号の発信した時点 を時刻 T としている。つまり、送信してから、伝搬時間が経過したら信号が到達する。中間の 図は受信信号の拡大であり、右図はその受信信号の混合波部を、高速フーリエ変換した結果で ある。フーリエ変換によって、混合波の振幅を算出する。同様に、他の周波数 (39kHz~36kHz) の結果を Fig. 3-3-10 と Fig. 3-3-11 に示す。

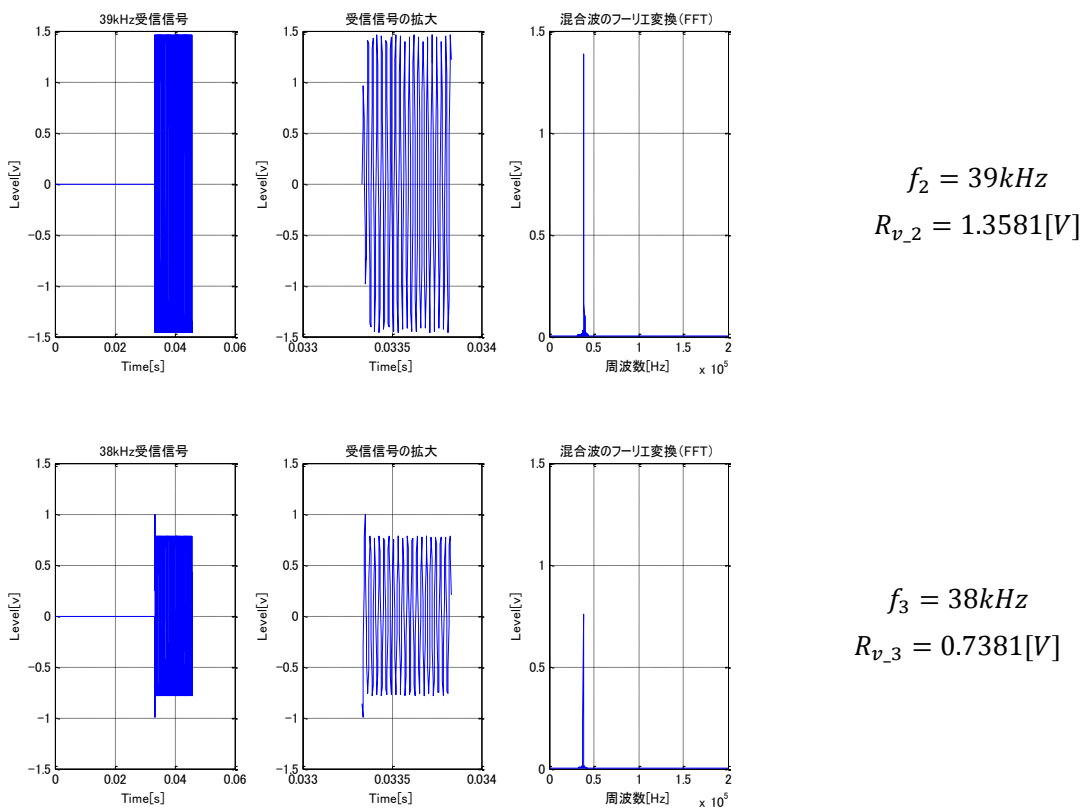


Fig. 3-3-9 39kHz・38kHz の受信信号および混合波振幅

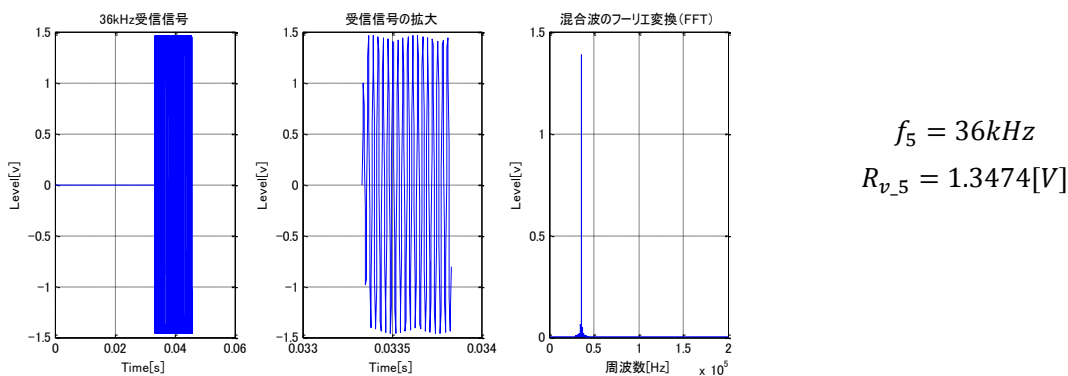
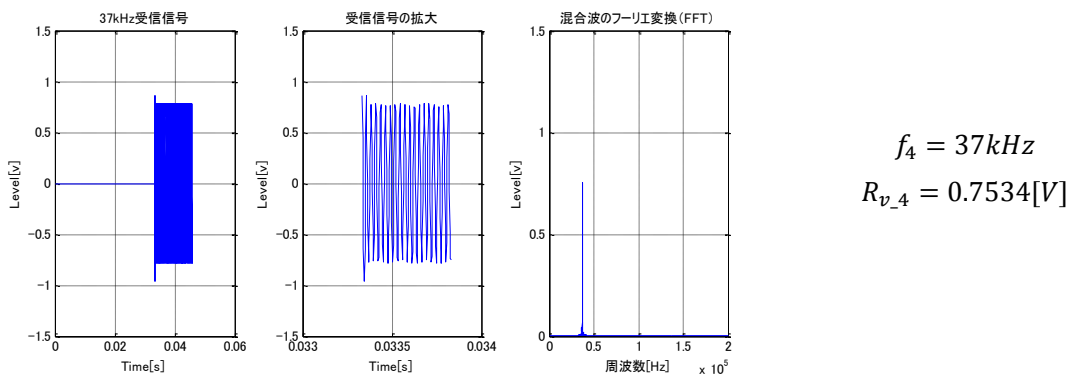


Fig. 3-3-10 37kHz・36kHz の受信信号および混合波振幅

Fig. 3-3-9 と Fig. 3-3-10 の結果により、受信信号の混合波振幅の変化が反射波到達時の位相変化に伴い、明らかに直接波より強かったり、弱かったりする。これらの統一性のない結果を平均すると

$$R_{v_{ave}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^5 R_{v_n}$$

$$= (1.2151 + 1.3581 + 0.7381 + 0.7534 + 1.3474)/5 = 1.0824 \text{ [V]} \tag{3.3.18}$$

この結果は直接波の振幅 $R_{v_d}=1$ [V] とほぼ一致する。また、他の周波数を用いたシミュレーションの結果により、このような複数周波数の組み合わせがさまざまに存在していることも分かった。

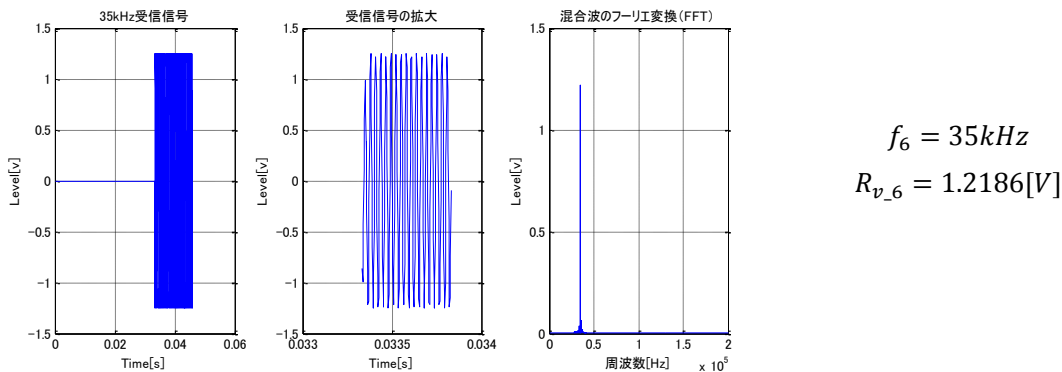


Fig. 3-3-11 35kHz の受信信号および混合波振幅

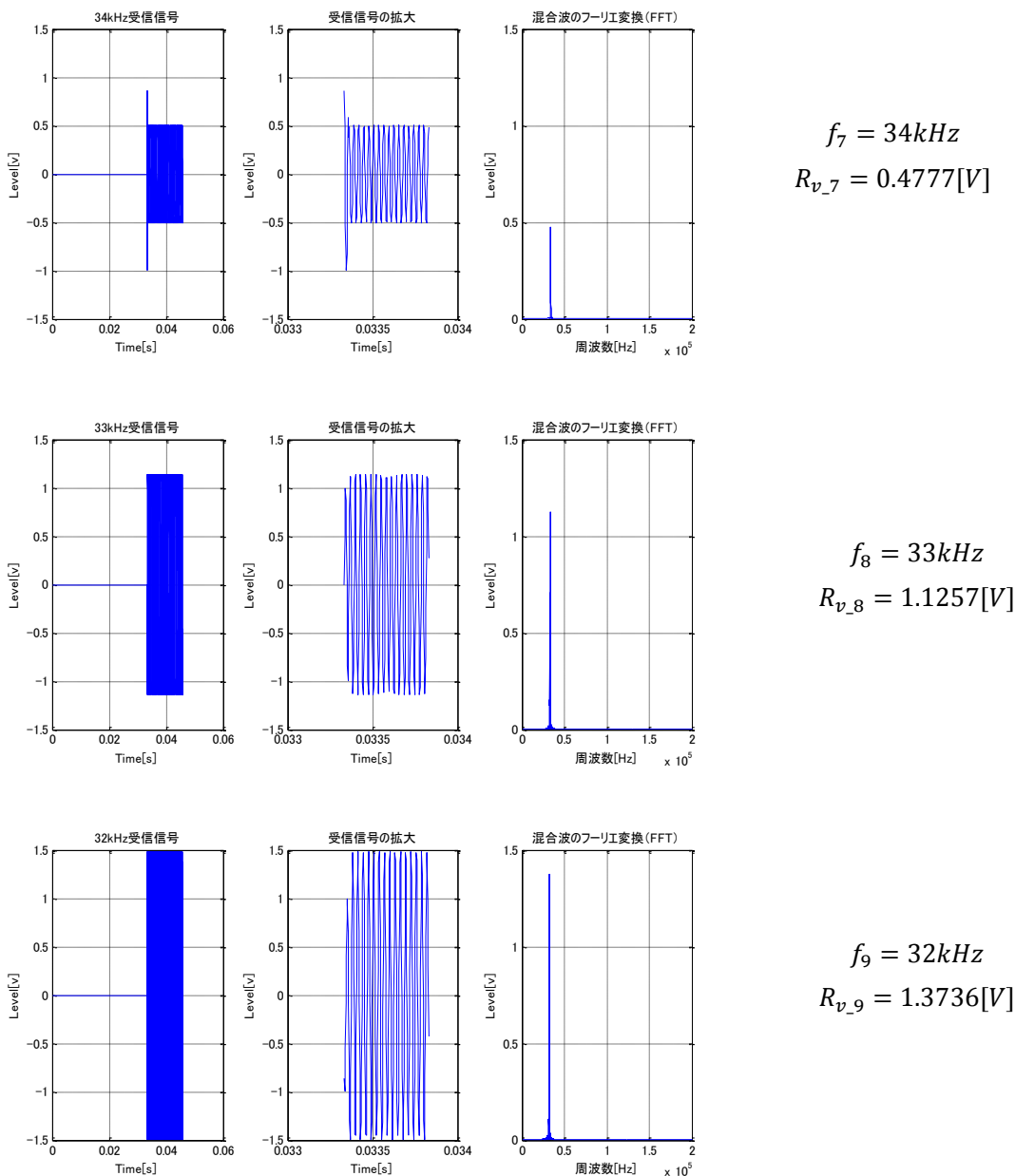


Fig. 3-3-12 32～34 kHz の受信信号および混合波振幅

Fig. 3-3-12 に示しているのは、周波数 34 kHz, 33 kHz, 32 kHz の受信信号シミュレーション結果である。これらも位相変化によって受信信号の混合波振幅は異なる。ここで、フーリエ変換により求められた受信信号の混合波振幅を、前述した周波数組み合わせに追加し、混合波部振幅の平均をとった結果を式(3.3.19)に示す。

$$\begin{aligned}
 R_{v_{ave}} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^9 R_{v_n} \\
 &= (1.2151 + 1.3581 + 0.7381 + 0.7534 + 1.3474 + 1.2186 + 0.4777 + 1.1257 + 1.3736)/8 \\
 &= 1.0824 \text{ [V]}
 \end{aligned}
 \tag{3.3.19}$$

この結果も直接波の振幅 $R_{v,d}=1$ [V] とほぼ一致する。さらに、他の周波数のシミュレーション結果により、「40 kHz, 39 kHz, 38 kHz, 37 kHz, 36 kHz, 35 kHz, 34 kHz, 33 kHz, 32 kHz」; 「15 kHz, 16 kHz, 17 kHz, 18 kHz, 19 kHz, 20 kHz」; 「15 kHz, 16 kHz, 17 kHz, 18 kHz, 19 kHz, 20 kHz, 21 kHz, 22 kHz, 23 kHz」などの周波数組み合わせで、混合波の振幅の平均値が直接波の振幅とほぼ一致することが検証できた。

しかし、これらはひとつの測定環境（伝搬距離 10m と水深 1m）でのシミュレーション結果であるので、水深変化及び伝搬距離の変化のある任意の測定環境において、複数周波数の混合波の振幅平均値が直接波の振幅と一致することの一般性について、さらにシミュレーションで確かめた。このシミュレーションは、伝搬距離と水深の変化に対し、複数周波数の混合波の振幅平均値は直接波の振幅と一致することの検証を目的とする。ここで、複数周波数の組み合わせとして「40 kHz, 39 kHz, 38 kHz, 37 kHz, 36 kHz, 35 kHz, 34 kHz, 33 kHz, 32 kHz」を用いる。

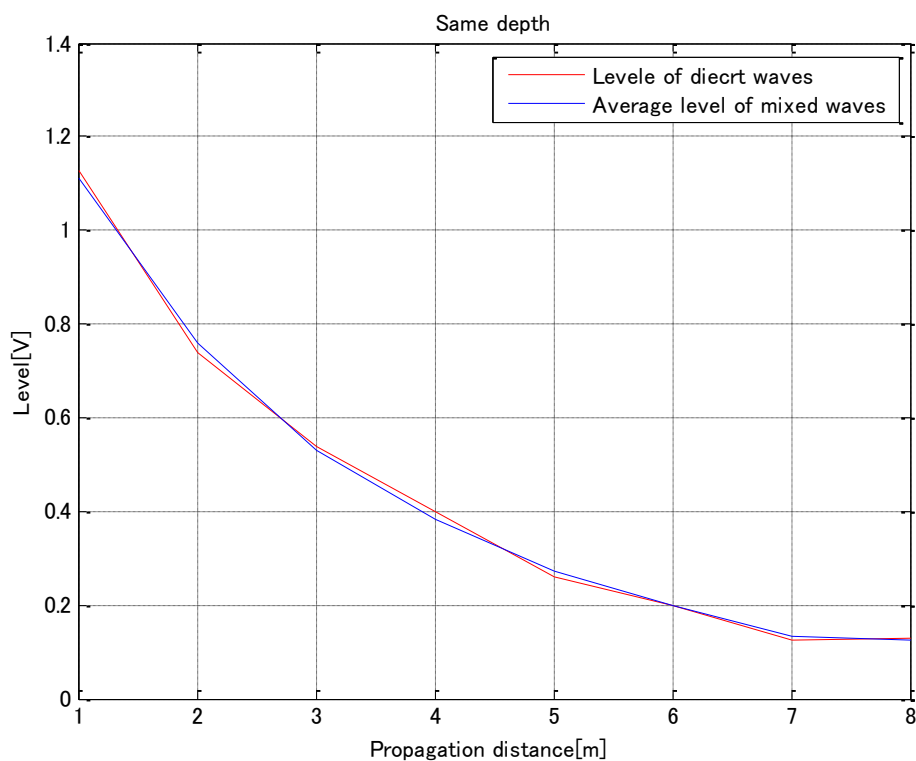


Fig. 3-3-13 伝搬距離変化に伴う混合波振幅平均値と直接波振幅の比較

Fig. 3-3-13 は一定な水深における、伝搬距離変化に伴う混合波振幅平均値と直接波振幅の比較結果を示している。赤線は直接波の振幅であり、青線が混合波の振幅平均値である。結果により、両者がほぼ一致することが検証できた。また、次頁の Fig. 3-3-14 は一定伝搬距離における、水深変化に伴う混合波振幅平均値と直接波振幅の比較結果を示している。ここでも、水深の変化があっても、複数周波数の振幅平均値が直接波にほぼ一致することが言える。

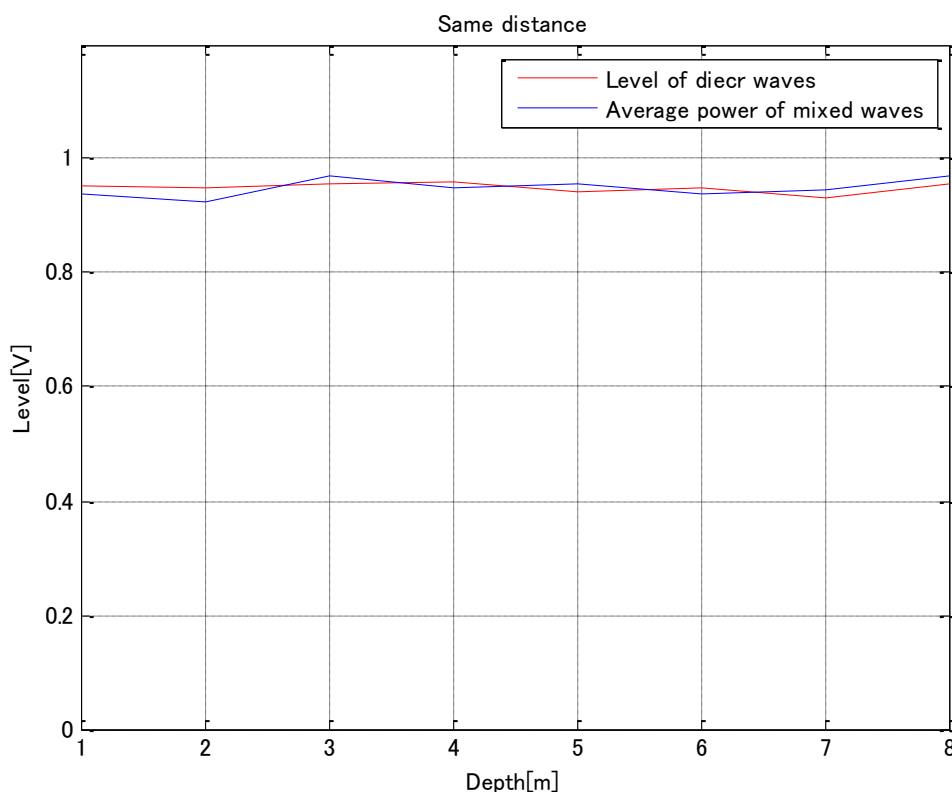


Fig. 3-3-14 水深変化に伴う混合波振幅平均値と直接波振幅の比較

以上により、同じ計測条件でも、周波数変化に伴う直接波と反射波の位相変化によって、受信信号の反射波と直接波からなる混合波の構成が異なり、精度に影響が出た反射波が混ざった混合波を利用して、ある範囲内の複数周波数波を合成した信号を送信信号にし、受信信号から各周波数の混合波の振幅を計測し、それらの平均値を求めると、直接波の振幅とほぼ一致するので、複数周波数の混合波振幅の平均値を受信電圧として距離測定ができる。即ち、本研究で提案した M_SPL 方式は有効であることが検証できた。

3. 4 検証実験

前節では、従来の距離測定方式 D_SPL の問題を克服できる方式である M_SPL 方式について、測定原理を数学的に解析したうえ、有用性のシミュレーションによる検証について述べた。本節では、提案した M_SPL 方式を用いた水槽検証実験について述べる、従来の D_SPL 方式との結果比較により、M_SPL の有用性を検証したうえ、D_SPL 方式より優れることを示す。

3. 4. 1 実験使用機器

計測システムとして、Fig. 3-4-1 に示すシステムを用いる。この計測システムの構成については 3.2.1 において説明したので、ここは詳細を略する。

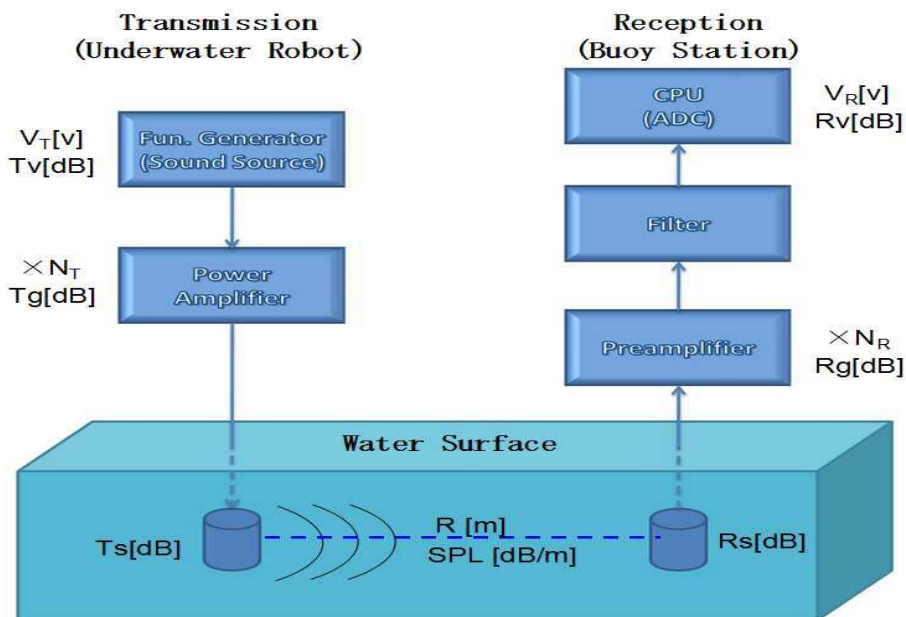


Fig. 3-4-1 距離測定システムの概念図

計測システムに使用する各計測機器は以下のものである.

- ① Fun. Generator (信号発生器)



Agilent 33120A:

- ◆出力電圧 : 10vp-p
- ◆周波数 : 1Hz~10MHz
- ◆トーンバースト
周波数 : 1Hz~99Hz
幅 長 : 1~999

- ② Power Amplifier (パワーアンプ)

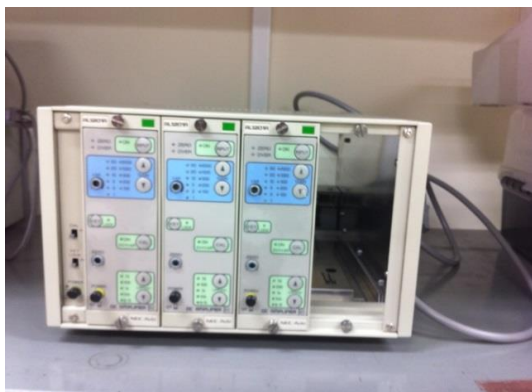


NF HSA4011

- ◆最大出力 : 150vp-p
- ◆周波数帯域 : ~100kHz
- ◆出力インピーダンス : 50Ω
- ◆入力インピーダンス : 0.2Ω + 1μH typ
- 利得切り換え・バイアス加算・オフセット
微調整

Fig. 3-4-2 送信側使用計測装置

③ Preamplifier(プリアンプ)



NEC AL1201A

- ◆三 Ch 同時使用可
- ◆最大入力電圧：±10v
- ◆最大出力電流：10mA or 5mA
- ◆最大出力電圧：±10v
- ◆周波数特性帯域：100MHz
- ◆利得ゲイン：1～2000

④ Filter(フィルター)



NF P-85

- ◆二 ch 使用
- ◆モード：ローパス・ハイパス・スル
- ◆2ch 合わせ使用によるバンドパス使用可
- ◆遮断周波数：0.1kHz～119.9kHz
- ◆減衰傾度及び確度：48dB/oct±4dB
- ◆最大入力電圧：±10v
- ◆入力インピーダンス：100kΩ

⑤ データ収集ユニット



Keyence: NR-500 & NR-HA08

- ◆ADC 機能搭載
- ◆収集モード：連続・離散・リピート
- ◆サンプリング周期：0.1μs～1min
- ◆トリガ使用対応
- ◆データ Excel 自動保存・CSV 形式可
- ◆最大入力電圧：±10v
- ◆FFT 等の演算可能

Fig. 3-4-3 受信側使用計測装置

⑥ Transducer (送信, 受信トランスデューサー)



音響素子：トランスデューサ

- ◆送受信通用
- ◆無指向性
- ◆周波数特性帯域：20～40kHz
- ◆特性グラフ：見付録

Fig. 3-4-4 トランスデューサ

⑦ Oscilloscope(オシロスコープ)

デジタル型



アナログ型



Fig. 3-4-5 信号観測用オシロスコープ

Table. 3-4-1 計測機器リスト

番号	機材名	数量	型番
①	信号発生器	2	Agilent 33120A
②	パワーアンプ	2	NF HSA4011
③	トランスデューサ	6	NEC トーキン特注品
④	プリアンプ	1	NEC AL1201A
⑤	フィルタ	1	NF FV-625A
⑥	オシロスコープ	2	EZ-OS5020 ; TEXIO-DCS9515
⑦	データ収集ユニット	1	KEYENCE NR-500

Fig. 3-4-2～Fig. 3-4-5 に示すのは実験用の各汎用計測機器である。信号発信器は単一周波数の信号を発信するものであるため、提案した M_SPL 計測方式に相応する複数周波数による計測する時、信号は単一周波数ごとに発信し、複数回による計測を行う。これは、M_SPL 方式の特殊性のために、汎用機で複数周波数の合成信号の発生機能を満たすものが存在しないためである。この問題に対し、第五章において M_SPL 方式に応じる信号発信装置の製作を記述する。長距離測定のために、パワーアンプにより、信号のパワーを増大させる。実験では最大出力±150V のものを用いた。受信側では、振幅のみを知るので、プリアンプを用い、受信信号レベルを増大し、また、ノイズを除去するためのフィルタを用いている。M_SPL 方式は複数周波数を用いることから、フィルタをローパスとハイパスに設定した場合、周波数組み合わせの帯域によって通過帯域が簡単に設定できるが、このような設定は相対的に SNR の精度が下がる。一方で、バンドパスに設定する場合に、SNR はよくなるものの、複数周波数を通過させるには、複数回の帯域設定が必要となる。これは処理時間に手間がかかるという問題が生じる。本研究の実験においては、フィルタ設定は前者のローパスとハイパスにし、SNR を良くするために、信号処理の際にデータ処理にて再びフィルタリングを行った。デジタル型とアナログ型の二台のオシロスコープをそれぞれ送信側と受信側に置き、送信信号と受信信号を確認するために用いている。また、FFT 等の演算可能なデジタル型を用い、発信信号のキャリブレーションを行う。アナログ/デジタル変換器 (AD/C) のかわりに、AD/C 機能の搭載データ収集ユニットを用い、データ記録にはサンプリング周期を設定したうえで、データ長は発信信号のトーンバースト周期の 2 倍にする。そして、収集したデジタルデータは自動的に PC へ保存し、後処理により受信電圧を算出し、伝搬減衰と伝搬距離を計測する。汎用機器のかわりに、軽量化・小型化のプロトタイプシステムの製作は第五章において詳記する。

3.4.2 実験内容・方法

★ 実験環境

実験は東京海洋大学内にある曳航水槽で行った。水槽サイズは 10m(W)×50m(L)×2m(D) である。実験水槽の平面図と実際的水槽写真は Fig. 3-4-6 と Fig. 3-4-7 に示す。

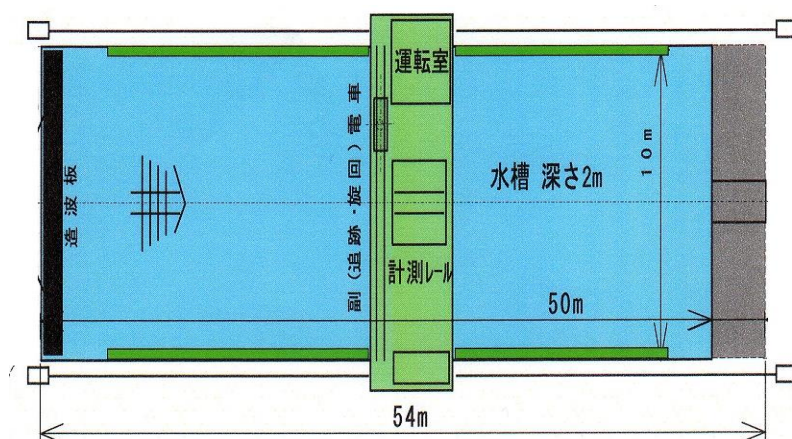


Fig. 3-4-6 信号観測用オシロスコープ



Fig. 3-4-7 実験水槽の平面図及び実際の模様

水槽の前後左右の側面に吸音材が覆われているため、境界において発生した反射波は水面と水底によるものと考えられる。移動電車は高精度の距離センサーが搭載されており、測定精度は1mmである。送受信の装置については、送信装置を固定し、受信装置を移動電車上に設置する。これにより電車を1mずつ移動すれば、送受信間の伝搬距離を1m刻みに離しながら計測ができる。しかし、完全に室内環境であるため、電車が動くことによって、モータ等の作動とともに、ノイズが発生してしまう。また、水深1mにおける実験を行うため、水中の音響ノイズ以外にも空中からの伝搬ノイズも拾う可能性が十分に高いと考えられる。

Fig. 3-4-8 に示すのは実験場におけるこれらの背景ノイズであり、Fig. 3-4-9 に示すのはこの実験場において受信トランスデューサが得た受信信号中のノイズである。

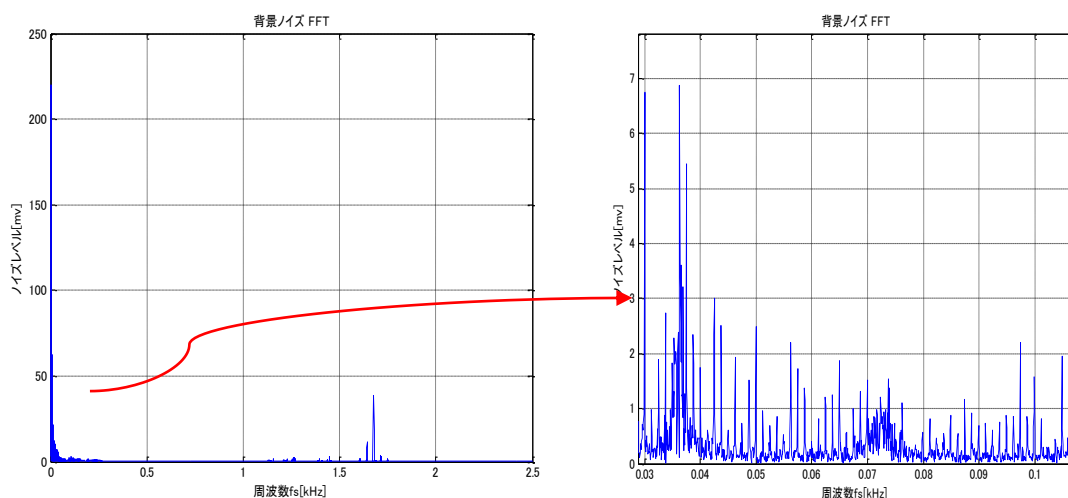


Fig. 3-4-8 実験場の背景ノイズ

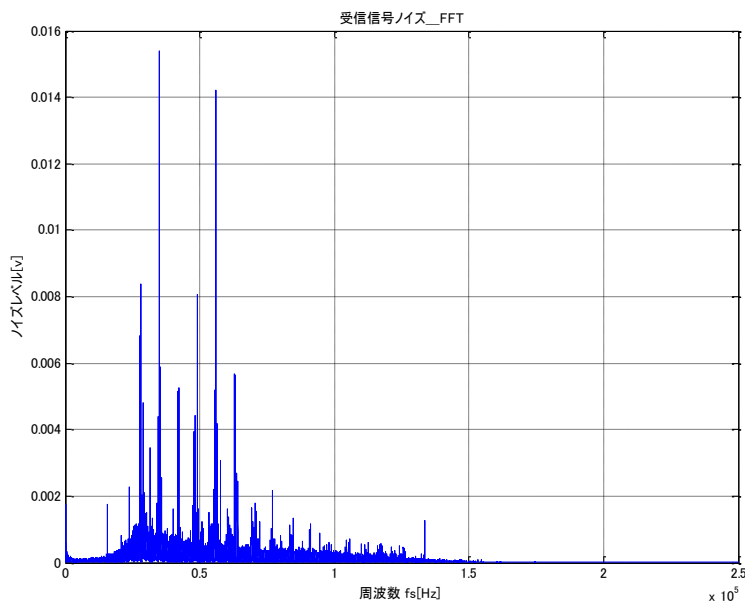


Fig. 3-4-9 受信信号のノイズ

結果によると、背景雑音では電気による発生したノイズ等の低周波数以外には、いくつかの高周波のノイズが入っている。これは空中の電波によるものと思われる。Fig. 3-4-9 は機器フィルタを通した受信信号中のノイズである。高周波のノイズがほとんどなくなるが、電気による低周波ノイズが混入している。ノイズを完全に除去することができないこの完全室内環境では、測定精度を確保しながらより良い SNR の信号を得られるために、しっかりとしたノイズ対策は重要である。この研究では、対策として機器のフィルタ以外に、移動電車の動作による雑音を抑えるように電車の移動終了後、いったん電源を切り、安定してから計測を始める。さらに、信号処理プログラムに受信信号元データに対して、もう一度デジタルフィルタを加える。

★ 実験内容

Fig. 3-4-10 と Fig. 3-4-11 は水槽において、各計測装置設置模様を示している。



Fig. 3-4-10 水槽実験の様相①



Fig. 3-4-11 水槽実験の様相②

Fig. 3-4-10 と Fig. 3-4-11 に示すように、すべての計測機材を移動電車にのせ、信号発生器からトーンバースト信号を発生させ、オシロスコープにて確認しながらパワーアンプを通し、水中の送信用トランスデューサに送る。送信トランスデューサは水槽の中心軸上（両岸から等距離：5m）、水深 1mの場所にクレーンにて固定した。受信トランスデューサは移動電車の水槽中心軸上、水深 1mに固定する。受信した信号を電車に乗せたプリアンプを通して、さらにノイズを除去するために、フィルタをかけ、収集ユニットを通してデータを PC に保存する。レーザ距離計は送受信トランスデューサ間の最初距離 R を測るためのものである。移動電車は送信トランスデューサから R [m]の位置を最初に、順次に 1 [m]程度毎動かす。すなわち、送、受信トランスデューサの距離を R [m]から 1m刻みに計測するようにした。実験に用いる周波数帯域は 40kHz, 39kHz, 38kHz, 37kHz, 36kHz, 35kHz, 34kHz, 33kHz, 32kHz である。計測内容は下記になる。

Table. 3-4-2 実験の各パラメータ

パラメータ	説明	数値	パラメータ	説明	数値
V_T	送信電圧	1.8 [v]	F	周波数	32kHz~40kHz
T_g	送信ゲイン	33.98 [dB]	T_B	バースト周波数	2Hz
T_s	送信感度	114.50 [dB]	L_B	バースト幅長	100 波
R_g	受信ゲイン	46.02 [dB]	F_s	サンプリング周波数	400kHz
R_s	受信感度	-203.51 [dB]	N	収集データ数	400,000

Table 3-4-2 は実験の各パラメータを示している．送信電圧は信号発信器から発生した信号の振幅をキャリブレーションした値である．キャリブレーションは各電圧値 1v~10v の信号電圧理論値を出し，データ収集ユニットで信号を取り，各振幅値を計算し，その値を実験値とする．また，理論値と実験値の近似グラフを作成することにより，実験値と理論値のずれ率を調べる．

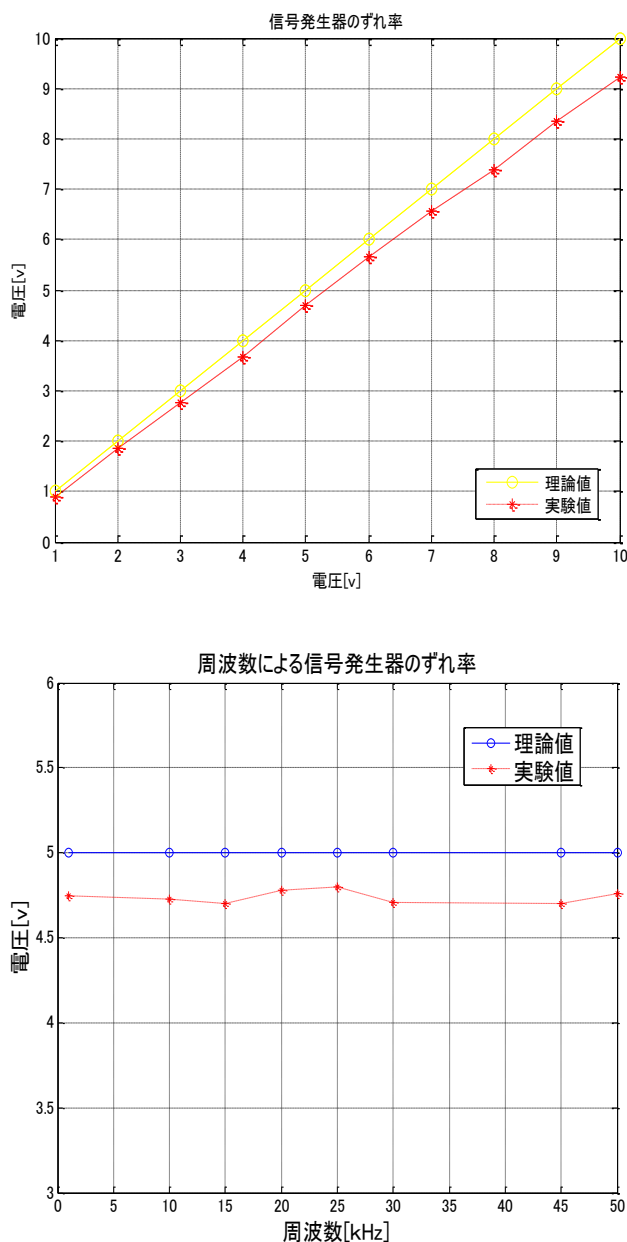


Fig. 3-4-12 信号発信器の振幅ずれ率

Fig. 3-4-12 に示しているのは経年変化した信号発信器のずれ率である．左図は一定な周波数 40kHz において電圧 1[v]~10[v] の振幅の理論値と実験値を表し，結果によれば，ずれ率は約 8%が生じる．また右図では，一定の電圧に設定し，周波数を変化させ電圧の変化を調べた．結果として，各周波数帯域においた電圧値はほぼ直線になっている，つまり，周波数による電圧の変化はない．従って，信号発信器による系統誤差として約 8%が存在し，これを距離測定の際

に補正しなければならない。

また、Table3-4-2 に示すように、送・受信ゲイン T_g , R_g は増幅する利得（倍率）をデシベル表現したものであり、送受信感度 T_s , R_s はトランスデューサの周波数特性を表すもの、受信感度をマイナスで表現する。トーンバースト信号では周期を 0.5s(周波数 2Hz)にし、幅長は周波数の如何に関わらずすべてを 100 波に設定した。受信側の収集サンプリング周波数は最高周波数 40kHz に合わせ、400kHz に設定した。収集データ数はトーンバースト信号の周期の 2 倍、すなわち 1[s]で 400,000 個を記録する。

送信信号の一例として、信号発生器で、一定な電圧で各周波数のバースト波（Burst Wave）を送信する。送信電圧の理論値を 4[v]に設定し、バースト周期を 0.5s, バースト幅長を 100 波に設定したものを Fig. 3-4-13 に示す。

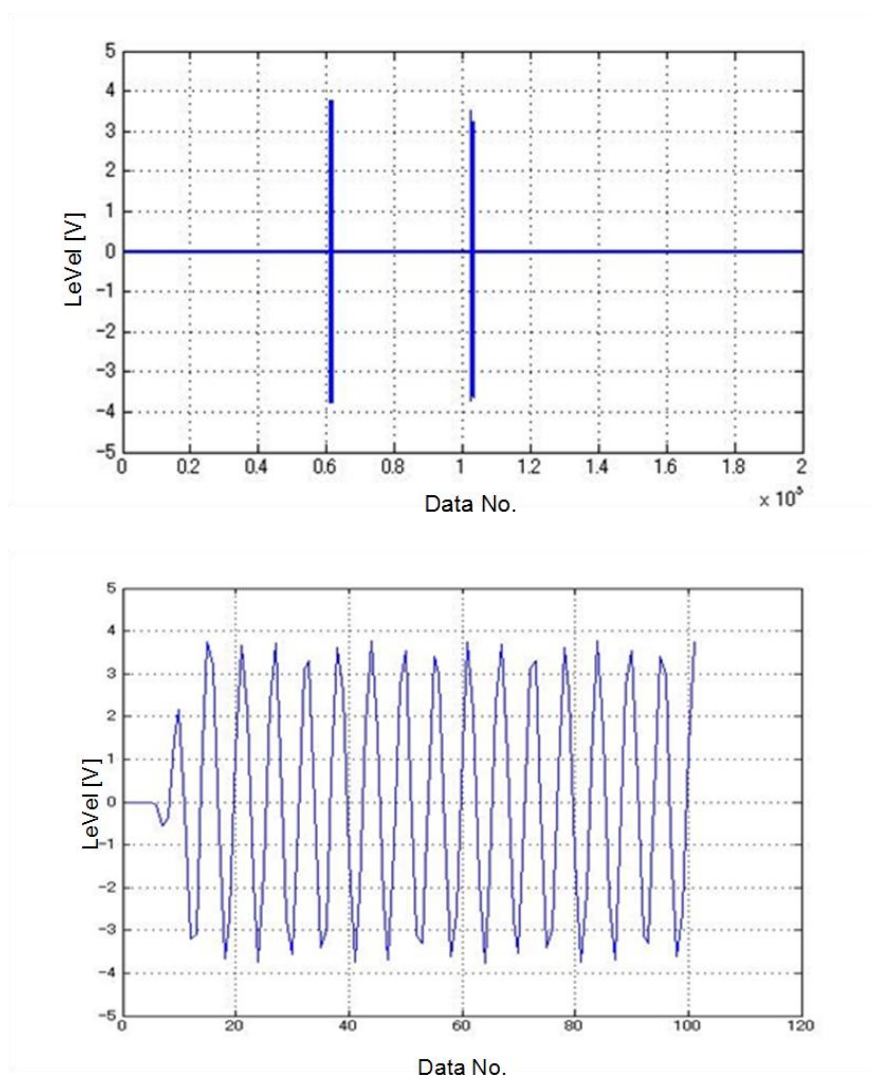


Fig. 3-4-13 実験の送信信号一例

Fig. 3-4-13 は実験の送信信号の一例である。下図は上図のバースト信号中の発生部信号の拡大であり、グラフに示すように、実験値は明らかに理論値とのずれを生じている。

実験の受信信号一例として、Fig. 3-4-14 に示す。これは、水深 1m, 伝搬距離 4m における

周波数 35 kHz の受信信号である。データ収集ユニット (KEYENCE NR-500) により、アナログ信号をデジタル数値データに転換し、保存し、MATLAB によりグラフ表現をする。

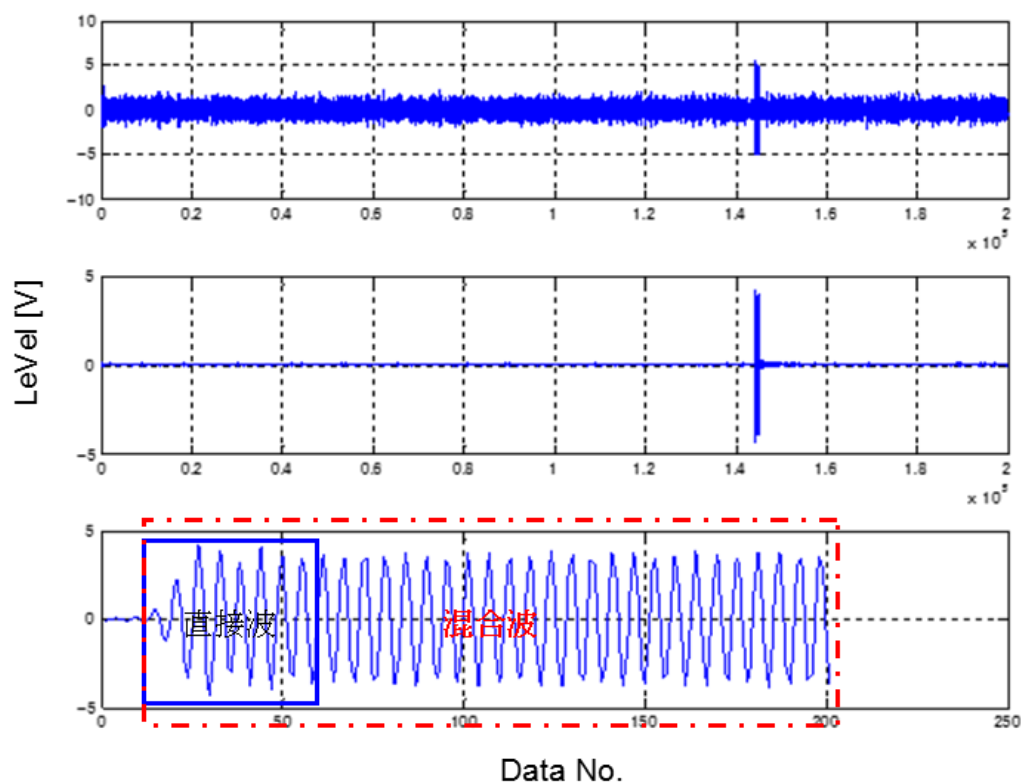


Fig. 3-4-14 実験の受信信号一例

このグラフで上段の信号は受信信号の元データである。前節でも述べたようにノイズが混入しているため、機器フィルタでは完全に除去することが不可能で、受信信号の SNR は理想な状態に至らない。そこで、データ処理プログラムでフィルタプログラムを作成し、信号を再度ノイズ濾過させた結果は中段のグラフに示す。下段の信号はバースト信号の信号発生部の拡大である。最初に到達したのは直接波で、その後に反射波と直接波が混ざった混合波となる。

本実験では、測定方式に従って、受信信号から抽出する部分直接波もしくは混合波により、D-SPL 方式と M-SPL 方式の測定有効性を確かめた。実験内容は、主に下記のとおりである：

- 内容 1：各単一周波数を用いて、受信信号中の直接波の振幅を受信電圧として、距離を計算する。
- 内容 2：各単一周波数を用いて、受信信号中の直接波の振幅を受信電圧として、距離を計算する。ここで、同じの計測距離では複数回の直接波の振幅を計測し、その平均値を受信電圧として、距離を計算する。
- 内容 3：複数周波数 (32kHz~40kHz) を用いて、受信信号中の各混合波の振幅を平均したものを受信電圧として、距離を計算する。

3.4.3 実験結果

実験内容に応じて、それぞれの結果を比較するとともに、本研究で提案した混合波による M-SPL 測距方式の有用性を検証する。また、従来の D_SPL 計測方式との結果比較によって、M_SPL 方式の優越性を示す。まず、前節の Fig. 3-3-2 より説明した従来の D_SPL 方式計算フローチャートを用い、計測した結果は Fig. 3-4-15 に示す。

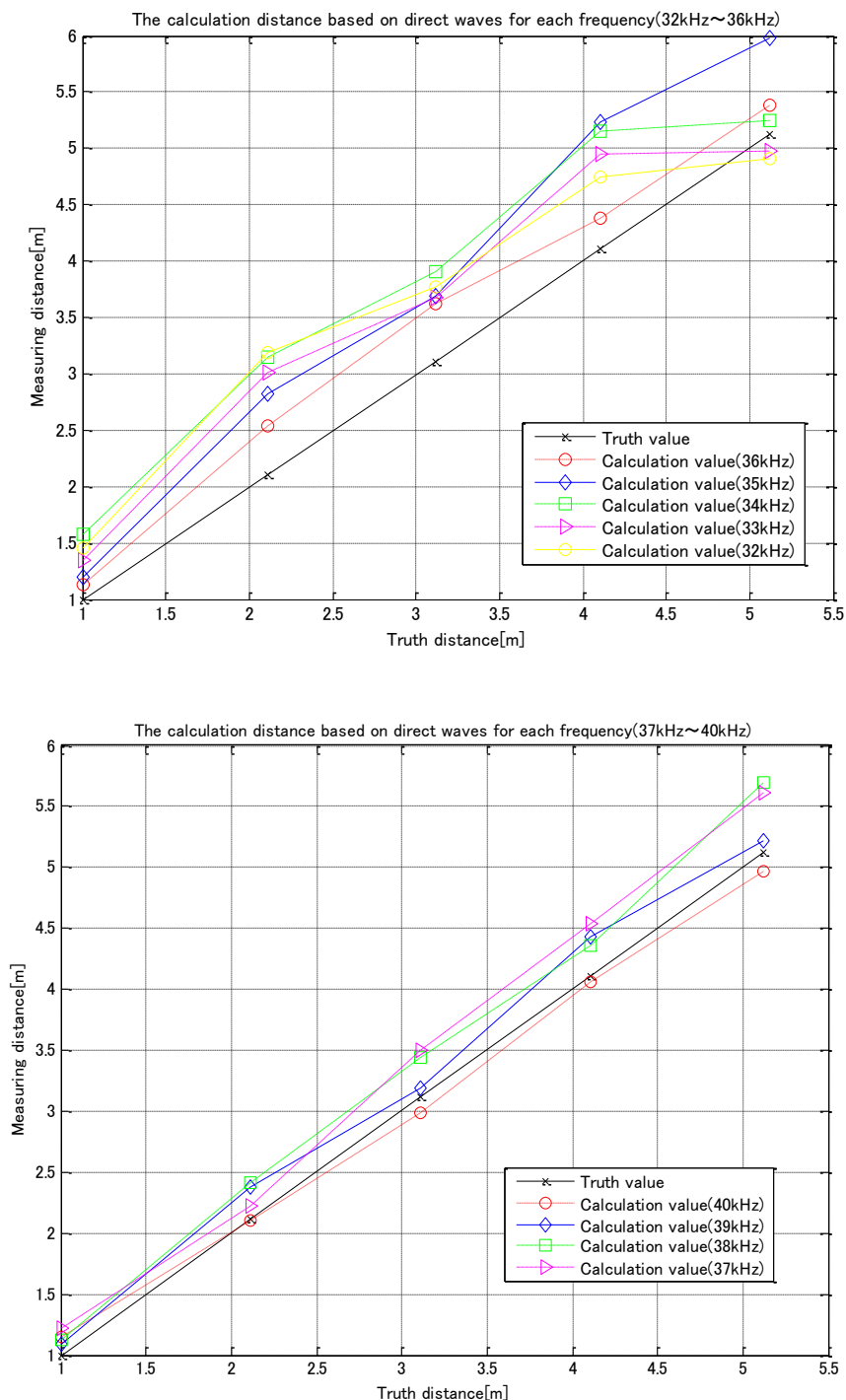


Fig. 3-4-15 D_SPL 計測方式を用いた結果①

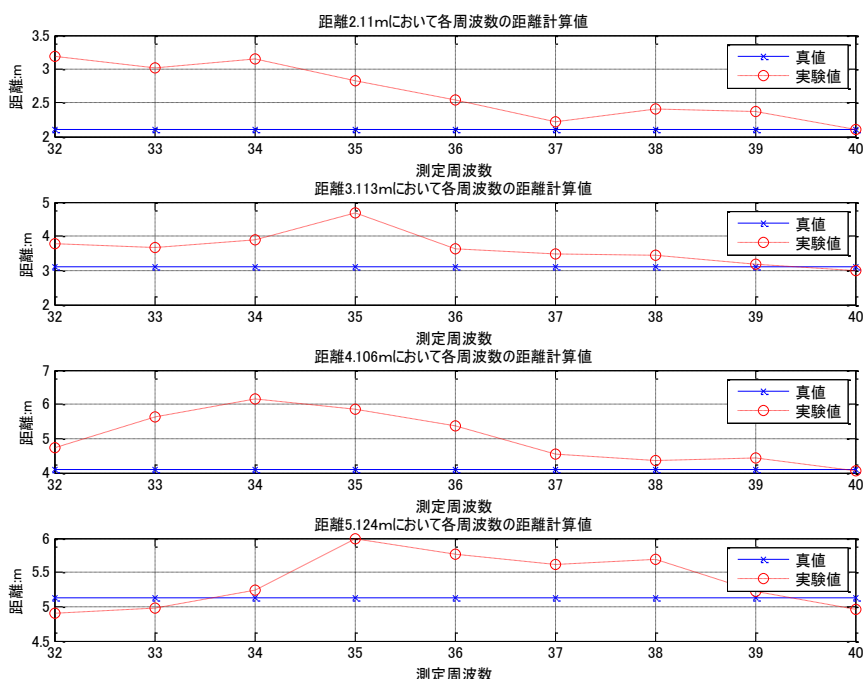


Fig. 3-4-16 D_SPL 計測方式を用いた結果②

D_SPL 方式は単一周波数信号を送信し、受信信号から直接波のデータを取り出し、その振幅を受信電圧 R_v として距離 R を計算した結果である。実験環境により、多様な反射波の影響で、計測精度が不安定であることが分かる。

次に、D-SPL に基づいて各測定点において周波数ごとに複数回を計測し、各回で計測した直接波の電圧の平均値を受信電圧として距離を計算した結果を Fig. 3-27 と Fig. 3-28 に示す。

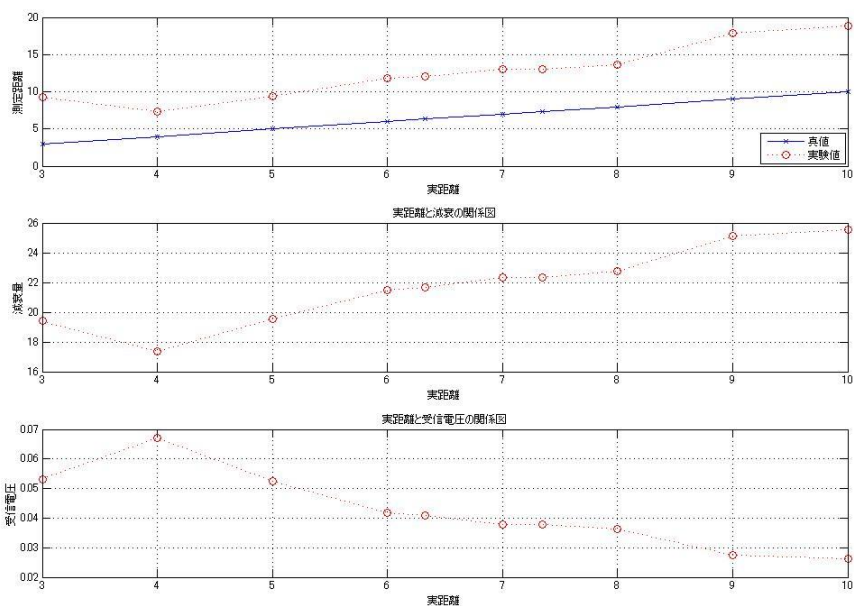


Fig. 3-4-17 D-SPL の単回計測の受信電圧・伝搬減衰及び距離結果

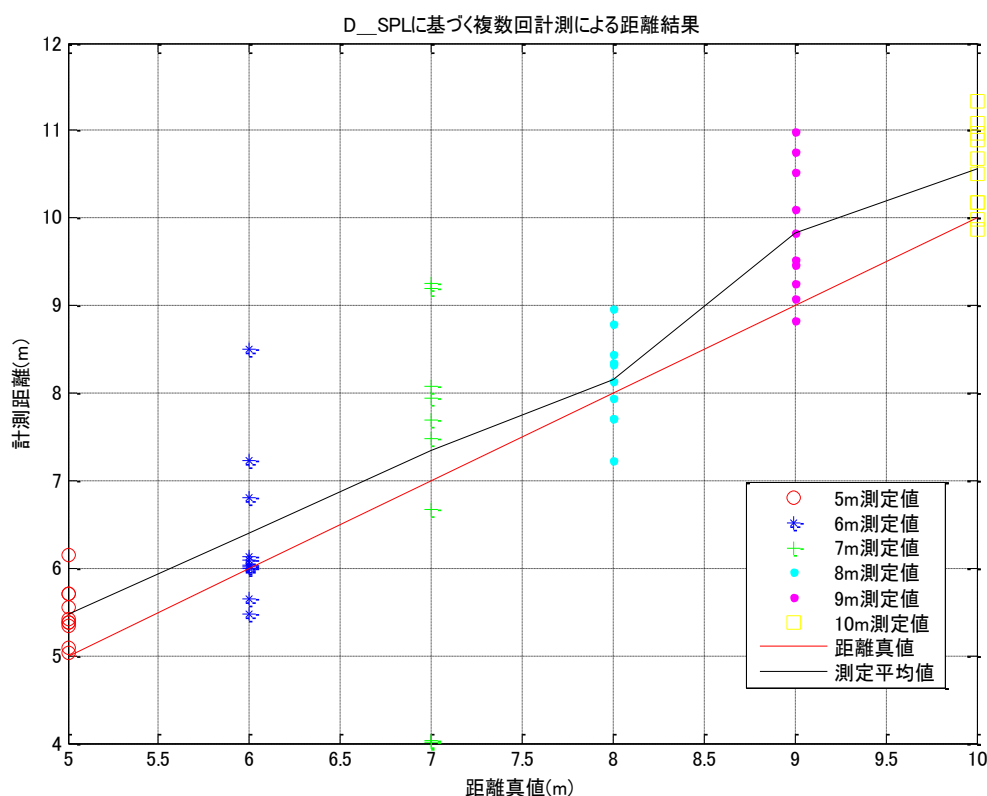


Fig. 3-4-18 D-SPL の複数回計測平均化による結果

Fig. 3-4-17 は D-SPL 方式で単回計測のみによる受信電圧・伝搬減衰及び計測距離の結果である。グラフに示すように各点結果が不安定である。これは、受信信号がバラツキを持ち、不安定なため、一回のみの計測では測定結果の不安定さが測定精度に現れる。すなわち、計測結果は不安定な受信信号とともに変化する。一般に、バラツキのあるデータの分布解析に平均化をするのは有効な手段のひとつであり、ここでもその手段を用いた。Fig. 3-4-18 に示す結果によれば、D-SPL に基づく複数回計測の平均による結果は一回のみの結果より測定精度の向上が明らかである。しかし、前節に述べたように、一定な水深においた場合に、伝搬距離が長ければ長いほど直接波のデータ数が少なくなる。つまり、直接波が反射波に埋もれ検出ができない場合に D-SPL 方式が使用不可となる。また、実用の際に一か所につき複数回の計測は非現実ではない。

一方、この問題を解決するために、複数周波数発信信号に対して、受信した反射波と直接波が混ざった「混合波」を解析して、その振幅の平均値を受信電圧 R_v として距離を求める M-SPL 方式を用いる。前節のシミュレーション結果により、複数周波数の組み合わせを用いれば、混合波の平均値が直接波とほぼ一致することが検証できた。この実験で使用するのは 32kHz～40kHz の複数周波数の組み合わせである。これはトランスデューサの周波数特性と測定範囲に合わせたうえで決まったものである。これを用い、M-SPL 測定方式を実験的に検証する。

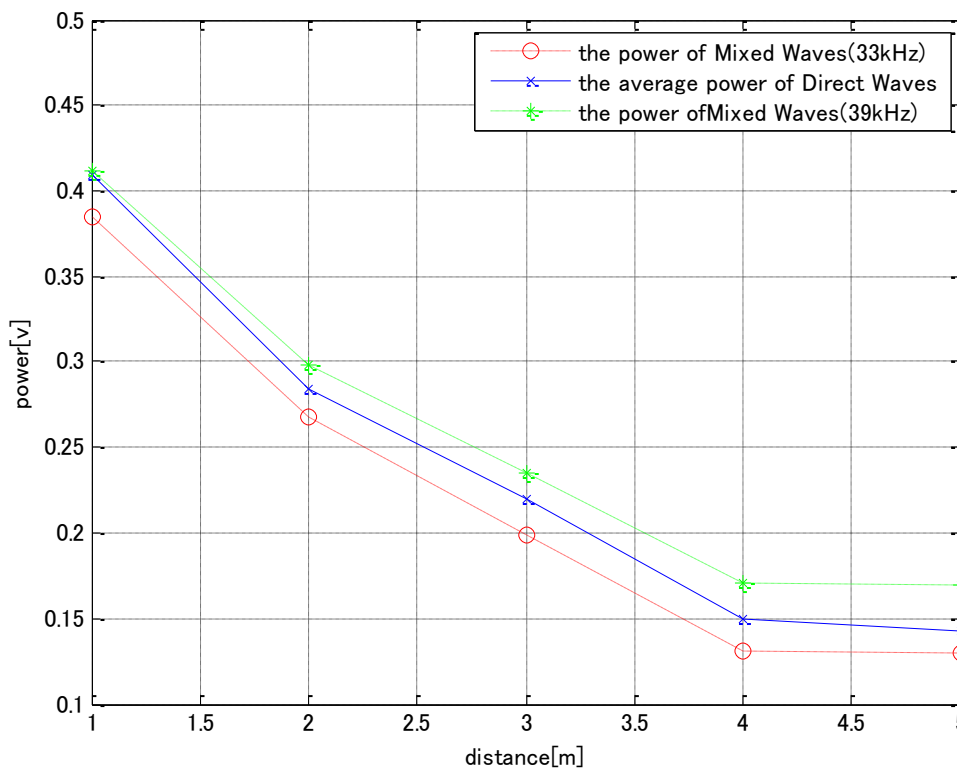


Fig. 3-4-19 直接波と混合波のレベル比較

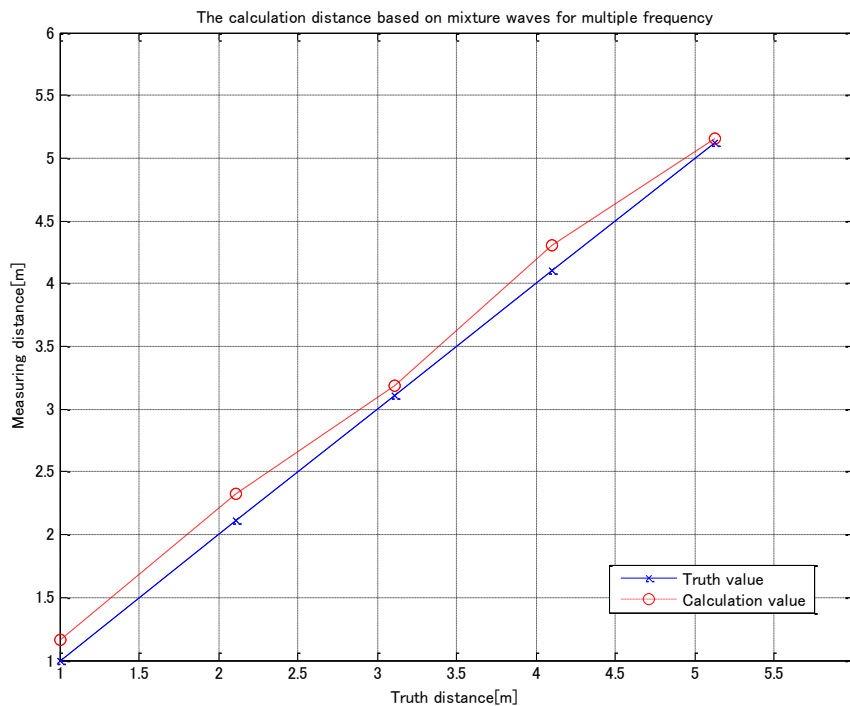


Fig. 3-4-20 M-SPL 方式による距離測定結果

Fig. 3-4-19 は周波数ごとの混合波と直接波の振幅の比較である。シミュレーション結果にあったように、周波数によって到達位相が変化するため、混合波の振幅は直接波の振幅より大きくなったり小さくなったりする。ここで、39kHz の混合波は最も大きく、33kHz の混合波は最も小さい、それ以外の周波数の混合波はこの二者の間で変化する。一方、これらを平均すれば、平均値は直接波とほぼ一致することが検証できた。また、Fig. 3-4-20 は M-SPL 方式による距離測定結果を示す。結果より、M-SPL 方式は D-SPL 方式より精度向上と共に、D-SPL では影響を受ける反射波を有効に利用したことで、長距離では直接波の検出が不可能という制限がなくなり、測定範囲も広がる。従って、複数周波数による伝搬減衰測距方式 M-SPL の有効性が確かめられた。これによって、測定範囲が拡大でき、様々な反射波の干渉を同時に克服することができる。

しかし、この周波数の組み合わせについて、測定環境における、有効な周波数の組み合わせの選定もしくは共通な周波数の組み合わせの存在について未検証で、将来の課題のひとつとして残される。

本章の最後に、M-SPL 方式の処理フローチャートについて説明する。Fig. 3-4-21 は M-SPL 方式のフローチャートを示す。最初は D-SPL と同様に、最大ノイズの値を境目の閾値として信号到達を判別する。その後信号を小部分 N 個データ数単位に分け、前後の振幅比較としてその絶対値を比較する。ここで、混合波の振幅は必ず直接波より変化するので、この最少の変化値を閾値 T_h として混合波開始点を判別する。最後に、混合波開始点から処理に必要な M 個データ数を保存し、FFT を通して混合波の振幅を求める。

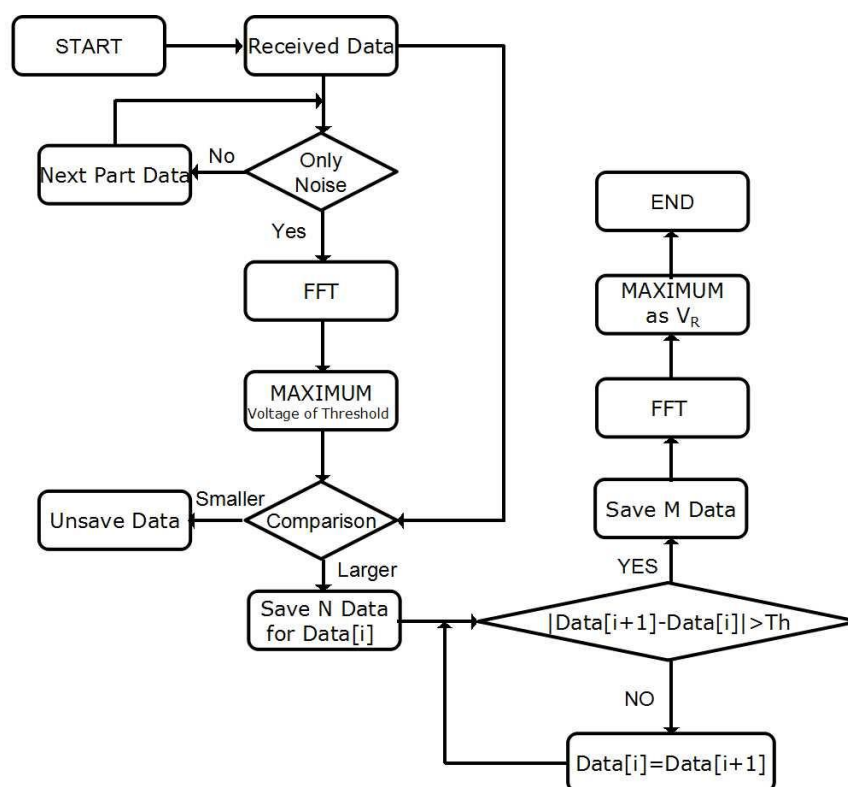


Fig. 3-4-21 M-SPL 方式のフローチャート

3.5 まとめ

本章では、測位システムの重要な鍵である距離測定について論じた。まず、基本原理として、音波の伝搬減衰量が伝搬距離に依存することを用いる。次に、基本原理に基づき、計測システムの構築を提案した。そして、構築した計測システムにおいて、従来の計測方式 D_SPL 方式の欠点や問題を認識したうえで、より高精度・広範囲の M_SPL 方式を提案した。また、数学解析・シミュレーション及び検証実験を通して、M_SPL 方式の有用性を検証した。

本研究では、装置の簡略化を測るために、距離測定には従来の時間差もしくは位相差等の測定困難なパラメータを計測することと異なって、音波が伝搬するにつれて音圧が減衰することから、伝搬減衰量を計測すれば、伝搬距離すなわち距離が求まるという基本原理の方式を提案し、海中ロボット（送信側）から一定な電圧の音波を発信し、受信側で測定した受信電圧から伝搬距離を測定するという計測システムを構築した。ここで、当初、原理と計測システムから受信信号の直接波を取り出して、その振幅を受信電圧として距離を求める D_SPL 方式が考えられた。しかし、信号処理に、直接波のみの信号数はフーリエ変換に必要なデータ数が要求され、長距離の場合に、反射波の影響で、受信信号の中に直接波のみ部分が反射波の到達によって少なくなる。即ち、フーリエ変換に必要なデータ数の信号部分には反射波が混ざり、その結果、測定精度がさがり問題が出た。そこで、測定測位にも関わらず、高精度・広範囲で測定できることを目的として、M_SPL 方式を提案した。これは、複数周波数音波の合成した信号を送信信号として、受信信号から、直接波のかわりに反射波が混ざった混合波信号振幅平均値が直接波と一致することに注目し、その平均値を受信電圧として距離を求めるものである。これ方式は D_SPL では影響になる反射波を有効的利用したことで、反射波の影響による測定範囲が限られる問題が解決できた。この方式の有用性を数学解析・シミュレーション及び検証実験を通して検証した。

M_SPL 方式は周波数変化に伴う反射波の到達位相が異なることから、受信信号の混合波の構成も一定な規則で変化する物理現象を利用した。数学解析において、その混合波構成の現象を数値化にし、数値計算により、各周波数の受信信号の混合波振幅平均値と直接波振幅が一致することを解明した。次に、シミュレーションにおいて、各周波数を用い、受信信号を求めた。受信信号から混合波を取り出し、フーリエ変換によってその振幅を求める。結果は数学解析結果と同様に、混合波振幅の平均値と直接波の振幅が一致することが検証された。さらに、シミュレーションの結果から、このような M_SPL 方式に用いられる周波数組み合わせが多数に存在し、それぞれの使用計測範囲が異なることが分かった。数学解析とシミュレーションを踏まえ、水槽における検証実験を行った。実験は、同様な計測環境において、D_SPL 方式と M_SPL 方式を用い、距離を測定するということである。結果により、D_SPL 方式は反射波の影響で、測定精度が不安定である。一方、M_SPL 方式は D_SPL 方式より測定精度が向上し、測定範囲も広がる。従って、M_SPL 方式は本研究の距離測定方式として有効であることが検証できた。これは基本原理の確立にも繋がる。

本研究で提案した距離測定方式は簡便な原理を用いるために、通信は単方向のパッシブ方式のみを用いれば、測定できる。計測パラメータは受信電圧のみであることから、処理のコンピ

ューティングが簡易になる。これらの確立に従って、システムの構成も簡素化することができる。第五章においてシステムの簡素化について記述する。しかし、簡便な原理の故に、不安定なパラメータ吸収係数が存在している。これはさまざまな研究者による作成された経験式から最も確度の高い式を用い計測することを考えているが、この手法は吸収係数に関して、事前のキャリブレーションが必要となる。また、これにより生じる誤差は第四章で提案するセンサーネットワークによる測位により補償すると考えているが、それ以外の誤差補償法に関して本論文では言及していない。これは今後の課題展開のひとつとして残される。それに、提案した M_SPL 方式にはいくつの周波数組み合わせが存在している。周波数組み合わせによる測定範囲が異なるために、実用の際に、あらかじめこれらを設置し、測定範囲に応じて、シフトにて周波数組み合わせを切り替え、使用することを考えている。これにして広範囲でも通用する周波数組み合わせが確実に存在しているが、残念ながら、それに関する証明には至っていない。実用化の際により容易に使用できるように、この問題の解決も必要となる。これは今後の課題として解決していくことを考えている。

第4章 センサーネットワークによる水中測位

前章では、音の伝搬減衰を基本原理として距離測定方式の解明及び確立について記述した。本章では、それを踏まえて、M_SPL方式を用いた位置測定の展開として、センサーネットワークによる測位について論ずる。測定した距離とネットワーク内の各測定局の位置情報を合わせることで、海中ロボットの位置推定の可能性を探求し、センサーネットワークによる位置推定アルゴリズムについて述べる。また、センサーネットワーク構築による原理の欠点の補償、及びそのメリットについて検討する。

4.1 測位システム

本節では、測位システムの構成について論ずる。第2章で概要について記述したが、ここでセンサーネットワークを中心に詳述する。

4.1.1 システムの概念図及び構成

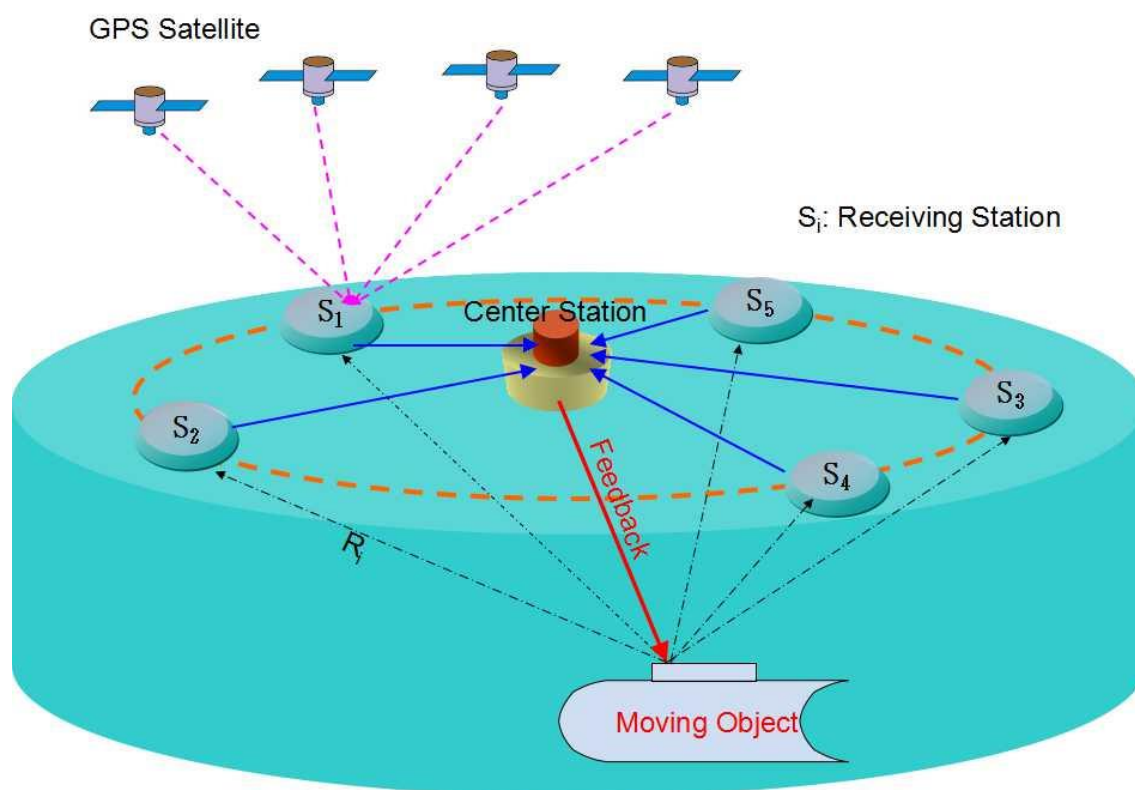


Fig. 4-1-1 測位システムの概念図

Fig. 4-1-1 は測位システムの概念図を示している。この測位方式は、まず、送信装置を海中ロボット（ターゲット）に装備し、海面に受信ユニット・計算 CPU・GPS 受信器を設置した複数の係留ブイを浮かべ、受信子局 (S₁, S₂…S_n) とする。前章で記述した距離測定 M_SPL 方式を用

い、海中ロボットから各受信子局までの距離 (R_i) を子局に搭載する CPU より計測する。また、各子局の位置 (P_i) は子局に装備する GPS 受信器を用い、衛星より計測する。こうして得られた各計測子局の位置と海中ロボット間の距離データ ($R_i \cdot P_i$) は電波による無線通信を用い、センター局へ集約する。さらに、センター局において海中ロボットの位置を推定し、水中音響通信により位置情報を海中ロボットへフィードバックさせ、海中ロボットの完全自律航走をサポートするというシステムである。

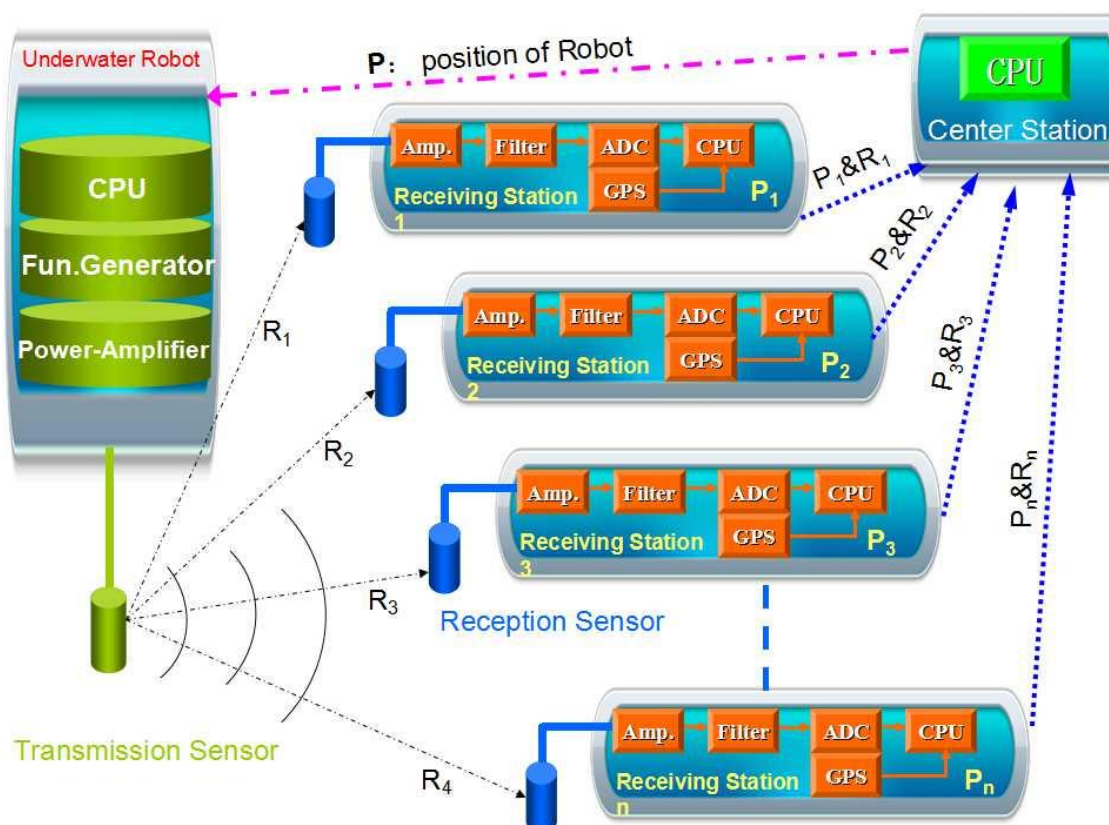


Fig. 4-2 測位システムの構成

Fig. 4-1-2 に測定システムの構成を示す。信号源を生成するための信号発生装置 (Fun. Generator)、信号増大のためのパワーアンプ (Power-Amplifier) 及び信号を放射するための音響素子トランスデューサ (Transmission Sensor) の組み合わせによる送信装置として海中ロボットに装備する。また、センター局から送られる自らの位置情報を受信するための音響通信センサーと制御用 CPU も設置する。受信子局 (ブイ) には、受信用の音響素子トランスデューサ (Reception Sensor)・受信電圧増幅のためのプリアンプ (Preamplifier: Amp.)・ノイズ除去のためのフィルタ (Filter)・アナログ信号を CPU に入力するアナログ/デジタル変換器 (ADコンバータ: AD/C) から構成される受信装置を装備する。また、受信子局の位置を知るために GPS 受信装置も搭載される。さらに、受信データから距離を算出するプログラムと情報交換するための無線通信機能を搭載した CPU も設置する。センター局には、高速な CPU が装備される。この CPU には各子局からデータ (測定距離・子局位置) を集約する無線通信機能、集約したデ

ータから海中ロボットの位置を推定するプログラムを搭載する。さらに、位置情報を海中ロボットへフィードバックするための水中音響通信機が設置される。これらに加え、受信子局及びセンター局共に十分な容量を持つ電源供給の装備が必要である。ただし、センター局は場合によって海面に係留するもしくは母船等に設置することが考えられる。

4.1.2 センサーネットワーク

本研究で提案する測位システムは、距離の測定はもとより、位置推定するための受信子局によるセンサーネットワークの構築も重要な鍵となる。

昨今、センサーネットワークの研究が急速に拡大している。センサーネットワーク (Wireless Sensor Networks: WSN) とは、複数のセンサー付無線端末を空間に散在させ、それらが協調して環境や物理的状況を採取することを可能とする技術である。一般に、センサーは同時に通信計測ノードであり、自らが得られる情報を発信するだけでなく、ネットワーク内のほかのセンサーの情報を中継することもある。このような多数の通信計測ノードの自律協調動作により、多数のセンサーの情報をどこからでも自由に活用できる環境を実現する。そのために、センサーネットワークは通常、アドホック (Ad Hoc) 機能と、各計測ノードから中枢計測ノードへデータを送るためのルーティング機能 (Routing Algorithm) を持つ。つまり、計測ノード間の通信に障害がでると別の通信経路を自律的に再構築する機能がある。計測ノードがグループとして連携するため分散処理の要素もある。センサーネットワークの用途としては多岐にわたるが、主に監視、追跡、そして制御に集約することができる。具体例では電力や温度などのモニタ、赤外線や慣性センサーによる行動モニタ、GPS/電波/音波/慣性などによる追跡などが挙げられる。多点を同時計測できるため、物理現象の分布変化を把握するのに有効である。

本研究で構築するセンサーネットワークは各受信子局を計測ノードとする。しかし、各計測ノードには許容測定範囲がある。また、耐障害物性能を向上させるために、海中ロボットがどこに存在しても必ず2計測ノード以上との通信ができる。つまり、障害物の影響で1個の計測ノードの受信信号が使用できない際に、アドホック (Ad Hoc) 機能によって、他の1個の計測ノードを使用できるようにする必要がある。しかも、測定範囲の制限によって、その際に、必ず他の計測ノードの測定範囲内に存在することが要求される。この点から、海中ロボットの存在区域は常に2計測ノード以上の測定範囲内に覆われるようなセンサーネットワークの構築が理想的である。

Fig. 4-1-3 にこの理想なセンサーネットワークの構築を示す。 R_{max} は各計測ノードの共通測定範囲とし、 R_{max} を半径として水面に中心を置く半球体は各計測ノードの許容測定範囲となる。海中ロボットは必ず2個の計測ノードの測定範囲内に存在するために、計測ノードの測定範囲半球体の海面における円周に3個以上の計測ノードを設置しなければならない。即ち、グラフのように計測ノード1 (Node1) の測定範囲の円周上に角度 120° 間隔に3個のノードを設置すれば、海中ロボットは必ず Node1 と Node2, 3, 4 のいずれの一個以上の共通範囲内に存在することが確保できる。こうして、一個のノードを円の中心にし、他に3つ以上のノードを円周に均等の円弧の位置に設置するように、ノード数を増やせば、複数の計測ノードが使用可能

なことから、耐障害物性と測定精度が向上するとともに、システムの測定範囲も広がる。

また、センサーネットワークのルーティング機能により、センター局が母船あるいは、陸上に設置される場合にもノード間の中継を繰り返すことで、データをセンター局へ集約することと計測ノード間の相互通信も可能である。

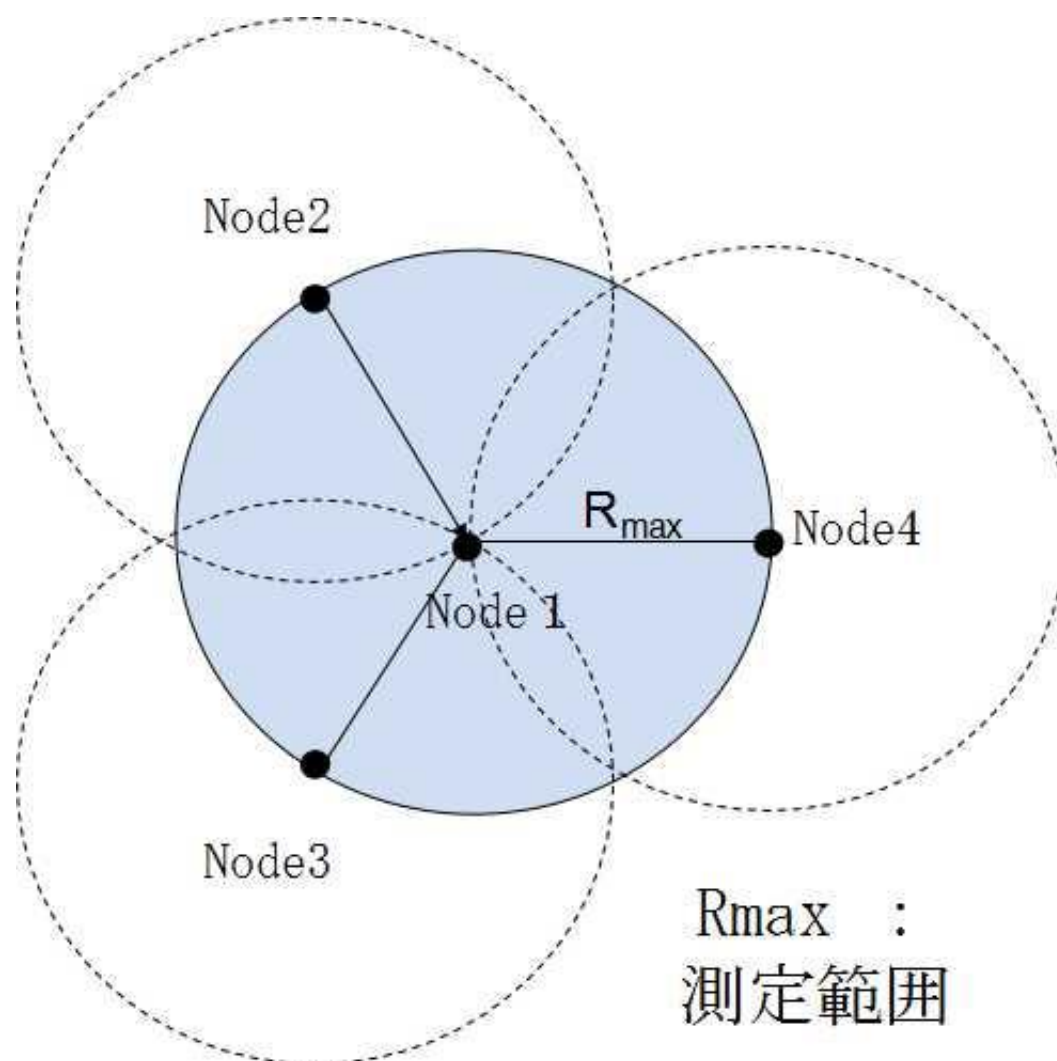


Fig. 4-1-3 測位センサーネットワーク

4. 2 位置推定アルゴリズム

センサーネットワークの構築により、位置推定方法として、既存のニュートン近似法・最小二乗法を用いる。これは既に GPS 測位等に広く応用されている。本研究では、多くの海中ロボットに水深計が装備されることで、水深計とニュートン近似法・最小二乗法の統合利用を位置測定方式とすれば、測定プロセスがより簡便になる。本節において、この位置推定アルゴリズムについて検討する。

① 最小二乗法とは

計測学において、多くの測定結果に各計測ノードに異なる測定誤差が存在するため、観測方程式を解くことできない。そこで、最小二乗法を用い、各測定誤差の二乗和を最少にすることによって近似解が得られる。つまり、最小二乗法により各観測方程式の測定距離に同じ値を追加することで方程式が解けるようにする方法である。

最小二乗法 (Least Squares Method) は計測データの整理に使われることから、現在一般的な二次元の計測・計量から GPS 測位等の三次元計量まで様々な場合に使われている。一般に、測定データから想定される観測方程式を近似する際に、想定される観測方程式が測定データに対してよい近似となるように観測係数を決定する方法と定義される。基本の考えとして、観測方程式より、各測定データの誤差方程式を求め、各誤差の二乗和が最少になるように、誤差の二乗和方程式を観測方程式の各変数により偏微分することによって変数を求めるという方法である。理解を深めるために最小二乗法の一般式を下記のようにまとめる。

観測方程式を $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 、各測定データを d_i とし、未知の測定誤差を ε_i とする。観測方程式・測定データ及び測定誤差の関係は下記の式で表す。

$$f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = d_i + \varepsilon_i$$

$$\varepsilon_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - d_i$$

$$F(\varepsilon_i) = \sum_{i=1}^n (f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - d_i)^2 \quad (4.2.1)$$

ここで、式 (4.2.1) の $F(\varepsilon_i)$ が誤差の二乗和方程式である。この式を最少にするように、 $F(\varepsilon_i)$ を各変数 x_i に対し偏微分し、それが 0 とすることによって変数 x_i が求められる。式 (4.2.1) に示すように

$$\begin{cases} \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial x_1} = \frac{\partial \sum_{i=1}^n (f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - d_i)^2}{\partial x_1} = 0 \\ \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial x_2} = \frac{\partial \sum_{i=1}^n (f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - d_i)^2}{\partial x_2} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial x_n} = \frac{\partial \sum_{i=1}^n (f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - d_i)^2}{\partial x_n} = 0 \end{cases} \quad (4.2.2)$$

式 (4.2.2) から求めた変数 x_i の値を x'_i とし、この値を観測方程式に代入し、求めた結果を d'_i とすると、下記の結果が得られる。

$$\Delta = d'_1 - d_1 = d'_2 - d_2 = \dots = d'_n - d_n \quad (4.2.3)$$

つまり、最小二乗法は誤差の二乗和を最少にすることで、観測方程式と各測定データの間に等しい値 Δ を追加することによって、観測方程式を解き、変数を求める方法である。

簡単な例として、A, B 二点間の距離の測定を考えてみよう。A, B 間の計測距離 d_{AB} は 100m, AB 間の点 C から A, B に向け測定した距離 d_{CA} , d_{CB} はそれぞれ 61.5m と 40.5m とする。計測に誤差が存在するために、測定結果から C 点が AB 間に存在する位置を計算することができない。

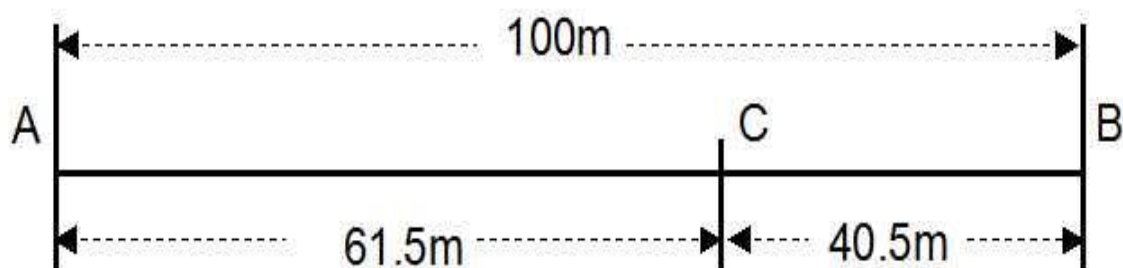


Fig. 4-2-1 距離測定の一例

ここで、最小二乗法を用い、C から AB の距離を計算する。 ε_1 , ε_2 , ε_3 は各計測誤差とする。

$$d_{CA} = 61.5 + \varepsilon_1 \quad (4.2.4)$$

$$d_{CB} = 40.5 + \varepsilon_2 \quad (4.2.5)$$

$$d_{AB} = d_{CA} + d_{CB} = 100 + \varepsilon_3 \quad (4.2.6)$$

$$\begin{aligned} F(\varepsilon_i) &= \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 \\ &= (d_{CA} - 61.5)^2 + (d_{CB} - 40.5)^2 + (d_{CA} + d_{CB} - 100)^2 \end{aligned} \quad (4.2.7)$$

式 (4.2.7) は誤差の二乗和方程式となり、これを最少にするように、 $F(\varepsilon_i)$ は d_{CA} と d_{CB} に対するそれぞれの偏微分式 = 0 の解を求める。

$$\frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial d_{CA}} = 2(d_{CA} - 61.5) + 2(d_{CA} + d_{CB} - 100) = 4d_{CA} + 2d_{CB} - 323 = 0 \quad (4.2.8)$$

$$\frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial d_{CB}} = 2(d_{CB} - 40.5) + 2(d_{CA} + d_{CB} - 100) = 2d_{CA} + 4d_{CB} - 281 = 0 \quad (4.2.9)$$

上式を求めると

$$d'_{CA} = 60.83333$$

$$d'_{CB} = 39.83333$$

$$\Delta = d'_{CA} - d_{CA} = d'_{CB} - d_{CB} = (d'_{CA} + d'_{CB}) - d_{AB} = 0.66667 \quad (4.2.10)$$

結果によると、最小二乗法により各計測値から等しい誤差 Δ を追加することで、観測方程式が成り立つ。

これは最小二乗法を基本的な考えを理解するために簡単な使用例である。次に、最小二乗法の一次関数及び二次関数における応用について記述する。

一次線形観測方程式 $y = ax + b$ において、最小二乗法による係数の近似は下記の式から行われる。

誤差の二乗和方程式は下記の数式となる.

$$F(\varepsilon_i) = \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i - b)^2 \quad (4.2.11)$$

この式について係数 a, b に対する偏微分を求め, それを 0 とする a, b の値を求める. このとき誤差の二乗和が最少となる.

$$\begin{cases} \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial a} = \sum_{i=1}^n [-2x_i(y_i - ax_i - b)] = 0 \\ \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial b} = \sum_{i=1}^n [-2(y_i - ax_i - b)] = 0 \end{cases} \quad (4.2.12)$$

$$\begin{cases} \left(\sum_{i=1}^n x_i^2 \right) a + \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) b = \sum_{i=1}^n x_i y_i \\ \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) a + \sum_{i=1}^n b = \sum_{i=1}^n y_i \end{cases} \quad (4.2.13)$$

$$\text{行列に表現すると} \Rightarrow \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n x_i y_i \\ \sum_{i=1}^n y_i \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow X^T X A = X^T Y \text{ここで, } X = \begin{bmatrix} x_1 & 1 \\ x_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ x_n & 1 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (4.2.14)$$

ここで, X, Y は各測定値, A は求める係数である. 上式で最小二乗法を用いることにより, 一次関数の近似することができる. 一次関数はもとより二次関数 $y = ax^2 + bx + c$ についても, 最小二乗法により近似することもできる. 以下にその方法について述べる. この場合, 未知数が三つあるため, 計測値は三組以上が必要となる. まず, 最小限の三つ観測方程式から複数の測定値によるものを導く. 下式の誤差の二乗和方程式から計算する.

$$F(\varepsilon_i) = \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i^2 - bx_i - c)^2 \quad (4.2.15)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial a} = \sum_{i=1}^n -2x_i^2(y_i - ax_i^2 - bx_i - c) = 0 \\ \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial b} = \sum_{i=1}^n -2x_i(y_i - ax_i^2 - bx_i - c) = 0 \\ \frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial c} = \sum_{i=1}^n -2(y_i - ax_i^2 - bx_i - c) = 0 \end{cases} \quad (4.2.16)$$

$$\begin{cases} \left(\sum_{i=1}^n x_i^4\right)a + \left(\sum_{i=1}^n x_i^3\right)b + \left(\sum_{i=1}^n x_i^2\right)c = \sum_{i=1}^n y_i x_i^2 \\ \left(\sum_{i=1}^n x_i^3\right)a + \left(\sum_{i=1}^n x_i^2\right)b + \left(\sum_{i=1}^n x_i\right)c = \sum_{i=1}^n y_i x_i \\ \left(\sum_{i=1}^n x_i^2\right)a + \left(\sum_{i=1}^n x_i\right)b + \sum_{i=1}^n c = \sum_{i=1}^n y_i \end{cases} \quad (4.2.17)$$

行列に表現すると \Rightarrow

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^4 & \sum_{i=1}^n x_i^3 & \sum_{i=1}^n x_i^2 \\ \sum_{i=1}^n x_i^3 & \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n y_i x_i^2 \\ \sum_{i=1}^n y_i x_i \\ \sum_{i=1}^n y_i \end{bmatrix} \quad (4.2.18)$$

$$\Rightarrow X^T X A = X^T Y \quad \text{ここで, } X = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n^2 & x_n & 1 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_3 \end{bmatrix} \quad (4.2.19)$$

以上述べたように、最小二乗法を用いることにより、測定値から関数を近似することができ、また、異なる計測誤差を持つ計測値に等しい補正値を追加することによって未知の値を得ることができる。次では、この最小二乗法を用いて計測ノードからの測定値より位置を推定する方法について記述する。

② ニュートン法・最小二乗法による推定方法

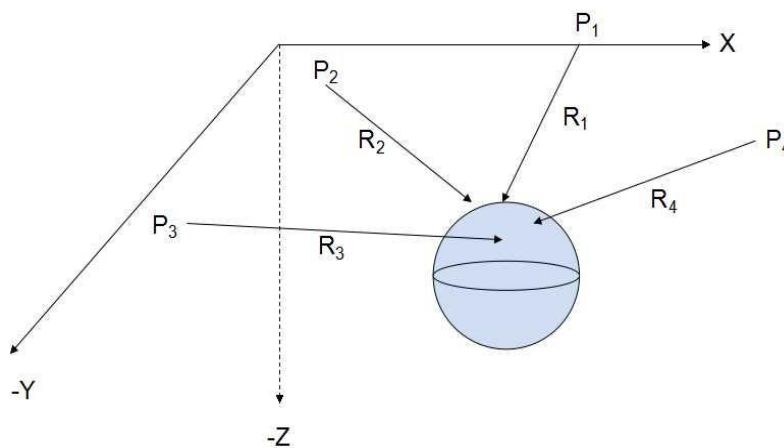


Fig. 4-2-2 測位基本原理^①

Fig. 4-2-2 に測位の基本原理として、各計測ノードから得られる距離情報を用いた位置推定のイメージを示している。計測距離情報と計測ノードの位置情報を用いて、位置推定の観測方

程式が式(4.2.20)のように得られる.

$$(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 = R_i^2 \quad (4.2.20)$$

しかし, 各計測ノードの測定距離に偶然誤差等の異なる測定誤差が存在するため, 必ずしも各測定距離から一点に交わることができない. つまり, 下記の式(4.2.20)の観測方程式は収束しなく, 解が求められない.

ここで, 誤差修正を行う. Fig. 4-2-3 各測定距離に等しい補正値を与えることによって, 各計測ノード及び計測距離からなる球体は一点に交わるように, 球体の大きさを調整する.

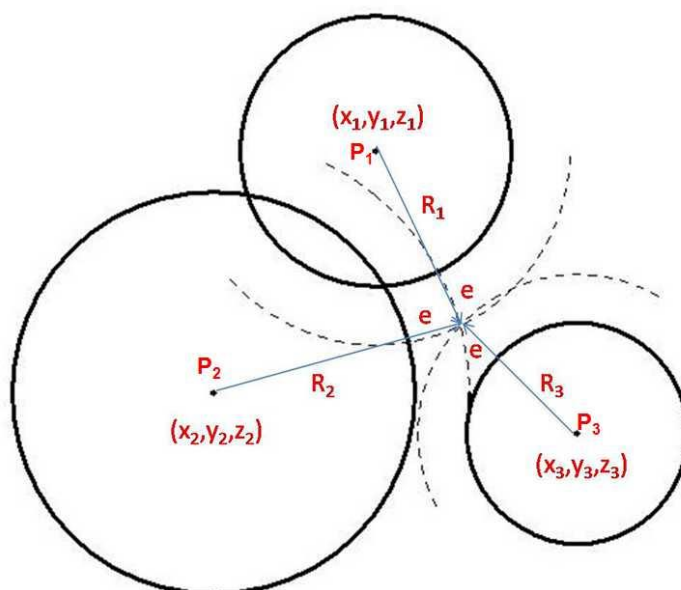


Fig. 4-2-3 測位基本原理^②

Fig. 4-2-3 に示すように, 各測定距離に等しい値 e を補正することによって計測値が一点に交わる. このように, 誤差を修正することから, 新たな観測方程式は式(4.2.21)になる.

$$\begin{cases} (x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2 = (R_1 - e)^2 \\ (x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2 = (R_2 - e)^2 \\ \vdots \\ (x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2 = (R_n - e)^2 \end{cases} \quad (4.2.21)$$

式(4.2.21)は非線形の連立方程式であるため, 簡単には解けない. ここで, まず, ニュートン近似法を用いる. 考え方として, 適当な初期値を入れ, 得られる模擬距離と測定距離の残差を求める. この偏差量は偏微分によって各未知数要素に反映式を求めらる. これらの式を漸化式として, 繰り返し計算によって, 初期値を更新しながら, その残差がなくなるように, 未知数を収束させる. こうして, 最後に更新させた初期値はほぼ変わらないので, その値を近似解とする.

先ず、式 (4.2.21) に得られた新し観測方程式に適当な初期値 (x_0, y_0, z_0, e_0) を入れ、模擬距離を求める。式 (4.2.22) に示すように

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2} + e_0 = R_{10} \\ \sqrt{(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2 + (z_2 - z_0)^2} + e_0 = R_{20} \\ \vdots \\ \sqrt{(x_n - x_0)^2 + (y_n - y_0)^2 + (z_n - z_0)^2} + e_0 = R_{n0} \end{cases} \quad (4.2.22)$$

ここで、 R_{i0} は初期値による得られた模擬距離である。また、 ΔR_i を模擬距離と計測距離の残差とし、 Δx , Δy , Δz , Δe は各変数についての残差修正量とする。各項目は式(4.2.23)で表される。

$$\begin{aligned} R_i &= R_{i0} + \Delta R_i \\ x &= x_0 + \Delta x \\ y &= y_0 + \Delta y \\ z &= z_0 + \Delta z \\ e &= e_0 + \Delta e \end{aligned}$$

$$\Delta R_i = R_i - \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} = \frac{\partial R_i}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial R_i}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial R_i}{\partial z} \Delta z + \Delta e \quad (4.2.23)$$

次に、残差とその修正量式(4.2.23)を用いれば、位置推定観測方程式(4.2.21)を線形化する。この残差 ΔR_i を変数に対して偏微分することによって、各変数は残差に相当する分を求められる。この相当する残差修正量のみを修正すれば、正解に近づくことができる。式(4.2.24)は各変数の残差修正量を表すものである。

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_i}{\partial x} &= \frac{-(x_i - x_0)}{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}} \\ \frac{\partial R_i}{\partial y} &= \frac{-(y_i - y_0)}{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}} \\ \frac{\partial R_i}{\partial z} &= \frac{-(z_i - z_0)}{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}} \\ \frac{\partial R_i}{\partial e} &= 1 \end{aligned} \quad (4.2.24)$$

これらの方程式を連立方程式に書き換えると、式(4.2.25)になる。さらに行列に表現すると式 (4.2.26) と式(4.2.27)が得られる。

$$\begin{cases} \Delta R_1 = \frac{\partial R_1}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial R_1}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial R_1}{\partial z} \Delta z + \Delta e \\ \Delta R_2 = \frac{\partial R_2}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial R_2}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial R_2}{\partial z} \Delta z + \Delta e \\ \vdots \\ \Delta R_n = \frac{\partial R_n}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial R_n}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial R_n}{\partial z} \Delta z + \Delta e \end{cases} \quad (4.2.25)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \vdots \\ \Delta R_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_1}{\partial x} & \frac{\partial R_1}{\partial y} & \frac{\partial R_1}{\partial z} & 1 \\ \frac{\partial R_2}{\partial x} & \frac{\partial R_2}{\partial y} & \frac{\partial R_2}{\partial z} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial R_n}{\partial x} & \frac{\partial R_n}{\partial y} & \frac{\partial R_n}{\partial z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ \Delta e \end{bmatrix} \quad (4.2.26)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \vdots \\ \Delta R_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(x_1 - x_0)}{f_1} & \frac{-(y_1 - x_0)}{f_1} & \frac{-(y_1 - x_0)}{f_1} & 1 \\ \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ \Delta e \end{bmatrix} \quad (4.2.27)$$

ここで、 $f_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}$ である。さらに、簡潔のために、 ΔR 、 A 、 ΔX を下式(4.2.28)と(4.2.29)のようにしておく..

$$\Delta R = \begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \vdots \\ \Delta R_n \end{bmatrix}, \quad \Delta X = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ \Delta e \end{bmatrix} \quad (4.2.28)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-(x_1 - x_0)}{f_1} & \frac{-(y_1 - x_0)}{f_1} & \frac{-(y_1 - x_0)}{f_1} & 1 \\ \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & \frac{-(x_2 - x_0)}{f_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & \frac{-(x_n - x_0)}{f_n} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2.29)$$

ΔR 、 A 、 ΔX を用いて、式(4.2.27)は式(4.2.30)の形で表現できる。

$$\Delta R = A \Delta X$$

$$\Delta X = A^{-1} \Delta R \quad (4.2.30)$$

ここで、式(4.2.30)はニュートン法の漸化式として、初期値を繰り返し更新することによっ

て残差も更新させる．残差がなくなるまで計算すれば，観測方程式が収束することになり，解が求められる．

しかし，そのためには誤差の補正量 e が等しいことを補償する必要がある，また，計測点が多い場合に偶然誤差も生じる．それらを補償するために最小二乗法を用いている． ε_i を各測定誤差とし，誤差の二乗和を $F(\varepsilon_i)$ とすれば，二乗和式(4.2.31)が得られる．

$$F(\varepsilon_i) = \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \cdots + \varepsilon_n^2 = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 \quad (4.2.31)$$

ここで， ε を下記のようにすれば，二乗和は式(4.2.32)で表現できる．

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_n \end{bmatrix}$$

$$F(\varepsilon_i) = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \varepsilon^T \varepsilon \quad (4.2.32)$$

そして，誤差量 ε を式(4.2.30)に追加し，式(4.2.33)が得られる．

$$\Delta R = A\Delta X + \varepsilon$$

$$\Rightarrow \varepsilon = \Delta R - A\Delta X \quad (4.2.33)$$

従って，二乗和式をニュートン法の残差量及び変数の修正量を用いた式(4.2.34)が得られる．

$$F(\varepsilon_i) = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \varepsilon^T \varepsilon$$

$$= (\Delta R - A\Delta X)^T (\Delta R - A\Delta X)$$

$$= \Delta R^T \Delta R - \Delta R^T A\Delta X - (A\Delta X)^T \Delta R + (A\Delta X)^T A\Delta X$$

$$= \Delta R^T \Delta R - 2\Delta R^T A\Delta X + \Delta X^T (A^T A)\Delta X \quad (4.2.34)$$

式(4.2.34)の二乗和方程式を最小にするために，変数 ΔX に対する偏微分をとり極値を求めれば，その極値は未知変数の解となる．すなわち，

$$\frac{\partial F(\varepsilon_i)}{\partial \Delta X} = \frac{\partial (\Delta R^T \Delta R - 2\Delta R^T A\Delta X + \Delta X^T (A^T A)\Delta X)}{\partial \Delta X}$$

$$= -2\Delta R^T A + 2\Delta X^T (A^T A) = 0$$

$$\Rightarrow \Delta X^T (A^T A) = \Delta R^T A \quad (4.2.35)$$

式(4.2.35)の両辺を転置し，行列の特性である $(MN)^T = N^T M^T$ を用い，また， $(A^T A)$ が対称行

列であることから、未知変数に関する方程式(4.2.36)が得られる。

$$(A^T A)\Delta X = RA^T \Delta$$

$$\Rightarrow \Delta X = (A^T A)^{-1}A^T \Delta R \quad (4.2.36)$$

式(4.2.36)から最小二乗解が得られる。得られた解はニュートンの修正量 ΔX を更新して、さらに繰り返し計算する。 ΔX が十分小さい値になったらニュートン法の繰り返し演算が終了し、その時の (x_0, y_0, z_0) が海中ロボットの位置として推定される。

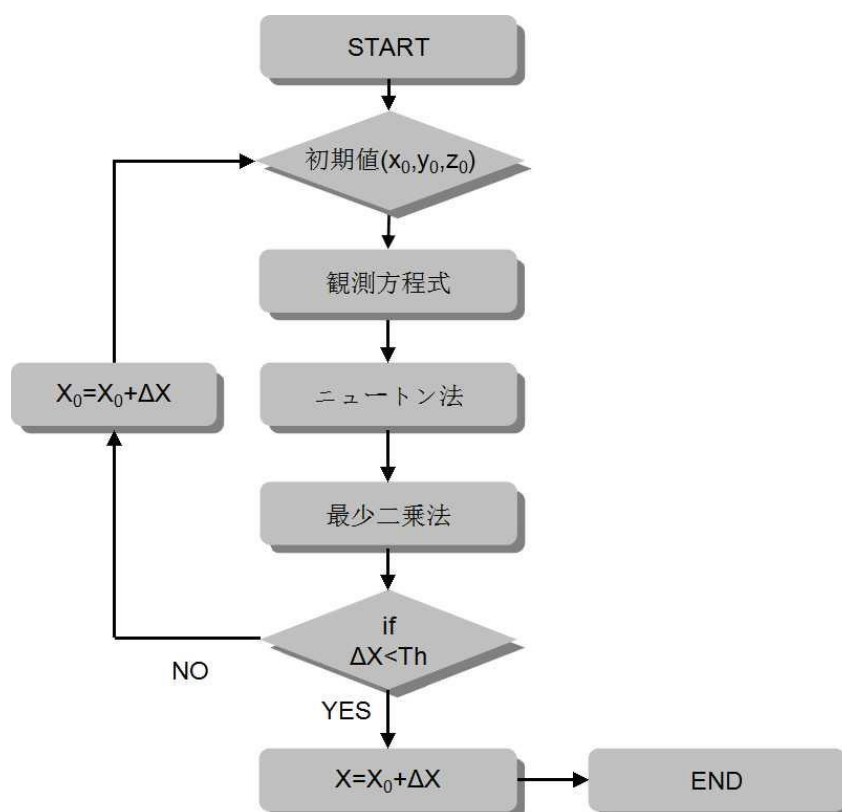


Fig. 4-2-4 ニュートン・最小二乗法のフローチャート

Fig. 4-2-4 にニュートン法・最小二乗法による位置推定法のフローチャートを示す。まず、観測方程式に初期値を入れ、ニュートン法及び最小二乗法を用い、初期値に対する誤差修正量 ΔX を算出する。次に、 ΔX を十分に小さくするため、ここで閾値 T_h を決め、もし ΔX が T_h より小さくなれば演算を終了し、その時の $X = X_0 + \Delta X$ を解とする。一方、 ΔX が T_h より大きかったら、 $X_0 = X_0 + \Delta X$ を新しい初期値として、演算を ΔX が T_h より小さくなるまで繰り返す。

ニュートン法・最小二乗法により位置推定する際に、誤差の補正量を含めて、変数は四つがあるので、四つ以上の計測ノードの情報が必要となる。実際には、多くの海中ロボットに水深計が装備されているので、海中ロボット位置の Z 座標を水深計によって計測すれば、変数が三つになるので、計測ノードは三つ以上あれば、測定が可能になり、計算プロセスも簡便になる。

4. 3 センサーネットワークによる測定の利点

センサーネットワークのアドホック機能とルーティング機能により、測定性能の向上が期待される。本節では、センサーネットワークによって、耐障害物性と測定精度の向上と測定範囲の拡大及び多方面の情報通信が可能になること等の利点について示す。

① 耐障害物性の向上

センサーネットワークの構築により、ネットワーク内の複数計測ノードの情報を利用することで、障害物性能が向上になる。

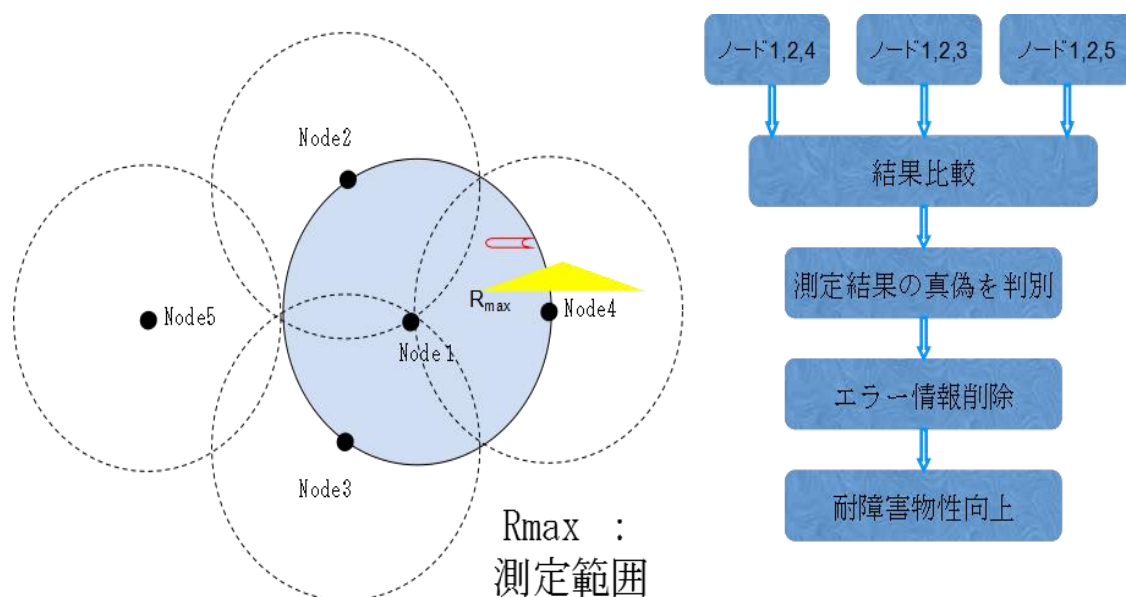


Fig. 4-3-1 耐障害物性の向上

Fig. 4-3-1 に示すように、海中ロボットは海中作業する際に、ある計測ノード(Node4)の間に障害物が存在する場合に、その計測ノードからの受信信号電圧が大幅に減衰し、計測距離も真値より長く計測される。このようなデータを位置測定に使用すれば、測定誤差の大きさが増加となる。この問題を防ぐには、センサーネットワークを利用し、他の計測ノードの位置情報と計測距離により、計測距離の真偽を判別する。つまり、他の計測と組み合わせることで、計測ノード(1、2、3)、計測ノード(1、2、4)、計測ノード(1、2、5)等によって、いくつかの連立方程式が得られるので、これらの連立方程式を解いた結果について、解が無いかまた他の組と大幅にずれる場合、その距離を偽距離と判断する。また、海中ロボットの前時刻の位置と速度から、現時刻の位置の可能範囲が推定されるので、計測ノードを中心、計測距離を半径とした計測球体がこの範囲と共通部分がない場合にも、この計測距離を偽距離と判断する。

このように、エラー情報を削除することにより、障害物による影響のある計測ノードからの情報を切り捨て、他の信頼性の高い計測ノードを使用することで、耐障害物性能をあげることができる。

② 測定精度の向上

センサネットワークのもう一つとして、測定精度が向上することである。これは複数の計測ノードを利用することで、多数の計測結果の平均をとることができるためである。

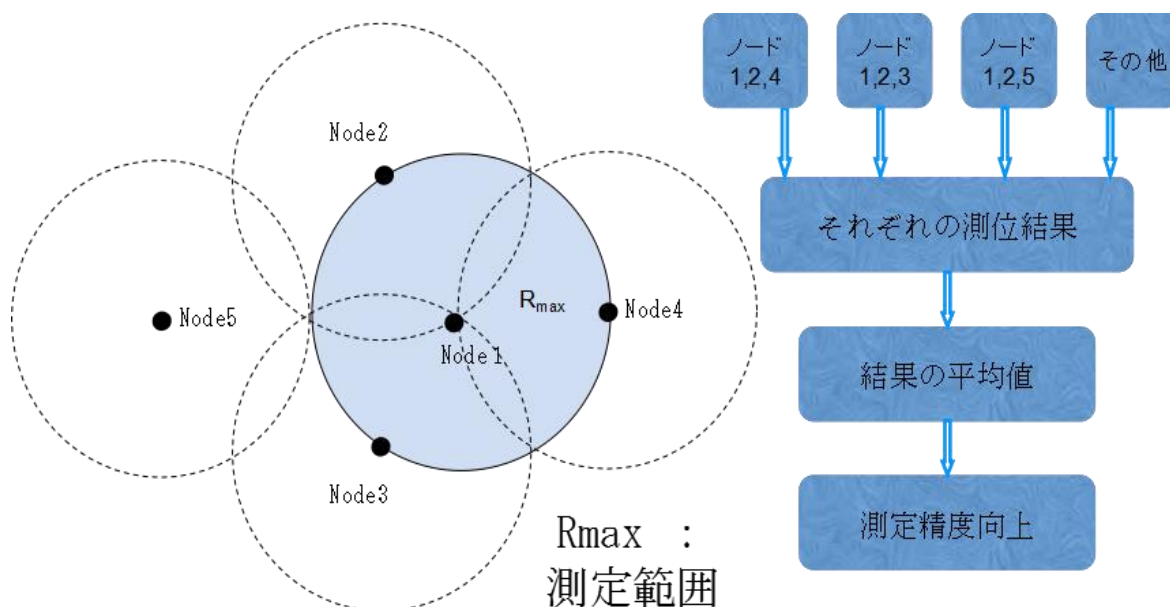


Fig. 4-3-2 測定精度の向上

Fig. 4-3-2 に示すように、センサーネットワーク内の複数計測ノードを利用することで、多数の位置計測組み合わせができる。前項で説明したように、エラー情報を削除することにより、障害物による影響のある計測ノードからの情報を切り捨てるが、それでも多数の位置推定結果が得られる。これらの結果を平均化することによって、計測の偶然誤差が平均化され、測定精度があがることが期待できる。これは単純に、計測結果の平均法による精度向上そのものである。また、センサーネットワーク内の計測ノード間の位置と計測距離の情報を相互交換することにより、利用した計測ノードからの計測結果と相互交換情報による予測結果との比較することができる。従って、その結果から最も確度の高い結果を用いれば、計測精度も向上することになる。

③ 測定範囲の拡大

海中音響で取り扱う周波数は、主に数 Hz～数 MHz のものである。これは電波や光に比べ、本文の 2.1.3 に説明したように、海中における減衰量が格段に少ないために、海中で遠くまでに伝搬することができるということである。海中測位における周波数は数 kHz～数十 kHz のものが良く使用されている。本研究では、特注の音響素子トランスデューサの周波数特性に応じて、使用周波数範囲は 20kHz～40kHz となっているが、測定可能範囲や信号特性を考慮すると、使用周波数は 10kHz～50kHz のものが適当である。

Fig. 4-3-3 に周波数による測定範囲のシミュレーション結果を示す。これは送信電圧を 100[V]にし、受信電圧を 100[mV] (増幅後と仮定した)にしたうえ、周波数 1kHz~50kHz による最大の測定距離を求めたものである。

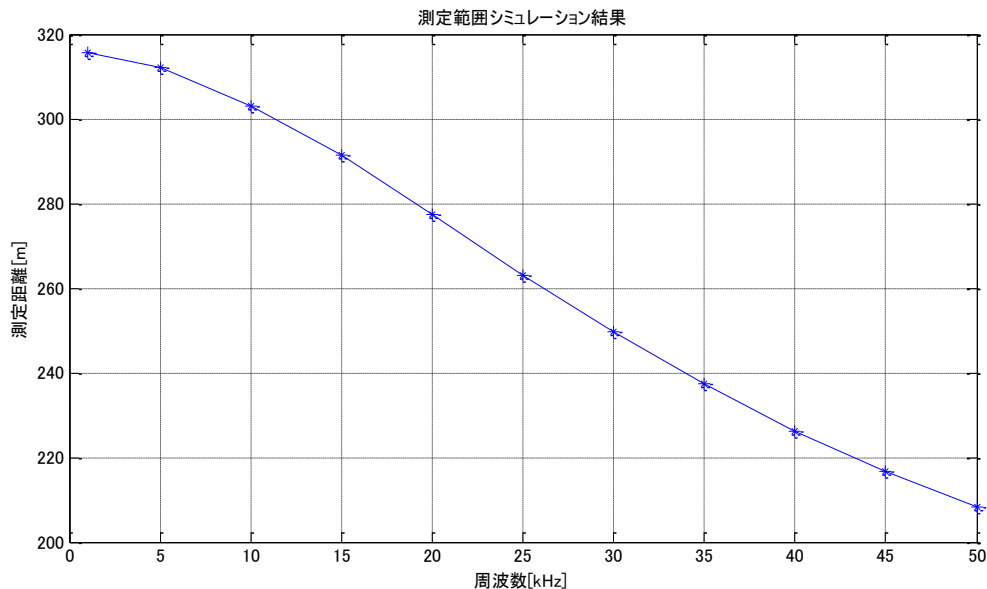


Fig. 4-3-3 周波数による測定範囲

結果により、一定な送・受信電圧で、周波数による最大測定距離が異なる。ここで、この条件で最大測定距離を 200[m]として、センサーネットワークを構築することが考える。

計測ノードの測定範囲: 200m

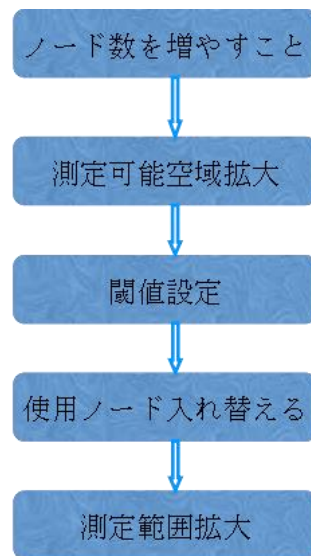
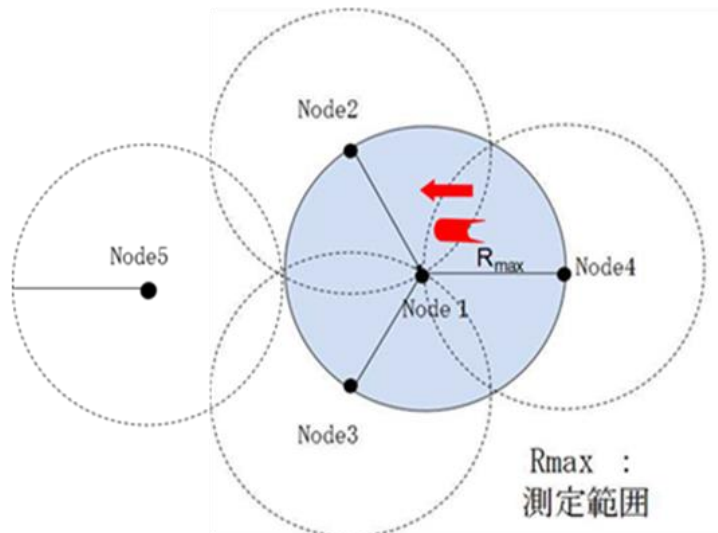


Fig. 4-3-4 測定範囲の拡大

Fig. 4-3-4 に示すように、各計測計測ノード間を 200m間隔で設置し、センサーネットワー

クを構築するとする。海中ロボットが広い海域において航走する場合に、開始点の近い計測 Node4 がだんだん離れて行き、減衰が大きくなり、この点が測定可能範囲を超える。一方、開始点の遠い計測ノード Node5 に徐々に近づき、この計測ノードの計測範囲に入り、Node 1, Node4 のかわりに Node 1, 5 を使用することで、測定可能区域は Node 1 と Node4 の覆う測定範囲から Node 1, Node5 が覆う範囲まで拡大できる。即ち、受信電圧に閾値を設置し、受信電圧は閾値より小さい計測ノードを使用停止し、閾値を上回った計測ノードを使用始めます。このように、計測ノードの入れ替えにより、水平方向の計測範囲が拡大される。測定深度について、計測ノードであるブイは二段式を用いることができれば、拡大されることも可能となる。つまり、海面に係留ブイと繋がって、トランスデューサの連結装置を水中に沈めることで、測定深度が海中にあるトランスデューサを中心に、最大測定距離を半径とした球体範囲となる。

さらに、センサーネットワークのルーティング機能により、センサー局の設置場所が海中か陸上かにも関わらず、各計測ノードはセンサー局との通信が可能であることから、使用が簡便になる。

4. 4 まとめ

本章では、提案した音の伝搬減衰に基づく距離測定方式 M_SPL の展開として、センサーネットワークによる位置測定について論じた。位置推定アルゴリズムとしてニュートン法・最小二乗法による推定法を用い、水深計との統合利用することを示した。また、センサーネットワークによる推定の利点及び有効性について検討した。

距離測定方式 M_SPL の確立を踏まえ、位置測定方式としてセンサーネットワークの構築を提案した。無線通信機能を含んだ受信装置及び、随時ブイ位置を測定するための GPS 装置を搭載した受信子局としての海面係留ブイを多数設置し、それぞれを無線 LAN によるネットワークの子局としてセンサーネットワークを構築した。位置推定アルゴリズムとして、ニュートン法・最小二乗法による推定法を用いる。これは基本原理と GPS の測位原理と同様に、各計測ノードの位置及びそれよりの各測定距離からなる観測方程式に、各計測距離に異なる誤差が存在するために、観測方程式が収束しない。そこで、各計測距離に同じの誤差修正を補正することで、新しい観測方程式を作成する。しかし、連立観測方程式が非線形であるため、簡単に解くことができない、そこで、ニュートン法による繰り返し演算と最小二乗法を合わせて、初期値から修正量が十分に小さくなるまでの繰り返し計算によって解を求める。新しい観測方程式には、位置座標と誤差修正量が含まれて、未知数が 4 つあるので、計測ノード 4 点以上が必要となる。ただ、多くの探査機で水深計を利用することから、水深位置を水深計により計測すれば、未知数が三つ、すなわち、計測ノードも三つがあれば計測可能となり、位置推定プロセスが簡易になる。この方法はセンサーネットワークの構築方式の如何には関わらず、三つ以上の測定情報があれば位置を推定することができる利点がある。一方、適正な初期値を最初に入力し繰り返し演算するので、初期値設定によって演算時間が変わる。また、精度向上・同じ誤差を補正するため、送受信には信号同期のための工夫もしなければならないと考えられる。

センサーネットワークの利点をまとめると、センサーネットワークの特有な性能により、耐

障害物性の向上、測定精度の向上及び測定範囲の拡大等が可能となることを示した。しかし、これはセンサーネットワークを構成する計測ノード数によるものである。計測ノードが増えることに伴い、コストがあがるとともに、海面における計測ノードの設置にも手間がかかってしまう。これらに問題に対して、計測ノードを海面におけるばら撒くのではなく、測定性能向上に必要な数量だけの計測ノードを用い、センサーネットワークを構築する。これらの計測ノードをモーターボートのような移動ブイに設置し、測定ターゲットの移動に伴い、追跡しながら設置位置を変更する。また、測定範囲は送信電圧によって決まるので、水平方向はセンサーネットワークの計測ノード数を増やすこと、もしくは移動することで拡大する。垂直方向において、海面に係留ブイと海中に沈めるトランスデューサの連結装置を二段自由式によって拡大されることが可能である。これらの内容の検討に関して、本論文では言及しておらず、今後の発展方向のひとつとして残される。

本研究で提案したM_SPL距離測定方式とセンサーネットワークの構築による位置測定システムは従来の測定システムに比べ、母船の伴走を必要せず、かつ、一方通信のパッシブ通信を用いるために、計測区域におけるセンサーネットワークを構築するだけで、測定ターゲットの種類に関わらず、送信装置さえを装備できれば、計測ノードの設置・設定等を変換せず、計測可能となる。つまり、どんな移動体でも送信装置を装備すれば、測位システムが同じように使用可能であり、システムの使用の汎用化に繋がることが期待される。

第5章 プロトタイプシステムの設計と製作

本章では、理論の確立を踏まえ、実用化に向けてプロトタイプシステムの設計及び製作について論ずる。

5.1 システム構成の概説

Fig. 5-1-1 に示すように、システムは海中ロボットに設置する送信装置、海面に浮かぶ係留ブイ（計測子局もしくは計測ノード）に装備する送受信装置・GPS 受信装置・無線通信装置、及び演算・制御 CPU から構成されるので、本論文では送信ユニット・受信ユニット・センター局の制御ユニットに分けて記述する。また、それぞれの測定性能について、東京海洋大学の曳航水槽において実施した基本機能検証実験の結果を説明する。

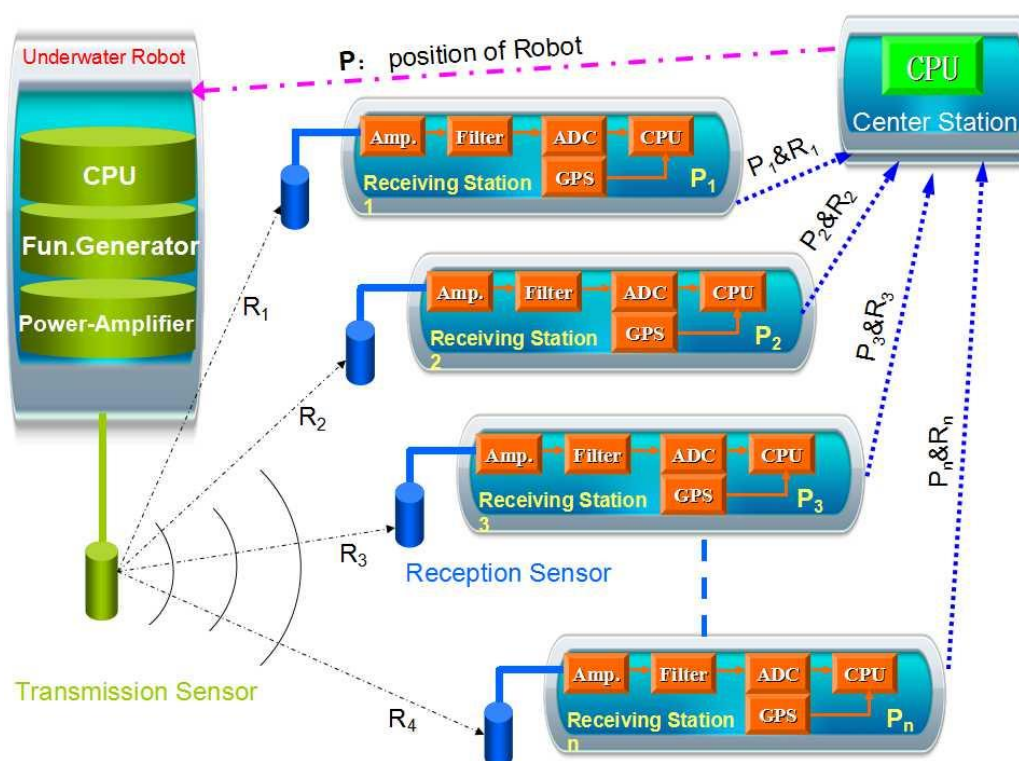


Fig. 5-1-1 プロトタイプシステムの構成図

送信ユニットは海中ロボットに装備する信号発信装置である。提案した M_SPL 距離測定方式に応じて、発信信号は単一周波数のものではなく、複数周波数の正弦波を合成したものであるために、現存の機器ではそれに対応するものがなく、本研究でそれをメインに開発した。一方、受信ユニットは受信信号を受け、必要な処理をし、演算 CPU において計測距離を算出する。また、測定ノード（ブイ）の位置情報を得るために GPS 受信装置を搭載する。これらの情報を無線通信によりセンター局の制御ユニットへ送り、制御ユニットの演算 CPU は集約した情報を用

い、海中ロボットの位置を推定し、制御 CPU はその位置情報を海中ロボットにフィードバックさせ、自動航走をサポートするという構成である。即ち、前述の理論に沿い、送信ユニットにトーンバースト信号の発生と振幅増幅する機能を持たせ、受信ユニットには必要な処理をするための信号増幅・フィルタ機能を持つ受信装置及び無線通信機能を装備し、制御ユニットは無線通信機能と演算機能を持つ CPU を装備する。なお、これらのユニットには、搭載のことを考え、これらの機能に加え、小型・軽量・省電力・低コストが不可欠の要素となる。以下にその詳細を記す。（注：製作する装置の回路図は本章に記載せず、すべて付録に添付する。）

5. 2 送信ユニット

本節では、海中ロボットに搭載する送信装置の設計及び製作について記述する。このユニットは距離測定方式 D_SPL 及び M_SPL に対応して、単一周波数の信号発生及び複数周波数の重畳信号発生を行うことを目的とする。信号源として IC 発振器を用い、ポテンショメータによる周波数の変更を行う。さらに、トーンバースト信号を発生するために、発信器による連続信号をアナログスイッチの ON/OFF により信号発生部と無音部にわけている。トーンバーストの周期及び幅長は、CPU からの ON/OFF のタイミングを設定する制御信号によって決める。信号のパワーを増大するパワーアンプは、トランスによる電源と IC オペアンプによる増幅回路から構成される。

Table. 5-2-1 送信ユニットの基本仕様

項目	発信装置				増幅器		完成装置		
	周波数帯域	周波数調整	バースト周期	バースト幅長	出力電圧	振幅調整	寸法	原価	重量
仕様	20kHz } 40kHz	帯域内任意	10ms	20%	最大 ±50V	オフセット ±10mV	30 ×25 ×20 (cm)	10 万円	3kg

Table. 5-2-1 に製作する送信ユニットの基本仕様の目標を示している。発信装置について、使用する周波数特性に応じ、周波数帯域は 20[kHz]～40[kHz]が要求される。また、複数周波数を発生するので、周波数帯域内の任意周波数の調整も必要となる。そして、トーンバースト信号発生のためバースト周波数及び幅長の設定機能も必要となる。信号処理に必要なデータの数及び受信時間から、バースト周期とバースト幅長の最小値はそれぞれ 10[ms]と 20%とした。増幅器について、今回計測範囲に応じる最大出力はプラス・マイナス 50[V]にし、信号の発生ずれを防ぐためのオフセット調整機能も付加した。装置全体の完成仕様は小型・低コストで実現

できるように、外観寸法は 30[cm]×25[cm]×20[cm]、重さは 3[kg]、コストを 10 万円以内に収めることを目標とした。

5.2.1 信号発生器

信号発生器はオペアンプを用いた発振回路によるものが一般的であるが、発振回路への帰還量が多すぎると波形が歪み、また帰還量が少ないと発振しなかったり安定しなかったりする。本研究では、下記のような既製の IC 発振器を用い製作した。

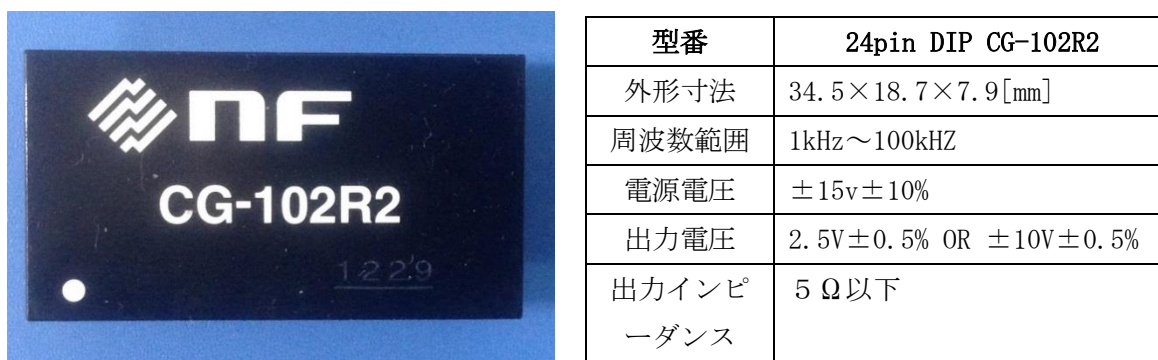


Fig. 5-2-1 発振 IC と基本仕様

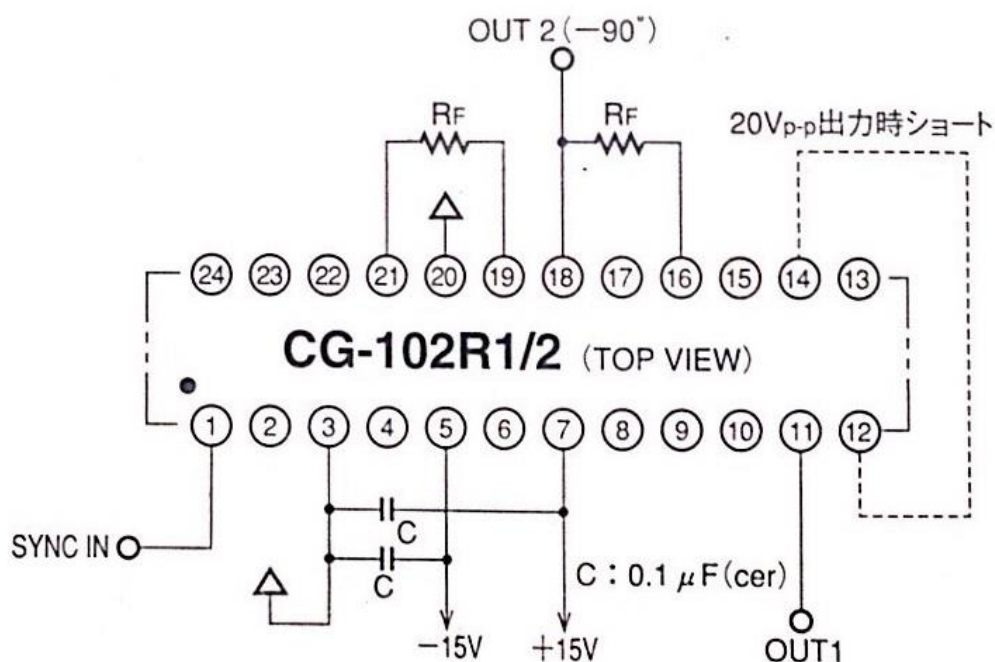


Fig. 5-2-2 発振 IC の基本接続図

この IC 発振器は供給電源電圧が±15[V]で、発振周波数は外付けの可変抵抗（ポテンションメータ）による自動設定である。出力は±2.5[V]または±10[V]が可能である。ただし、Fig. 5-2-2 の基本接続図に示すように、±10[V]の出力は 12 ピンと 14 ピンを繋ぐ、即ち、シ

ョートさせる必要がある。それは付録のブロック図に示すように、12ピンと14ピンの間に分圧抵抗があり、オープン時には出力がその抵抗により分圧され、ショート時には出力が分圧されずに、 $\pm 10\text{V}$ を出力するということである。出力調整法として、12ピンと14ピンの間に外付けの可変抵抗をつけ、また、14ピンとグランドの間に可変抵抗を付ける。出力がこの二つの可変抵抗値の変化により、 $\pm 2.5\text{[V]}$ から $\pm 10\text{[V]}$ までの出力を任意に調整することができる。

① 単一周波数の信号発生装置

上述の IC 発振器を用い、アナログ電子回路による単一周波数の信号発生器を製作する。この発振器の周波数 F と外付けの抵抗値 R_F の関係は式(5.2.1)のようになる。

$$F = \frac{159 \times 10^3}{R_F} \quad [\text{kHz}] \quad \text{ただし, } R_F \text{ の単位} [\text{k}\Omega] \quad (5.2.1)$$

本研究で扱うトランスデューサの周波数特性から決まる信号の周波数帯域は $20\text{kHz} \sim 40\text{kHz}$ であるため、可変抵抗として最大 $10\text{k}\Omega$ ・複数回転型のものを用いる。

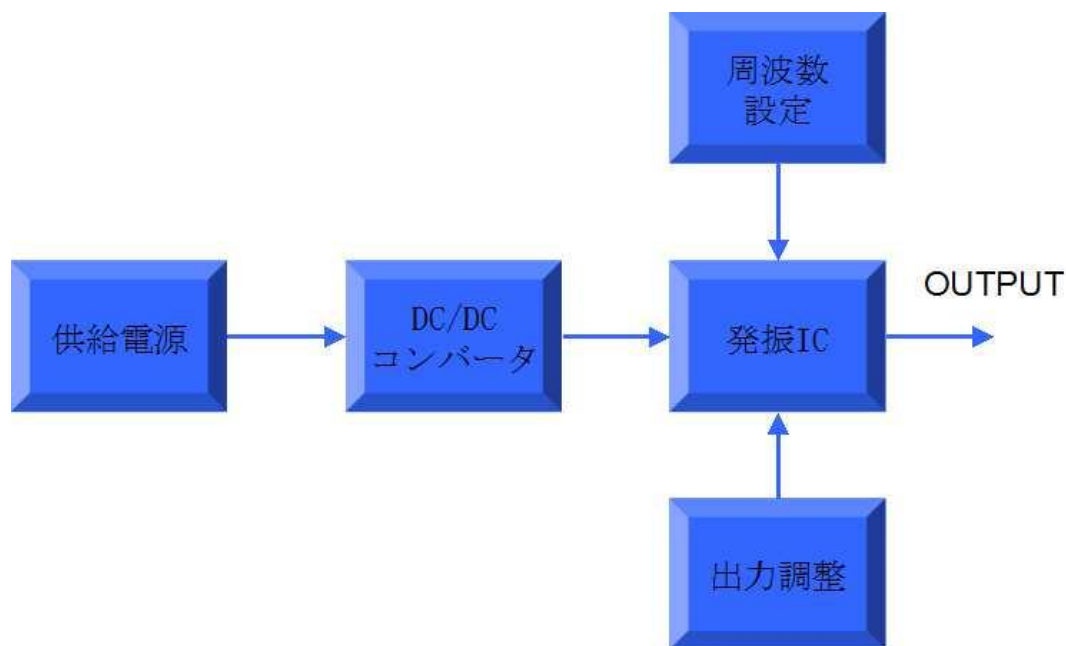


Fig. 5-2-3 単一周波数発振器のブロック図

送信ユニットの電源は、IC 信号発生器のほか、トーンバースト信号のためのスイッチング回路等様々な仕様の電源を供給しなければならないので、大容量のバッテリーを使用し、DC/DC コンバータによって電圧を分圧し、各電子部品に給電する。また、正弦波を発生させるためにプラス・マイナス電源も必要となる。発振周波数は手動設定できるが、制御系においてポテンションメータ及びサーボモーターを用いれば、CPU から電圧制御信号により周波数を自動的に切り替えることも可能である。出力電圧は、12ピンと14ピンに分圧回路を作成することで、

出力が ± 2.5 [V]から ± 10 [V]まで任意な出力を調整することができる。本研究では、信号増大はパワーアンプにより行うので、出力は初期設定である ± 2.5 Vにしている。

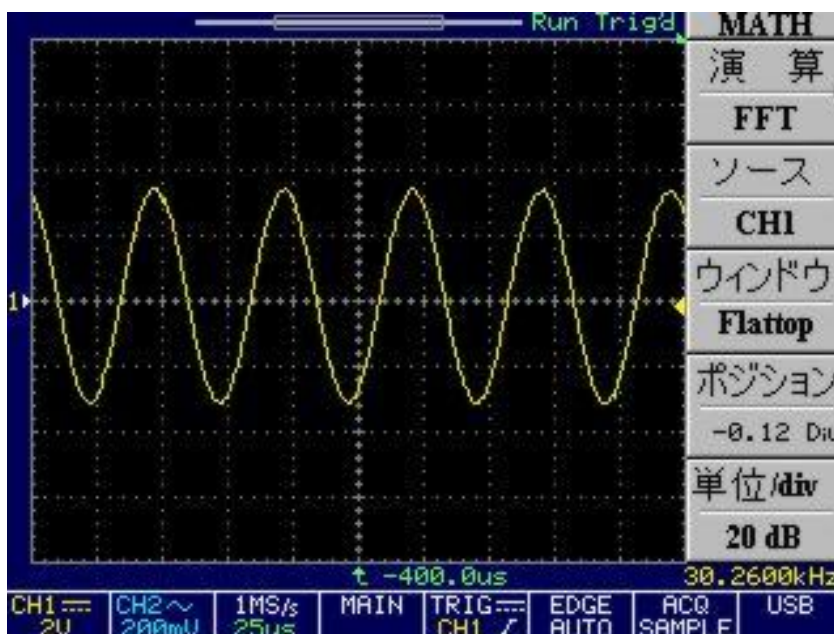
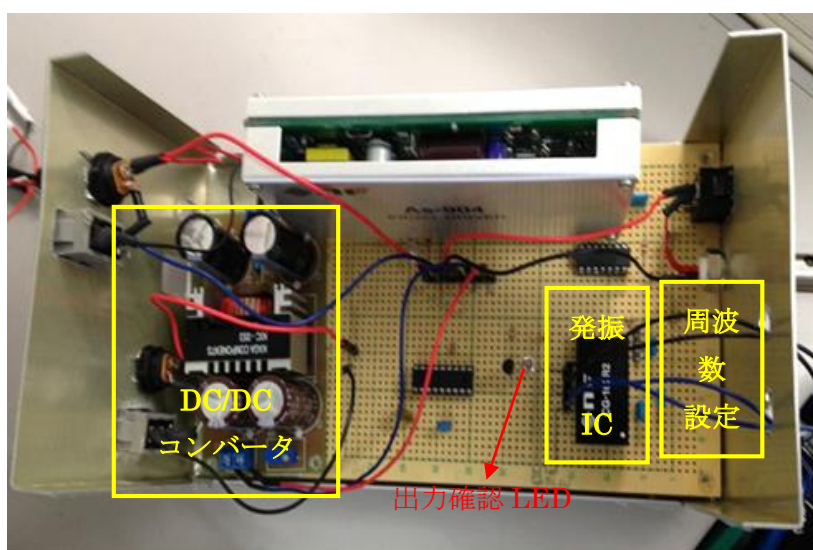


Fig. 5-2-4 単一周波数信号発生テストボード及びテスト結果

Fig. 5-2-4 に単一周波数の信号発生テストボード及び発生信号の結果を示す。テストボードはトーンバースト信号発生のためのスイッチング回路も含めている。信号発生器はその一部である。結果の一例として、発振周波数は可変抵抗によって 30kHz に設定したものである。歪みのない滑らかで安定した波形を発生していることから、この信号発生器は十分な信号発生性能を持つことがいえる。

一方で、本研究で提案した複数周波数信号による測距方式 (M_SPL 方式) に対応するためには、複数周波数を同時に発生させ、重畳させた信号を送信信号とする信号発生装置の製作が望ましい。単一周波数信号発生装置は短距離計測に限られるので、複数周波数信号発生装置が一

般に使用される。次の項では複数信号発生装置の設計及び製作について述べる。

② 複数周波数の信号発生装置

第三章で記述した M_SPL 測距方式は複数周波数の組み合わせにより、受信信号に各周波数の混合波のレベル平均値を受信電圧として距離を計測するものである。そのために、信号源として、複数周波数の信号を同時に発生させ、これらを合成した信号とする。本項ではその装置の設計・製作について記述する。

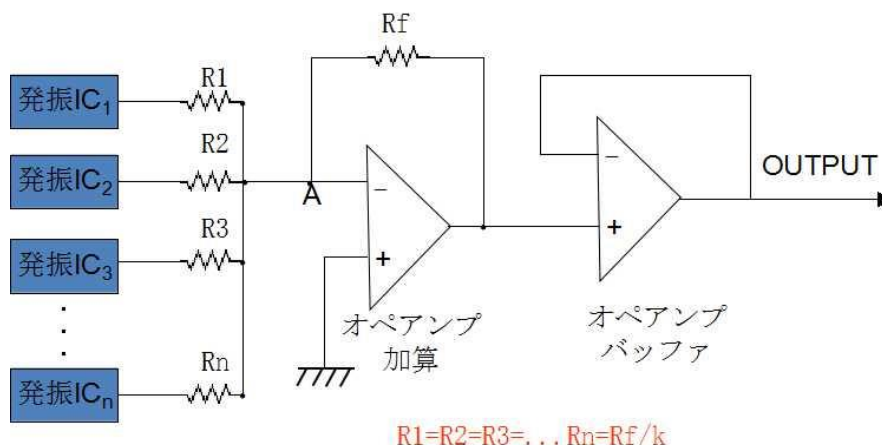


Fig. 5-2-5 複数周波数の信号発生装置の構成図

Fig. 5-2-5 に複数周波数の信号発生装置の構成図を示す。前項で説明した IC 発振器による単一周波数の信号発生装置を複数使い、オペアンプによる反転加算回路を通すものである。

反転加算回路はオペアンプによる演算回路の一種である。一般にいくつかの独立の信号を足し合わせた信号が得られる。原理として、下記の計算式のように表すことができる。Fig. 5-2-5 において、各 IC 発振器に流れる電流値を I_i とし、回路の A に流れる電流を I とする。また、オペアンプのプラスとマイナスの間はバーチャルショート（模擬ショート）の特性により、プラスがグランドにつながるため、A 点の電圧 V_A が $0V$ となる。出力電圧を V とすると、下式が成立する。

$$I_i = \frac{V_i}{R_i} \quad (5.2.2)$$

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \quad (5.2.3)$$

$$V_A - V = I \times R_f$$

$$\Rightarrow V = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n) \times R_f = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}\right) \times R_f \quad (5.2.4)$$

従って、抵抗 $R_1, R_2 \dots R_n$ と R_f を同じにすれば、出力は各入力信号の加算された信号となる。

また, $\frac{R_f}{K} = R_1 = R_2 = \dots = R_n$ にすると, 出力電圧を各入力信号の加算した電圧の K 倍まで増幅することも可能である. 一方, 複数入力であるので, 電気的な変化が起きる可能性がある. そのために, より安定な回路とするオペアンプによるバッファ回路も設計している. このバッファ回路は, 出力電圧は入力電圧と同じであるが, オペアンプを通すことで, 入力インピーダンスが無限大 (バーチャルショート), 出力インピーダンスが 0 になり, 接続による電気的な条件の変化を 0 に抑えることができる.

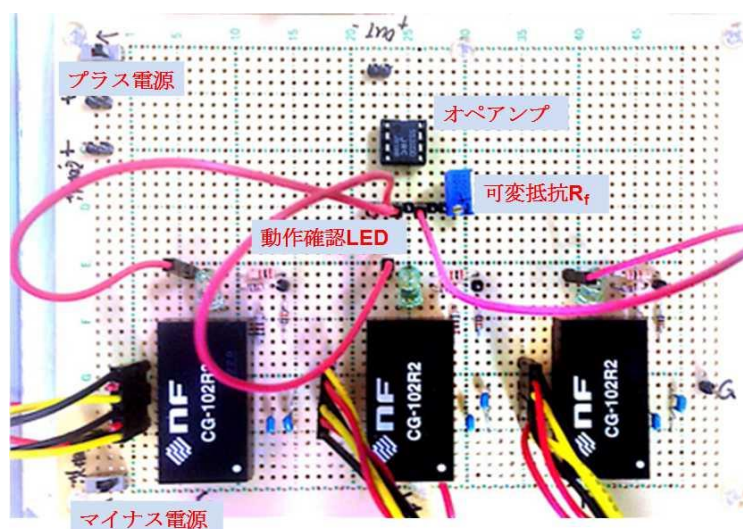


Fig. 5-2-6 複数周波数の信号発生装置のテストボード

Fig. 5-2-6 に三つの IC 発振器から加算回路による複数周波数の信号発生装置のテストボードを示す. 各 IC 発振器は前項と同様に, 可変抵抗を用い周波数を設定する. 加算回路の帰還抵抗 R_f は出力の増幅もできるように可変抵抗を取り付けている. また, 各 IC 発振器の動作をチェックするために, 動作確認 LED も装備している.

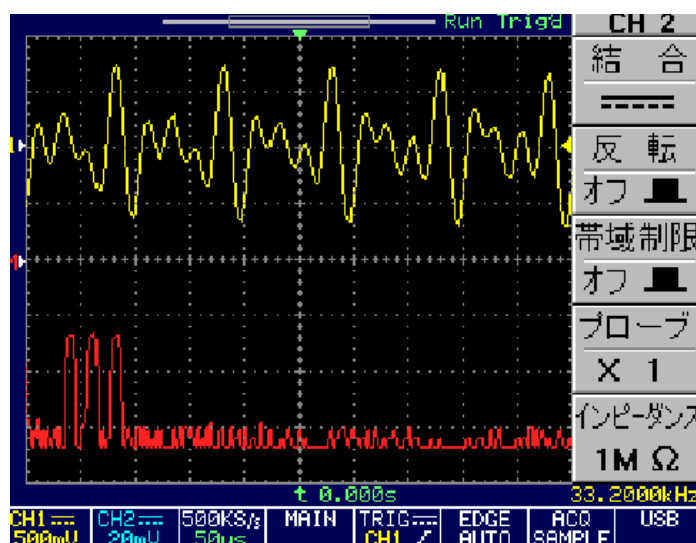


Fig. 5-2-7 複数周波数の信号発生装置の出力結果

Fig. 5-2-7 にテストボードの出力結果を示す。これは周波数 20kHz, 30kHz と 40kHz の正弦波を重畳したものである。ここで、各周波数の出力振幅を ± 1 [V] にした。黄色波形は出力を示し、赤い波形は出力を FFT (フーリエ変換) した結果である。フーリエ変換の結果では、各周波数の位置で信号の立ち上がりが見られ、所定の信号の生成が明らかである。さらに、Fig. 5-2-8 に示すように、出力信号にフィルタを通して、それぞれの周波数のみをその入力信号と同様に抽出することができる。

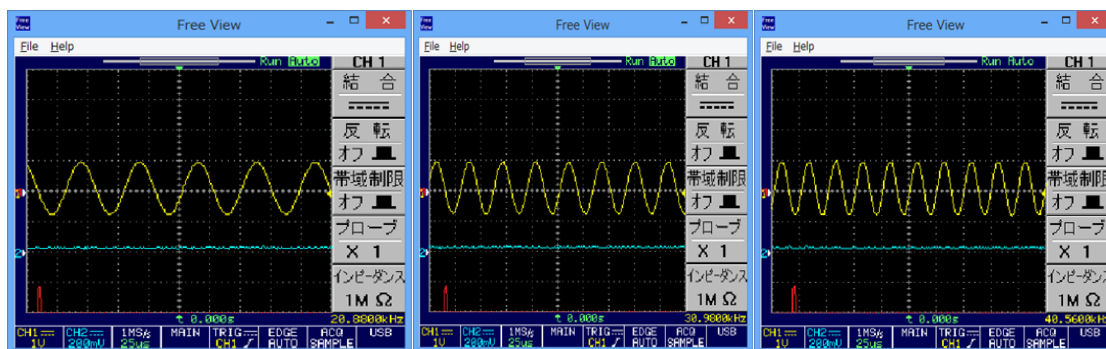


Fig. 5-2-8 複数周波数の信号をフィルタによって各周波数信号の抽出

結果をまとめると、IC 発信器を増やすことで、多数の周波数の正弦波信号を重畳させることができる。つまり、この装置は M_SPL 測距方式の信号源として使用可能であることが検証できた。

③ デジタル化についての検討

前述した信号発生装置はアナログ電子回路によって製作したものであるので、回路の構成が複雑になり、回路作成時のちょっとした不注意が原因で、動作が不安定となる恐れがある。そのため、その複雑な回路をデジタル化にすることの可能性について検討した。

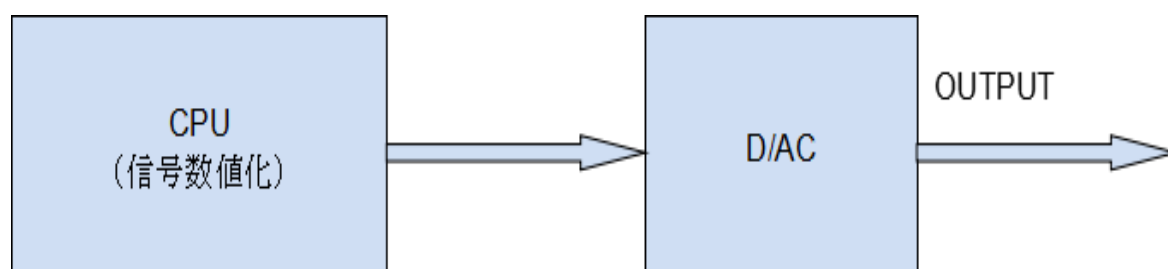
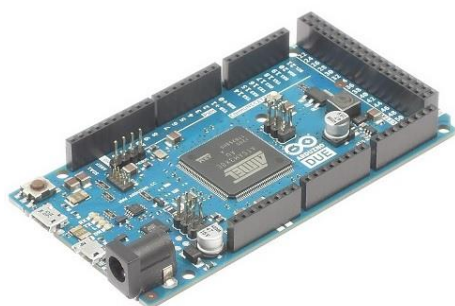


Fig. 5-2-9 信号発生装置のデジタル化

この方式は、Fig. 5-2-9 に示すように、所望の信号をコンピュータ (CPU) において数値データとして作成し、D/AC (デジタル/アナログ変換器) を通して、アナログの電圧信号を出力させるという考えで、製作を検討した。ここで、信号を数値データに変換する際にデータ数の多少に応じ、CPU のメモリが要求される。また、高周波の正弦波であるために、出力信号が歪み

も遅れもないものとする、D/AC の変換速度すなわち、高速サンプリングレートが要求される。例えば、40kHz の信号を発生する場合、滑らかな波形が発生できるように、一周期の波形には 10 点以上のデータ（分解能）をとるのが最少条件である。つまり、D/AC の変換速度であるサンプリングレートは $25[\mu\text{s}]$ 以上でなければならない。しかも、複数周波数の重畳した場合に、一周期の信号にはデータ数はおよそ 300 個に至る。こういった条件を前提とすると、半導体の電子工作の世界ではなかなか困難なものとなる。本研究では、近年注目されている組み立て型マイコンボード Arduino Due (D/AC 内蔵) と 32 ビット PIC24F および高速 D/AC を用いて試製作を行った。



型番	Arduino Due
CPU	32bit core
クロック周波数	84MHz
SRAM	96KB
フラッシュメモリ	512KB
D/AC 出力	3.3V (offset あり)

Fig. 5-2-10 Arduino Due と基本スペック

Arduino の最新ボード Due バージョンは高速処理の CPU を持つ。1CPU クロックで 4 バイトのデータ処理が可能で、クロック周波数は 84MHz であるため、20kHz~40kHz の正弦波を作成するには十分な性能を持っている。しかし、内蔵される 2 本 D/AC は通信速度が内部のタイマにより設定されるため、初期設定のままでは、処理の遅れによって、分解能を下げても、正確な高周波数の波形は得られない。



Fig. 5-2-11 Arduino Due による信号発生結果

Fig. 5-2-11 の左図にタイマの初期設定による正弦波発生の結果を示す。これは分解能を 10 に落としたものである。しかし、周波数は 14kHz までしかあがらない、また、波形も崩れ、ほ

ぼ三角波になり、振幅も処理遅れの原因で落ちている。そこで、CPU の性能はまだ十分に余裕があるために、内部通信タイマを改め、即ちタイマの割り込みによって D/AC の変換速度を最大にあげた。このとき発生した信号の結果が右図である。周波数は 46kHz までに上がったが、波形のデータ処理に少々遅れが生じた。

一方、Fig. 5-2-12 に示すように、32bitCPU の PIC24F を使い、信号を作成し、外部の SRAM に保存する。また、SRAM から順次にデータを放出し、高速な D/AC を通して出力するというテストボードを製作した。結果も同様に、単一周波数は 50kHz まで滑らかな波形が発生できたが、通信経路が二つあるので、電気ノイズが避けられず、信号に影響が生じた。

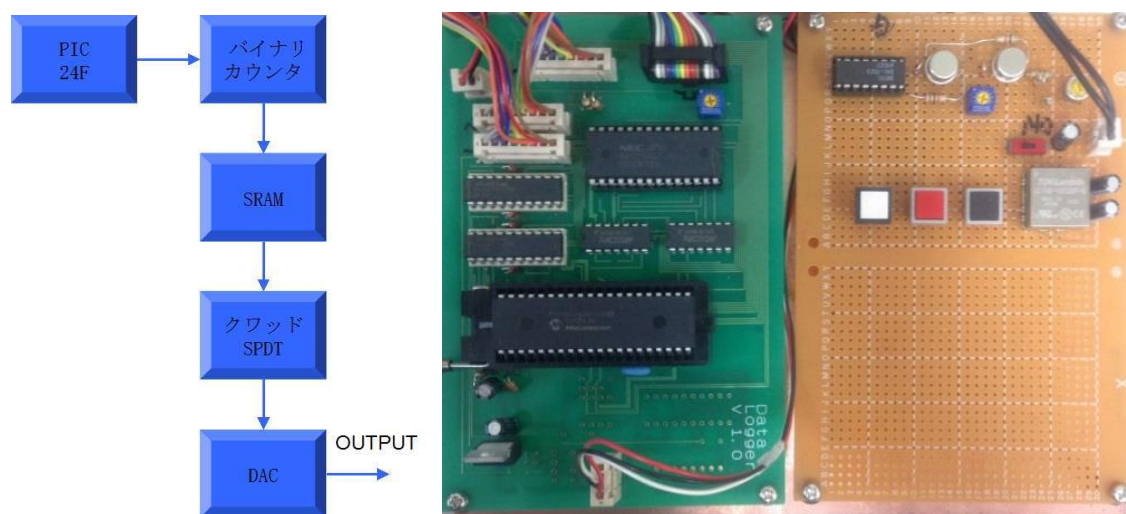


Fig. 5-2-12 PIC による信号発生装置

信号発生装置のデジタル化の検討をまとめると、一般的な電子部品では、単一周波数の作成分解能が高く要求されないので、40kHz までの正弦波の作成が実現できた。しかし、複数周波数の重畳信号を発生するには、一周期の分解能は約 300 以上が要求され、必要なデータ数を作成はもとより、D/AC への転送速度及び D/AC における変換速度もかなりの高速が要求される。これは恐らく一般電子部品のハードウェアの限界を超えるため、実現するのが困難な状況である。これが今後の重要な課題のひとつとして残った。具体化に際して、より高性能なハードウェアと、より高速な D/AC を使い、複数周波数による重畳信号の発生装置のデジタル化の実現を目指す。

5.2.2 トーンバースト発生時のスイッチング回路

本研究では、連続信号ではなく、信号が突発するようなトーンバースト信号を用いている。従って、送信ユニットにひとつ重要な構成として、トーンバーストを発生するためのスイッチング回路が必要である。

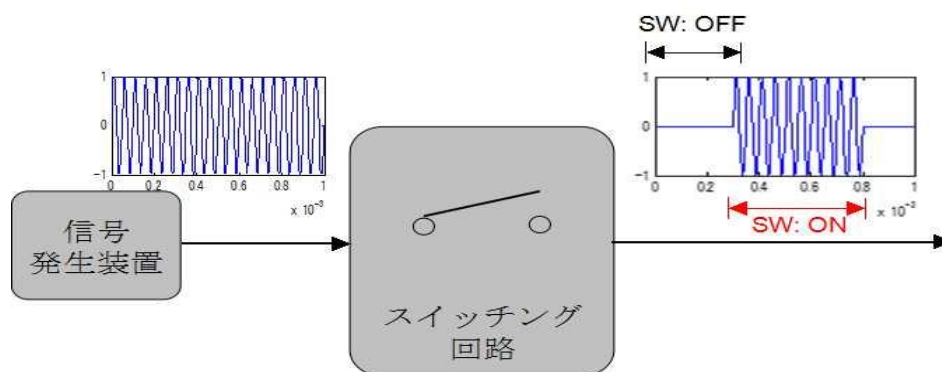


Fig. 5-2-13 スイッチング回路のイメージ

Fig. 5-2-13 にスイッチング回路に示すように、信号発生装置から発生した連続入力信号はアナログスイッチを通して出力する。その際、アナログスイッチの ON/OFF により、信号発生装置からの連続信号を出力させたり、させなかったりして、出力に信号発生部と無音部を作成する。

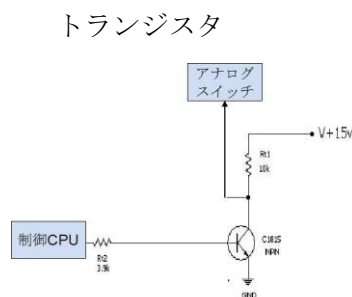
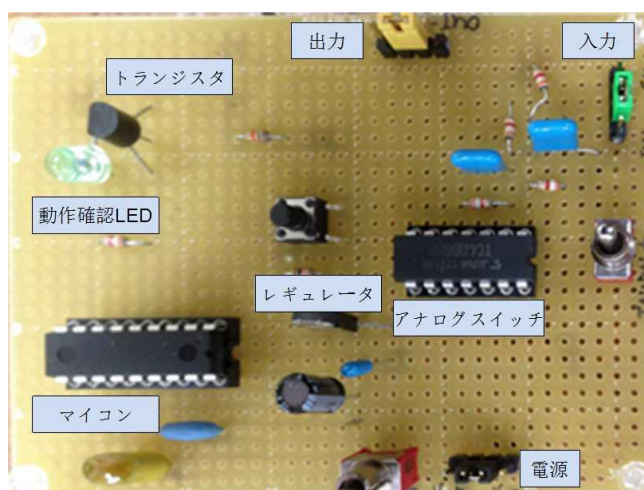


Fig. 5-2-14 スイッチング回路のテストボード

Fig. 5-2-14 に製作したテスト用スイッチングボードを示す。アナログスイッチの ON/OFF はエミッタ接地のトランジスタのコレクタ電圧出力の有り無しによる $V_{cc}/0V$ の切り替えによって行う。また、制御 CPU からの制御信号 (Hi or Lo) をトランジスタのベースに入力し、抵抗値の設定から、トランジスタの増幅状態を飽和させることによってトランジスタのコレクタの電圧出力を制御する。つまり、Fig. 5-2-14 の右下の図に示すように、制御 CPU の Hi 信号で、トランジスタを飽和状態にして、コレクタとエミッタをショートすると、コレクタから電流はエミッタ経由し、グラウンドへ流れる。即ち、出力はない (0V) のでアナログスイッチは ON となる。逆に、制御 CPU の Lo 信号は、コレクタとエミッタがショートせず、コレクタからアナログスイッチへ V_{cc} レベルを出力し、アナログスイッチを OFF させる。つまり、トーンバースト信号の周期と信号の幅長は制御 CPU の制御信号 Hi と Lo の時間で設定する事が出来る。

また、入出力側に四つの同じ値の抵抗を入れることで、アナログスイッチの端子を同電位にするとともに、プラスとマイナスの両電源により、プラスとマイナスの正弦波が出力できる。つまり、出力側にオフセットによる調整の必要はない。

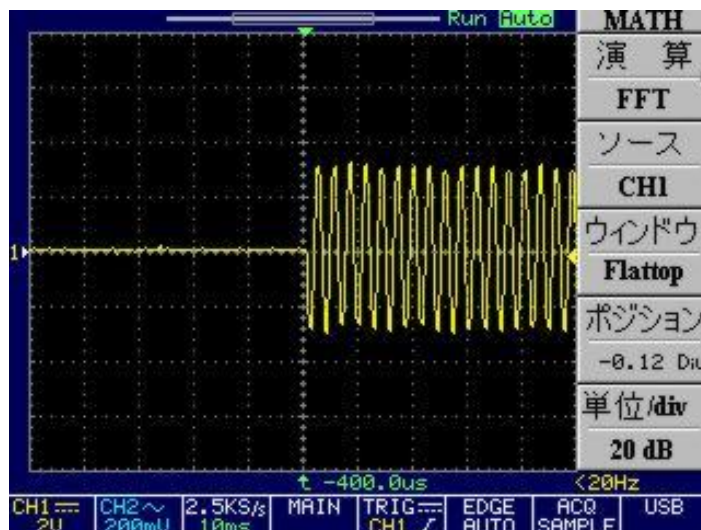


Fig. 5-2-15 トーンバースト信号発生の実験結果①

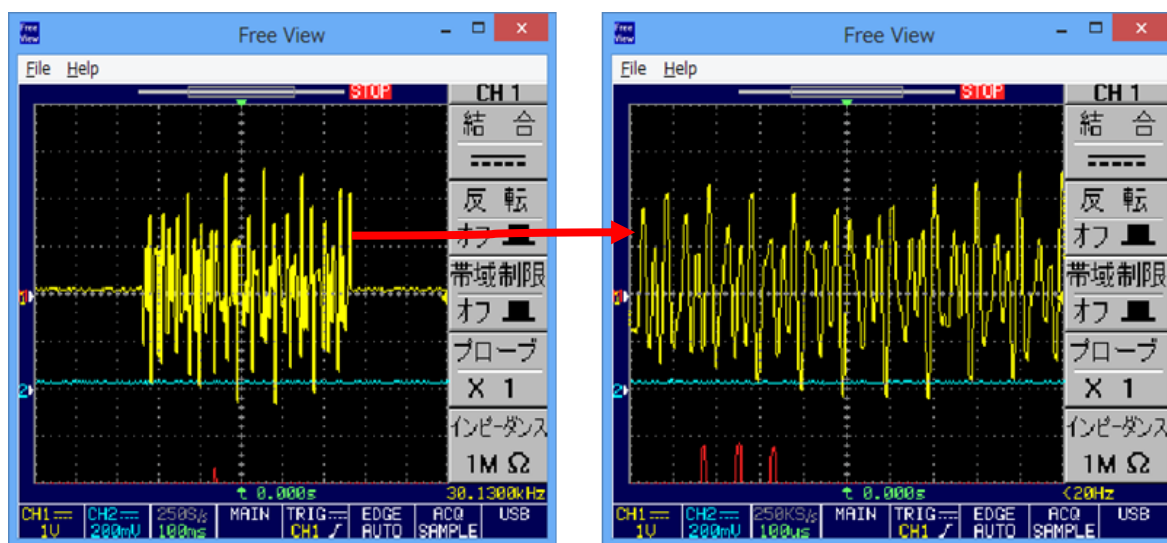


Fig. 5-2-16 トーンバースト信号発生の実験結果②

Fig. 5-2-15 と Fig. 5-2-16 に製作した信号発生装置とスイッチング回路を合わせた実験結果を示す。Fig. 5-2-15 は単一周波数信号発生装置とスイッチング回路による結果であり、Fig. 5-2-16 は複数周波数の重畳信号とスイッチング回路を合わせた結果である。結果より、出力に安定した信号発生部と無音部からなるトーンバースト信号が発生できている。従って、信号発生装置とスイッチング回路の組み合わせは海中ロボットの Fun. Generator として十分なスペックを持つと考えられる。

5.2.3 パワーアンプ

信号発生装置から発生した信号は、低電圧回路によるもので信号レベルが低いため、より長距離測定ができるように、送信トランスデューサへ送る前にパワーアンプを通して信号を増大する。パワーアンプは直流電源と増幅器の二つ重要な部分から構成される。増幅器には高電圧(100V)・高電流(50mA)のオペアンプを使用している。Fig. 5-1-17 にオペアンプの基本仕様を示す。



型番	OPA454(TI)
電源電圧	直流 $\pm 5V \sim \pm 50V$
最大出力電圧	$\pm 50V$
最大出力電流	50mA
周波数帯域	2.5MHz
作動環境温度	$-55 \sim 125^{\circ}\text{C}$

Fig. 5-2-17 オペアンプと基本仕様

このオペアンプを用いた増幅回路により、入力信号を増大し出力する。増幅回路には反転増幅回路と非反転増幅回路があるが、非反転増幅回路は反転増幅回路に比べ、回路が複雑になるうえ、出力信号の安定性も低い。また、本研究の距離測定原理は、送受信信号の電圧を測ることによって減衰量を計測するというので、即ち、信号の位相変化には関わらず振幅のみを計測するというものである。そこで、増幅回路として、より安定な反転増幅回路を設計した。

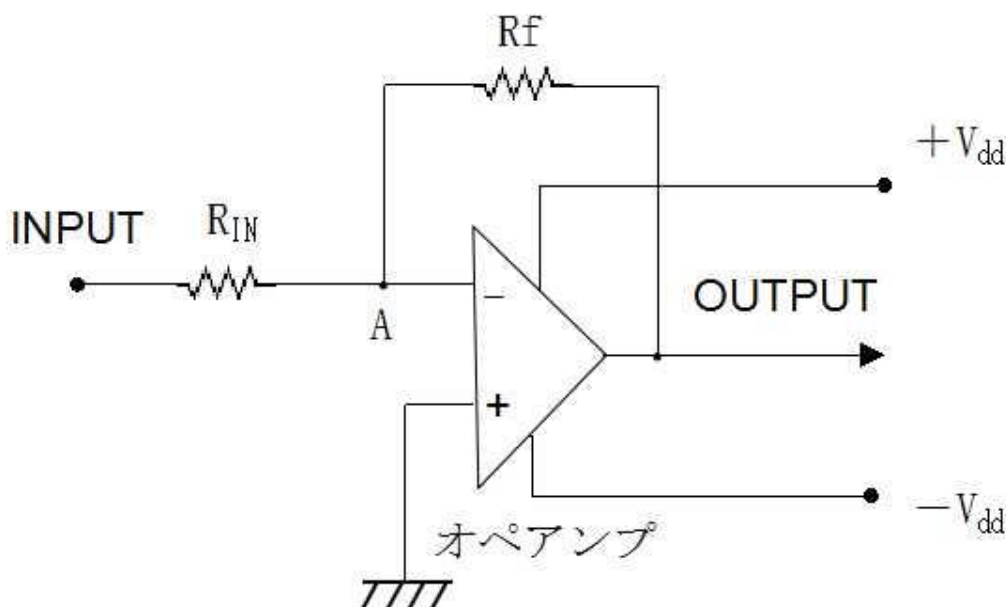


Fig. 5-2-18 反転増幅回路

Fig. 5-2-18 に反転増幅回路を示している。入力電圧を V_{IN} 、出力電圧を V_{OUT} とし、A 点の電圧を V_A とする。また、入力抵抗 R_{IN} に流れる電流を I_{IN} とし、帰還抵抗 R_f に流れる電流を I_f とす

る．オペアンプのプラスとマイナス間はバーチャルショートとなり，かつ，プラスが接地するため， V_A は0Vとなる．増幅原理は下記の式(5.2.5)と式(5.2.6)で表す．

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_A}{R_{IN}} = I_f = \frac{V_A - V_{OUT}}{R_f}; \quad V_A = 0 \quad (5.2.5)$$

$$\Rightarrow V_{OUT} = -\frac{R_f}{R_{IN}} \times V_{IN} \quad (5.2.6)$$

ここで， $K = \frac{R_f}{R_{IN}}$ とすれば， K は増幅回路の増幅ゲインとなる．つまり，この増幅回路では，信号の増大利得は帰還抵抗 R_f と入力抵抗 R_{IN} の比例係数である．

しかし，オペアンプによる増幅において出力電圧は電源電圧により決まる．即ち，最大出力 $\pm 50[V]$ までの増大には $\pm 50[V]$ 以上の直流電源が必要である．そこで，トランスを用い，外部の交流電力から変圧し，さらに整流ブリッジによる直流電源を製作した．この回路では，プラスとマイナスの両電源が必要となるため，単入出力のトランスを2個使用する．

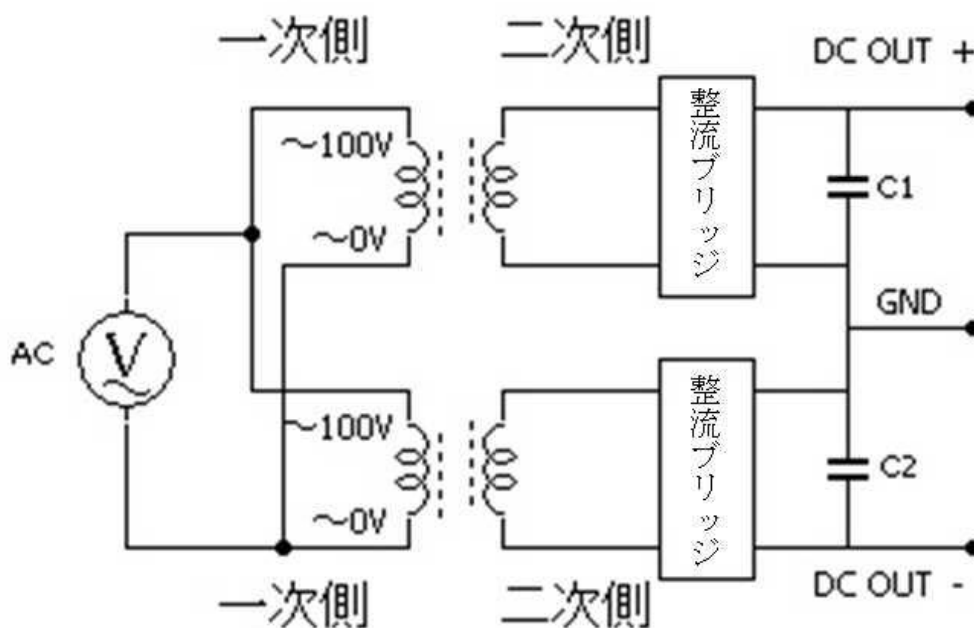


Fig. 5-2-19 高圧直流電源

Fig. 5-2-19 にトランスとブリッジダイオードによる交流電源から高圧直流電圧に変換するブロック図を示す．トランスは交流電源の電圧が電磁誘導を利用して変換する電子部品で，まず，トランスの一次側に外部の交流電源を入力し，2次側に電圧の変化した交流を出力する．次いで，整流ブリッジダイオードを用い，交流電力を整流し，同電圧の直流電源を作る．さらに，電力を安定させるために，プラス・グラウンドとマイナス・グラウンドにそれぞれ高容量の同じコンデンサーを付ける．こうして製作した直流電源をオペアンプの供給電源として用いる．

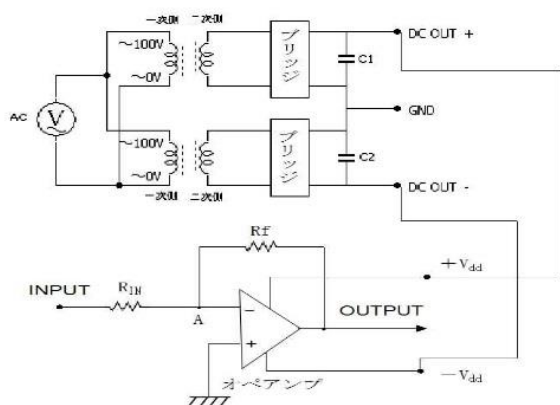


Fig.5-2-20 テストパワーアンプ

Fig.5-2-20 に製作したテストパワーアンプを示している. これは最大 $\pm 50[V]$ の出力を得るために, 電源を交流 100V から直流電圧およそ $\pm 55V$ に変換したものである. 増幅利得はオペアンプの帰還抵抗と入力抵抗の比例係数に依存するので, アンプの最大出力を超えなければいくらかでも設定できるが, ここでは利得を 1~30 に設定する.

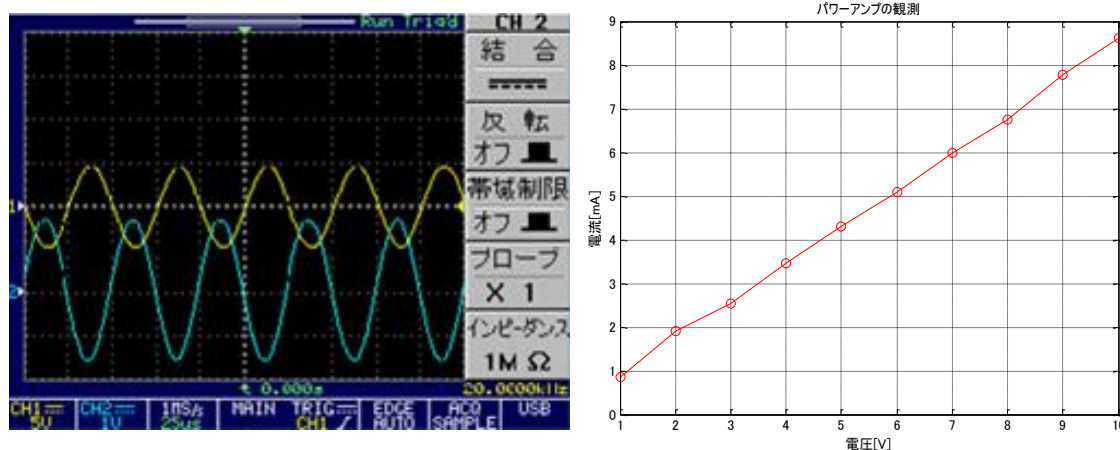
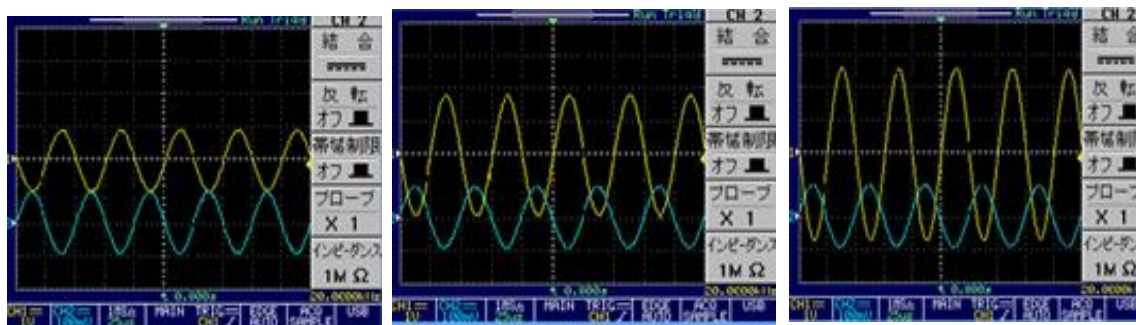


Fig.5-2-21 パワーアンプのテスト結果

Fig.5-2-21 はパワーアンプのテスト結果を示す. 上の結果は周波数を 20kHz にし, 出力を 100mV にした単一周波数信号を入力信号として, 増幅利得を 10, 20, 30 にしたものである. 青ライン (CH2) は入力信号で, 黄色ライン (CH1) は増幅信号である. 結果より, 増幅利得ゲイン

10, 20, 30 は使用可能である。しかし、精度は約-5%誤差が生じる。次に下左図は最大出力±50Vの結果である。これは入力電圧を 1.8V にし、増幅利得を 30 にしたものである。ただし、増幅信号の振幅はオシロスコープの最大レンジを超えるために、電圧が 1/10 になるプローブを用い、オシロスコープに表示する。結果より、パワーアンプの最大±50V まで出力可能である。また、トランスデューサのインピーダンスと同じ値 10k Ω にし、電流値を観測した結果は下右図に示す。従って、パワーアンプとして信号の安定及び利得増大性に十分な性能を持つことがいえる。これを踏まえ、今後、更なる高精度・高電圧出力のパワーアンプ (±100V) の製作を目指す。

5.2.4 送信ユニットの検証実験

前節で送信ユニットの各構成部分の製作と検証テストについて述べた。この節では、送信ユニット全体の装置の性能を検証するための検証実験について記述する。この検証実験は Fig. 5-2-22 に示す東京海洋大学にある曳航水槽で行った。



Fig. 5-2-22 検証実験の様相

実験は、第 3 章の汎用計測機器による距離測定の内容のように、製作した送信ユニットの装置を用い、水中にあるトランスデューサへ信号を送り、受信装置は汎用計測機器を用い、信号を受信し、信号処理において受信電圧を算出する。また、結果の比較のため、送信装置に汎用計測機器を用い、同様な計測条件と計器設定による実験も行った。ただし、汎用計測機器には同時に複数周波数を発生することができないため、後者の計測は単一周波数信号によるものである。本来ならば、算出する距離結果の比較による製作した送信ユニットの性能を評価するが、受信電圧から距離算出は第 3 章において検証した。従って、受信電圧を比較すれば、製作した送信ユニットの性能を同じように評価することになる。つまり、汎用機器との受信電圧が一致すれば、送信ユニットが使用可能であることがいえる。

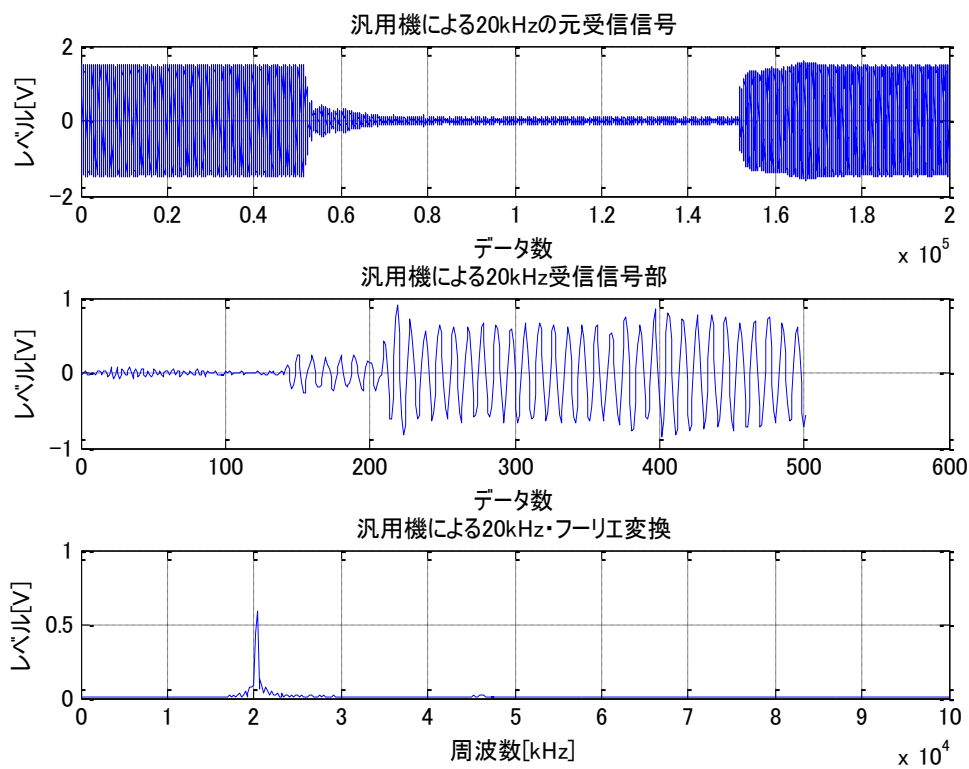


Fig. 5-2-23 汎用機器による 20kHz の受信信号

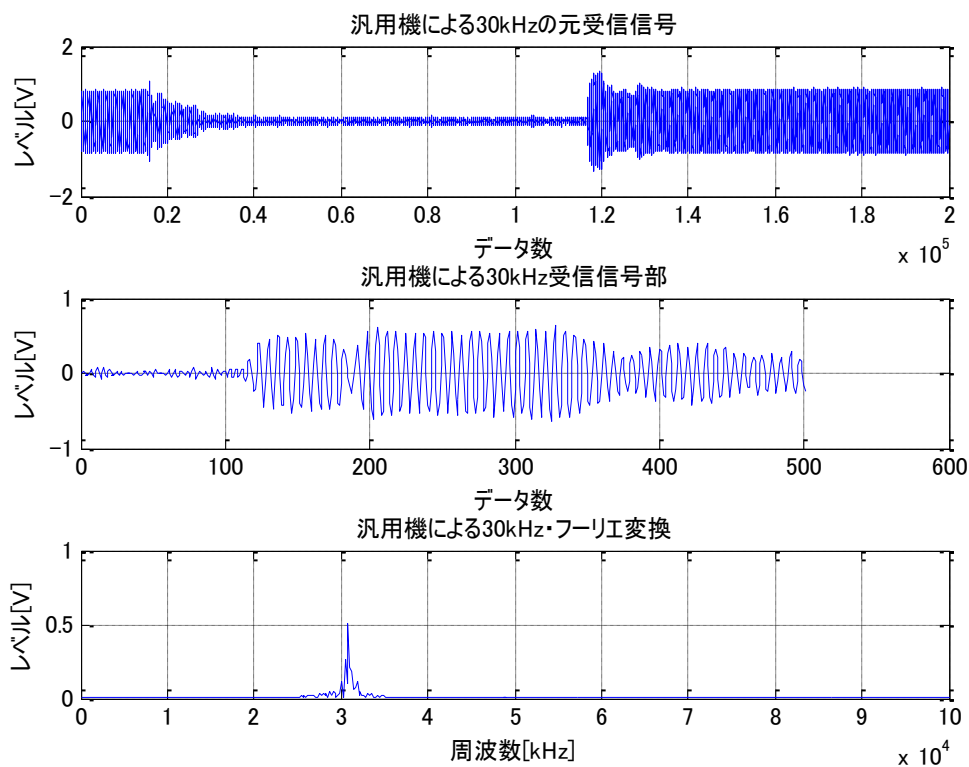


Fig. 5-2-24 汎用機器による 30kHz の受信信号

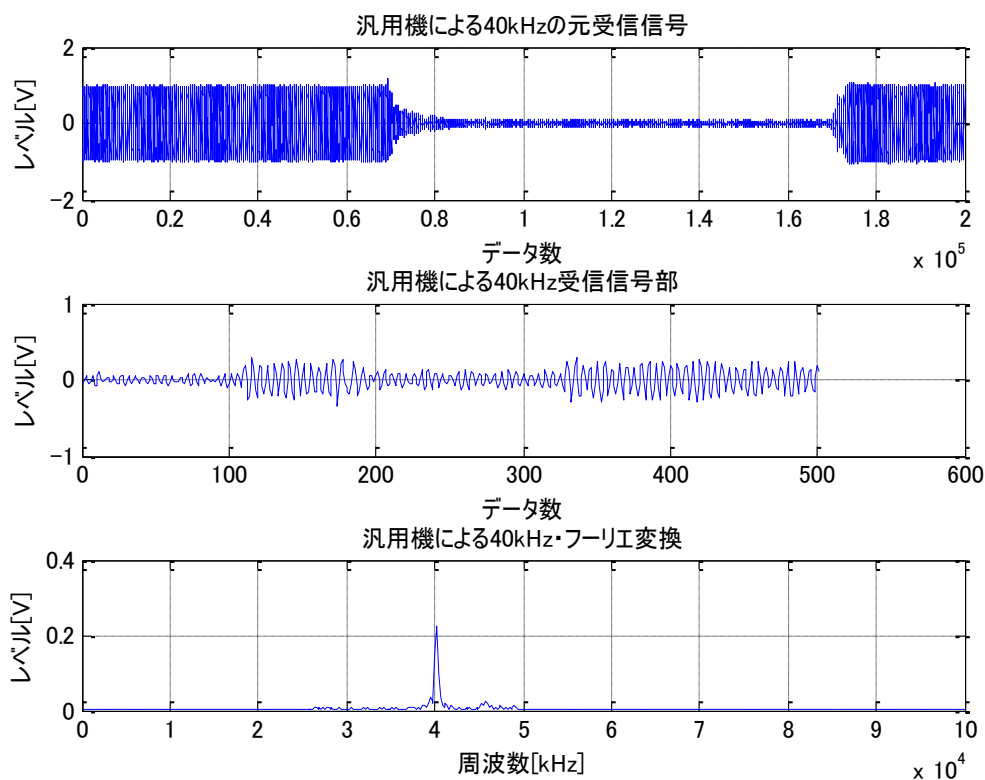


Fig. 5-2-25 汎用機器による 40kHz の受信信号

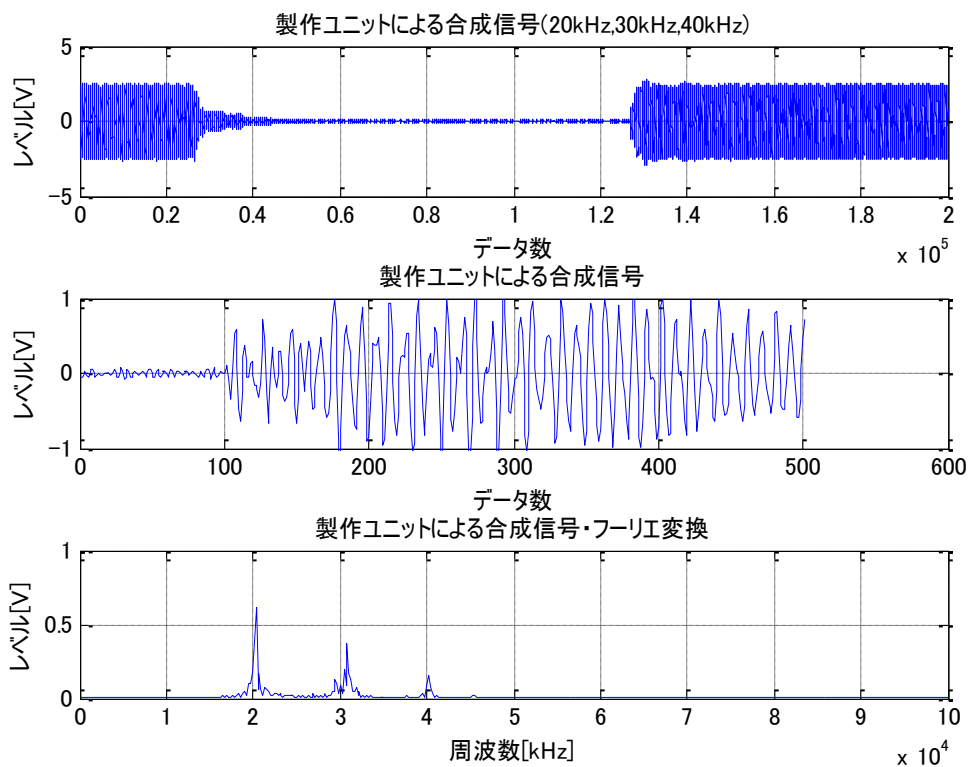


Fig. 5-2-26 製作した複数周波数合成信号発生装置による受信信号

測定距離 10m において、送信信号の電圧を 1[V] にし、利得 10 倍に設定した製作のパワーアンプを通して送信し、信号を受信した。また、Fig. 5-2-23, Fig. 5-2-24 及び Fig. 5-2-25 は汎用機器からそれぞれ周波数 20kHz, 30kHz, 40kHz の単一周波数の信号を送信信号として発信したときの受信信号である。また、同じ計測条件において、製作した送信ユニットから 20kHz, 30kHz, 40kHz の合成信号を送信信号として発信したときの受信信号を Fig. 5-2-26 に示している。グラフの上部は受信信号で、中部は受信信号の信号発生部と無音部の境界部分の拡大であり、下部は受信信号の混合波を取り出し、フーリエ変換した結果である。受信信号のバースト周期等によると、製作した送信ユニットの信号発生性能は汎用機と同じであることが検証できた。さらに、同じ計測条件での、それぞれの受信信号の混合波振幅の比較を下記の Fig. 5-2-6 に示す。

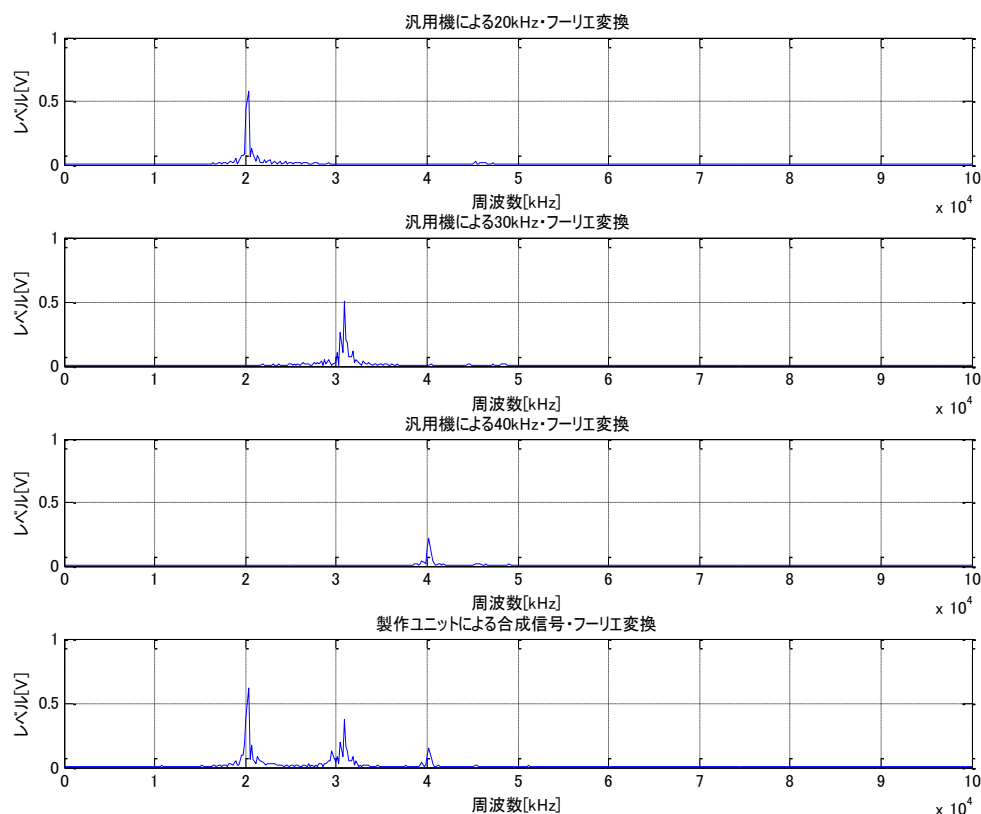


Fig. 5-2-27 送信ユニットと汎用機による受信電圧の比較

Fig. 5-2-27 に示す汎用機器による受信信号の混合波と、製作した送信ユニットの受信信号の混合波のフーリエ変換結果を示す。これにより、製作した送信ユニットは 20kHz, 30kHz, 40kHz 発信信号に対し、受信信号の混合波にもそれぞれの周波数の信号部分が検出された。つまり、加算回路による複数周波数の信号を加算することで、合成した信号は送・受信においてもお互いに干渉せず、受信信号からそれぞれを独立に検出できた。検出した各周波数の受信信号混合波の振幅と汎用機による単一周波数の混合波振幅の値は下記の Table. 5-2-2 に示す。

Table 5-2-2 各受信混合波の振幅比較

周波数[kHz]	受信混合波振幅（計測機器）[V]	受信混合波振幅（製作送信装置）[V]
20	0.582415163594350	0.620288146656511
30	0.509801100567130	0.489687320381502
40	0.221623900131718	0.209537902871057

この結果より，製作した送信ユニットによる受信信号から算出した各周波数の混合波振幅は汎用送信機器による単一周波数のものとほぼ一致した．従って，製作した送信ユニット装置は汎用計測機器と同等の計測性能を持つことが検証できた．即ち，本研究で提案した M_SPL 距離測定方式に対応する複数周波数の合成信号発生装置として使用可能であることが検証できた．

5.3 受信ユニット

測位プロトタイプシステムのもうひとつ重要な構成は受信ユニットである．受信ユニットは受信子局となる海面係留ブイに装備し，信号を受ける受信装置，データ処理 CPU 及び随時にブイ位置を測定するための GPS 装置から構成される．本節では，それらの設計と製作について記述する．

Table 5-3-1 受信ユニットの基本仕様

項目	増幅器 (プリアンプ)			フィルタ					完成装置		
	周波数 帯域	最大 出力	利得	周波数 帯域	周波数 制御	出力 オフ セット	減衰 傾度	利得	寸法	原価	重量
仕様	20kHz } 40kHz	±10V	自動 制御 ×1000	20kHz } 40kHz	自動 制御	±20 mV	12dB /oct	1	30 ×20 ×10 (cm)	5 万円	1kg

Table. 5-3-1 に製作する受信ユニットの基本仕様の目標を示している．まず，寸法は 30[cm] × 20[cm] × 10[cm] で，重量は 1kg という小型・軽量化を目指す．そのうえ，コストを 5 万円に収めることを目標とする．次に，周波数帯域は送信ユニットと同様に，20kHz～40kHz に対応するものである．プリアンプの増幅利得は最大出力 ±10[V] の範囲内に任意設定が望ましいが，ここでは，汎用機器と同じように，最大利得を ×1000 にする．フィルタについて，ハイパス・ローパスはもとより，バンドパスも設定できるようなものを製作する．受信ユニットでは，CPU

における信号の自動処理は最終目的であるために、増幅器の利得制御及びフィルタの周波数設定は制御信号による自動制御ができることを目標としている。

5.3.1 プリアンプ

受信信号を解析に必要なレベルまで増幅するのはプリアンプの役割である。受信側では、受信信号から信号の振幅即ち電圧値のみがわかればよいので、プリアンプはパワーには関わらず、信号のレベルのみを増大できればよい。一般に、増幅回路はオペアンプによる製作されるが、本研究では、Fig. 5-3-1 に示すオペアンプから作られた既製の高精度の差動増幅 IC を用いる。



型番	NF:CA-406L2
外形寸法	51.5×14×6.5mmS20 型
電源電圧	±15V
最大出力	±10V, ±5mA
設定利得	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100
周波数特性	DC~100kHz
オフセットドリフト	±25 μV/°C
ロジック制御	TTL または CMOS 負論理
制御電圧	+5V, 0V

Fig. 5-3-1 プリアンプ IC の仕様

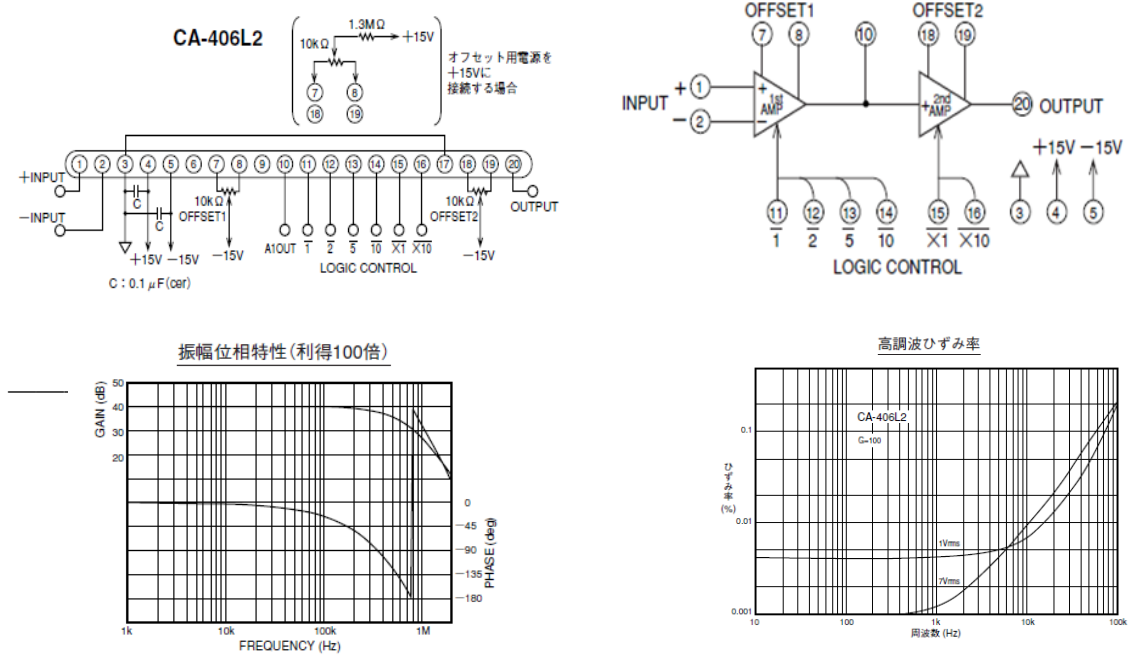


Fig. 5-3-2 プリアンプ IC の接続図

このプリアンプ IC は二段オペアンプから構成される。第一段のオペアンプは利得 1, 2, 5, 10 を設定し、さらに第二段は $\times 1$, $\times 10$ を設定する。しかし、最大出力は $\pm 10V$ となる。また、オフセットはプラスとマイナスによる補正という二つ接続方法がある。そして、最も重要である利得設定は、1, 2, 5, 10 と $\times 1$, $\times 10$ の計 6 本のコントロール端子を TTL または CMOS 負論理で制御することにより行う。つまり、各利得の入力ピンを 0V にすると Lo に、 $+5V$ または開放にすると Hi になる。利得はすべて Lo にしたビットの重みの和で表す。ここで、利得を自動的に調整できるように、制御 CPU から CMOS 負論理による制御信号を出力する設計とした。

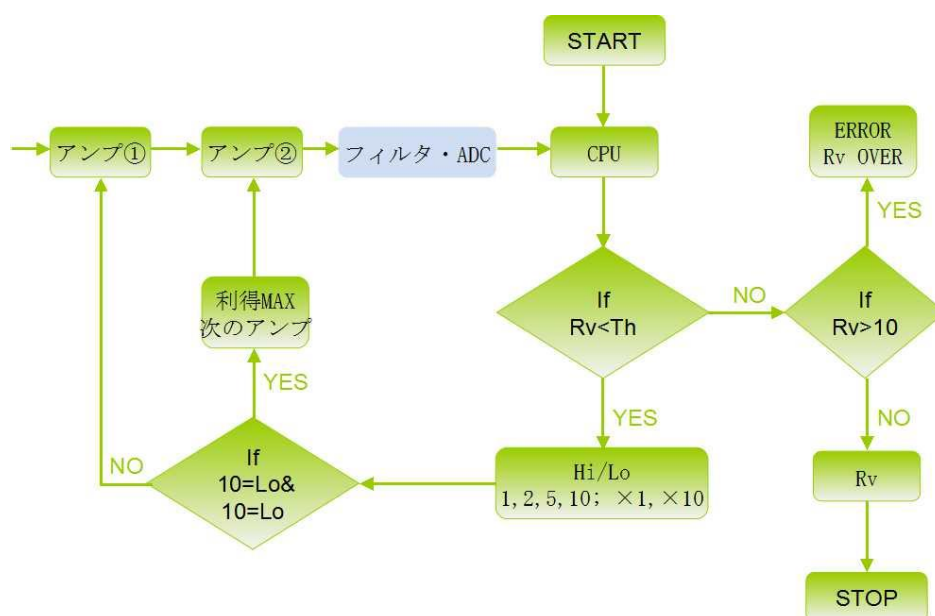


Fig. 5-3-3 プリアンプの自動利得調整フローチャート

利得自動調整フローチャートを Fig. 5-3-3 に示す。ここで、ひとつのプリアンプの利得では増幅性能が不十分な可能性があるために、二つのプリアンプを直列にすることにより増幅性能を上げることを考える。最初にアンプ①と②の利得を 1 にする、即ち、利得ピン 1 と $\times 1$ に CPU からの制御信号 Lo を入力し、それ以外の利得ピンに Hi を入力する。そして、CPU において受信信号電圧値を計算し、その電圧値と設定された閾値 T_h ($< 10V$) と比較する。 T_h より小さい場合、利得の制御信号により、利得を一段上げる。つまり、アンプ②の利得制御信号を変えずに、アンプ①の利得ピン 1 の制御信号を Lo から Hi に変え、また、利得ピン 2 の制御信号を Hi から Lo に変え、それ以外の制御信号を保持することによって、信号の増幅ゲインは 1 倍から 2 倍へ変換する。このように閾値との比較条件を満たすまで繰り返す。しかし、アンプ①の最大利得が 100 になった時、受信信号がまだ T_h より低い場合、アンプ①の利得を 100 のままにし、アンプ②の利得を調整する。それもアンプ①の調整と同様に、利得ピンの制御信号を順次変えることによって行う。さらに、極端な場合を防ぐために、エラーメッセージを設ける。すなわちこれは、受信信号の電圧値が閾値より大きくかつ $10V$ を超える場合に、オーバーメッセージを出し、閾値の更改を求めるものである。このように、利得を受信信号と閾値の比較によって

自動調整することで、受信信号に必要なレベルを計算し、出力している。

5.3.2 フィルタ

受信信号からノイズを除去し、より良い SNR の信号を得るためにフィルタは重要な役割を果たしている。本項ではプロトタイプシステムの受信装置のもうひとつの構成であるフィルタについて記述する。一般に、回路構成により、フィルタ回路はパッシブフィルタとアクティブフィルタ、アナログフィルタとデジタルフィルタ、離散信号と連続時間信号、線形フィルタと非線形フィルタ、無限インパルス応答フィルタと有限インパルス応答フィルタというように分けられる。構成回路素子は抵抗、コンデンサー、コイル、トランス、オペアンプがある。

本研究では2次ステートバリアフリーフィルタを2段内蔵したユニバーサルフィルタ IC(プログラマブルフィルタ)を用いる。さまざまな特性のフィルタや高次フィルタを構成できるように、利得やQ(クオリティファクタ:Quality Factor)は外付け抵抗により容易に設定することができる。遮断もしくはカットオフ周波数制御はBCD2桁(8本の制御信号)で行う。制御方法は前項のプリアンプの利得制御と同じで、制御信号として、負論理により、Loにしたビットの重みの和が周波数[kHz]を表す。



型番	NF:DT-408DC2
外形寸法	54.4×33.7×8.0mm HB型
電源電圧	±15V
最大入力	±10V/利得
入力インピーダンス	10kΩ/利得
周波数特性	1kHz~159kHz
オフセットドリフト	±10μV/°C
周波数制御	BCD2桁負論理(+5V, 0V)
減衰傾度	12dB/oct ローパスハイパス 6dB/oct バンドパス

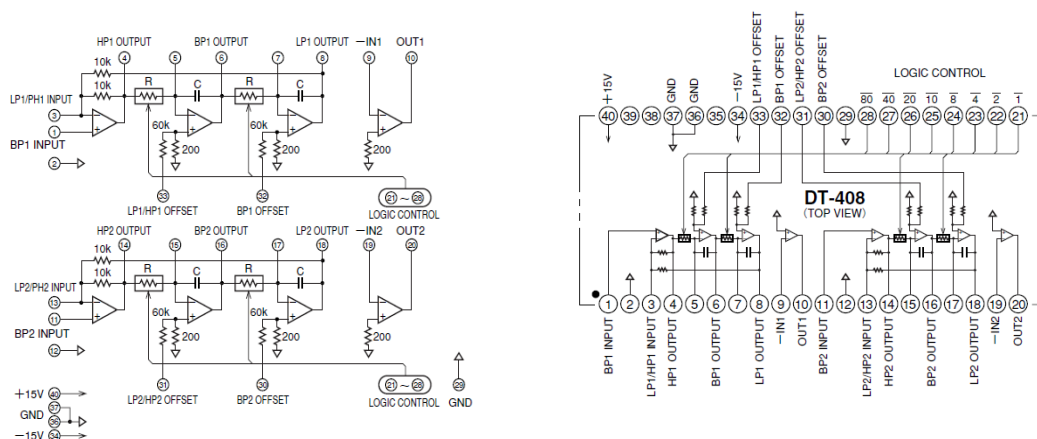


Fig. 5-3-4 フィルタの基本仕様・ブロック図・ピン配置図

Fig. 5-3-4 に、用いるフィルタの外観、基本仕様、ブロック図及びピン配置図を示す。電源電圧は±15V、最大入出力は±10V である。これはプリアンプと同じになっている。また、利得とクオリティファクタは外付けの抵抗により設定ができ、周波数設定は制御信号により行われる。本研究では、複数周波数の組み合わせた信号を同時に送信するために、単一のローパスもしくはハイパスでは使えないので、周波数設定について 2 パターンの手法を設計し、製作した。

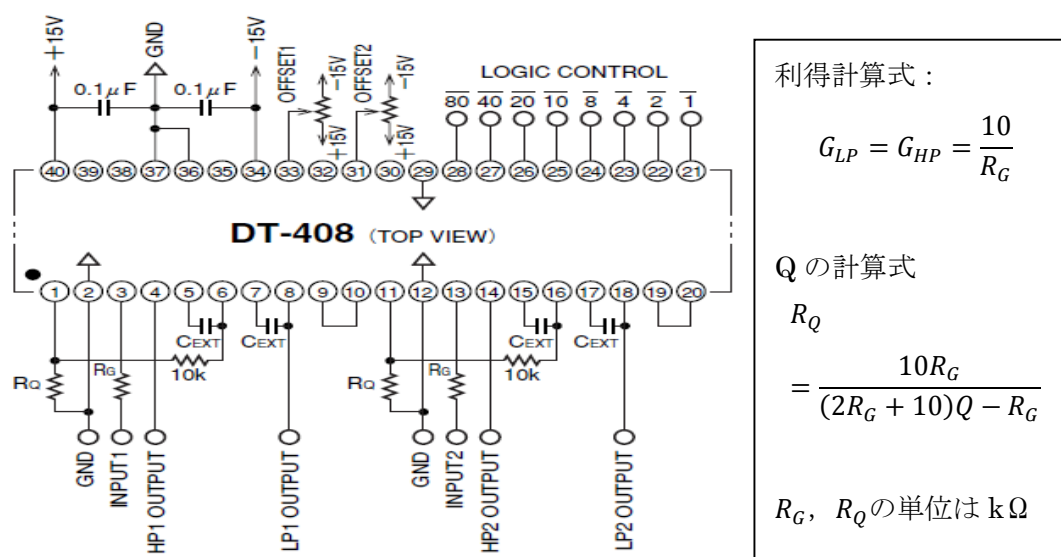
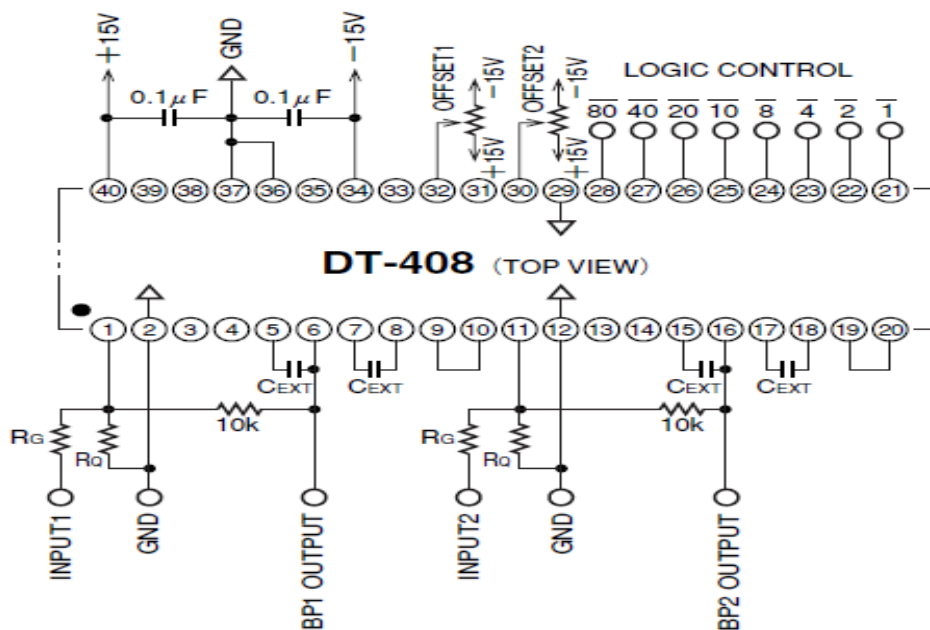


Fig. 5-3-5 2チャンネル2次ローパス/ハイパスフィルタ

パターン1はフィルタを二つ使用し、それぞれをハイパスおよびローパスフィルタにする。Fig. 5-3-5 に示すように、接続図によれば、2チャンネル2次ローパスもしくはハイパスフィルタが製作できる。しかし、周波数設定はひとつしかできないため、このような設定ではローパスとハイパスのいずれを使用することしかできない。使用例として、複数周波数 20kHz, 21kHz, 22kHz, 23kHz, 24kHz, 25kHz の組み合わせた信号を用いると仮定する。フィルタは 25kHz 以下の周波数の信号を通過させるローパスと 20kHz 以上の周波数の信号を通過させるハイパスという二つの組み合わせを設計する。この方式は全周波数の信号を通過させられる、また、周波数設定は送信周波数が決まることにより事前に設定すればよい、即ち随時に制御する必要はない。しかし、使用周波数間の周波数のノイズも通過してしまい、SNR に影響を及ぼす。さらに、二つを使用することでコストも増大してしまう。

パターン2はその問題に対して、ローパスとハイパスの合わせを使用するかわりに、バンドパスフィルタを設定する。これはバンドパスフィルタの中心周波数設定により、一種の周波数のみを通過させる。従ってより良い SNR の信号が得られる。しかし、複数周波数の場合、フィルタの数を増やさない方式では、処理方法を工夫することになる。ここでは、受信信号を、繰り返し、フィルタを通すこととして、その都度バンドパスフィルタの中心周波数を設定し直すことで、全周波数についてのフィルタ処理を行う。Fig. 5-3-6 にバンドパスフィルタの接続図と計算式を示す。



利得計算式 : $G_{BP} = \frac{10}{R_G}$

Q の計算式 : $R_Q = \frac{10}{2Q-1-G_{BP}}$; R_G, R_Q の単位は $k\Omega$

Fig. 5-3-6 2チャンネル1次バンドパスフィルタ

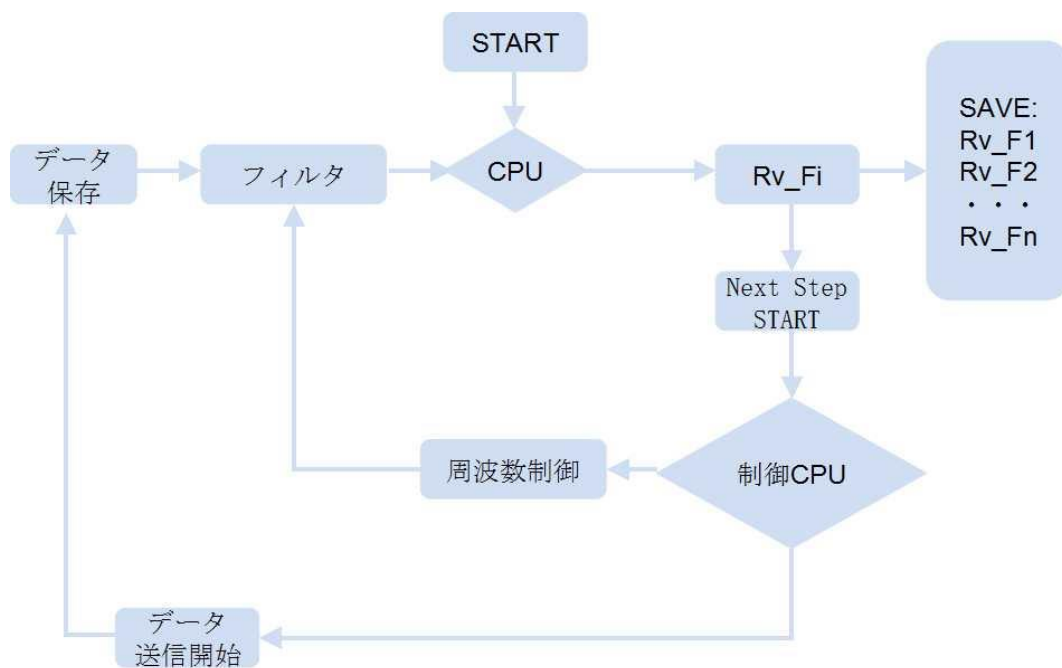


Fig. 5-3-7 フィルタ使用パターン2のフローチャート

このパターンでは、受信データを保存し、制御 CPU により最初に通過する中心周波数を設定し、CPU においてその受信信号電圧を算出し、保存する。そして、制御 CPU から次に通過する周波数制御を行い、CPU において次の周波数の受信電圧を計算し、保存する。このように、バンドパスフィルタを設計し、プログラムにより、順次に中心周波数を設定することから、受信データを繰り返し処理することによって、最終に各周波数の受信電圧を算出し保存する。

パターン 1 はパターン 2 のように受信データを繰り返し計算する必要がないこととともに、フィルタの周波数設定は一度設定すれば、その後設定し直しの必要がない。しかし、パターン 1 の SNR はパターン 2 より良くない、この問題はプログラム上のデジタルフィルタの作成により補正することができるが、各受信子局に二つフィルタを使うために、コストが増える。一方、パターン 2 は、各受信子局にひとつフィルタのみを使用するので、コストが抑えられる。また、バンドパスフィルタを用いるために、SNR の改善はパターン 1 より著しい。しかし、データ処理を周波数使用数繰り返し返すために、CPU に負担がかかるうえ、距離の計算処理に遅延が生じるので、その遅延が許容範囲内の場合にのみ適用が限られる。これについて今後の課題のひとつとして残される。

5.3.3 GPS 受信装置と CPU

本研究では、海中ロボットの位置を推定するには、受信子局の位置情報は重要な位置推定の要素となる。受信子局は海面に係留するブイに設置されるので、子局の位置はブイに設置する GPS 受信装置により得られる。衛星による GPS 測位技術が発達するとともに、小型・高精度なワンチップの GPS 受信装置も普及し、携帯等に内蔵の随時に位置測定できるようなものも世界中に應用される。広い範囲内ではほぼ無障害物の環境である海面上に係留ブイに GPS 装置を装備するため、一般の市販 GPS 装置でも十分に用いることができる。また、汎用 GPS 装置は出力がさまざまであるが、本研究用では GPS の測定方式を内蔵し、随時に位置情報のみ出力するものが望ましい。そして、得られる位置情報をシリアル通信方式により CPU へ送る。ここで、GPS は随時にデータを更新しているが、その得られるデータからいつのものを利用するかというのが重要な問題である。つまり、CPU に負担がかからないように、GPS からのデータをすべて受け入れるのではなく、タイミングを狙い、必要なデータのみを受ける。これは、CPU が距離の計算結果を得る時の GPS データを受信するということである。即ち、GPS データと距離計算の同期作業は CPU において行われなければならない。

最後に CPU の構成について述べる。各受信子局の最終端は CPU となり、つまり CPU はシステムの距離測定の最終段階であり、位置推定の最初段階でもある。システムの全体をまとめると、受信子局の CPU には下記のいくつ機能の搭載が必要とされる。

- (1) A/DC: CPU においてデータ処理を行うため、受信ユニットからのアナログ信号をデジタルデータに変換する A/DC (アナログ・デジタル変換器) の搭載が必要である。本研究で扱う信号は超音波であるために、CPU のクロック周波数はもちろん、A/DC の変換レートもそれに応じた高さが要求される。
- (2) シリアル通信 : CPU は GPS からの位置情報を得るために、CPU と GPS 受信装置のシリアル

通信機能の搭載も不可欠である。また、得られたシリアルデータを位置の数値情報へ還元する機能も必要である。

- (3) メモリ：受信データを保存するため設ける。これは処理手法によって CPU 自身のフラッシュメモリのみでは不十分なことがあり、また外付けの RAM が必要なこともある。
- (4) データ処理・距離算出：得られた受信データから信号処理と距離計算プログラムにより、距離を計算する。
- (5) 無線通信：位置を推定するために、計算した計測距離と各受信子局の位置情報を CPU の無線通信を通して、センター局へ集約する。

以上の性能をすべて一個の CPU に搭載すると、CPU にも重い負担がかかるうえ、実現が難しくなる。このため、CPU を二個用いる。ひとつは ADC を搭載し、アナログ信号をデジタルデータに変換し、データ処理を行うとともに測定距離を算出する。また、算出した距離を有線のシリアル通信でもうひとつの CPU へ送り。もうひとつの CPU はシリアル通信によってその距離情報を受けると同時に、GPS 受信装置からの各子局の位置データを受ける。最後に、これらのデータを無線通信でセンター局へ送る。つまり、ひとつはデータ処理専と距離測定のための CPU で、もうひとつはデータ交換の通信 CPU として用いる。

5. 4 まとめ

本章では、提案した音の伝搬減衰とセンサーネットワークによる位置測定方式について、実用化に向けたプロトタイプシステムの製作について述べた。これは基本原理の簡便性により、小型化・軽量化・低価格化が可能であることを証明したものである。

提案した M_SPL 距離測定方式の特異性の故に、既存製品のない送信ユニットは一般の IC 部材を用い、製作した。また、それに対応する受信ユニットも距離の自動算出まで製作を完成した。完成したユニットの実現仕様は下記の Table5-4-1 及び Table5-4-2 に示す。

Table 5-4-1 送信ユニットの完成仕様

送信	周波数帯域	周波数調整	パースト周期	パースト幅長	出力電圧	オフセット	寸法	原価	信号生成誤差率	重量
仕様	1kHz ~ 100kHz	帯域内 任意	1ms 以上	任意	最大 ±60V	±10mV	30 ×25 ×20 (cm)	8 万円	20k~40kHz 2%	2.5 kg

Table 5-4-2 受信ユニットの完成仕様

受信	周波数帯域	周波数調整	最大入力出力	最大利得	入力負荷	オフセット	減衰傾度	フィルタ利得	寸法	原価	重量
仕様	1kHz ~ 100kHz	任意 ・ 自動制御	±10V	×100 (1個) ×10000 (2個)	100 kΩ	±20 mV	12dB/ oct	1	30 ×20 ×10 (cm)	5 万円	1 kg

完成したユニットは目標仕様を達成したものである。小型化・軽量化・低価化はもとより、低周波数も計測できるように、任意出力調整可能で、周波数帯域は 1kHz~100 kHz までに拡張できた。また、パワーアンプは最大出力を±60V まで増幅可能となり、増幅 IC は高圧出力のものを入れ替えれば、最大出力は±100V までに拡張可能である。加えて、トーンバーストの周波数及び幅長の設定機能は目標より優れたものとなった。これは、幅長は任意で設定可能なことになり、バースト周期も制御 CPU により、一般の PIC では ms までに設定ができ、さらに高速の Arduino を用いれば、 μs まで設定できることにより示された。

製作原価について、本研究では既成の IC ブロックを使用したため、コストは約 8 万であったが、これらを一般電子部品に置きかえれば、原価は更なる収縮を見ることが考えられる。

製作したユニットを用いて、水槽において評価実験を行いました。結果によって、製作した送信ユニットは汎用機器と同じ性能を持ち、かつ、M_SPL に対応する複数周波数の合成信号発生装置として使用可能であることが検証できた。

本システムは簡易原理を用いるために、従来時刻同期・双方向性通信などのための複雑な装置構成が不要となり、送・受信装置は相互独立になる全体のシステム構成の簡素化に進んだ。即ち、適用の時に、送信装置をターゲットに装備して、一方的に送信し、受信装置がその信号さえ受信できれば計測が可能になる。

しかし、本研究においては、発信装置の更なる簡素化、及び、使用を簡便化するための送信装置デジタル化について、残念ながら、また試行段階に留まった。また、測位システムにおいて、海中ロボットに位置情報をフィードバックさせる機能の制御ユニットも製作には及んでいない。ここでは、その制御ユニットの概念について説明する。

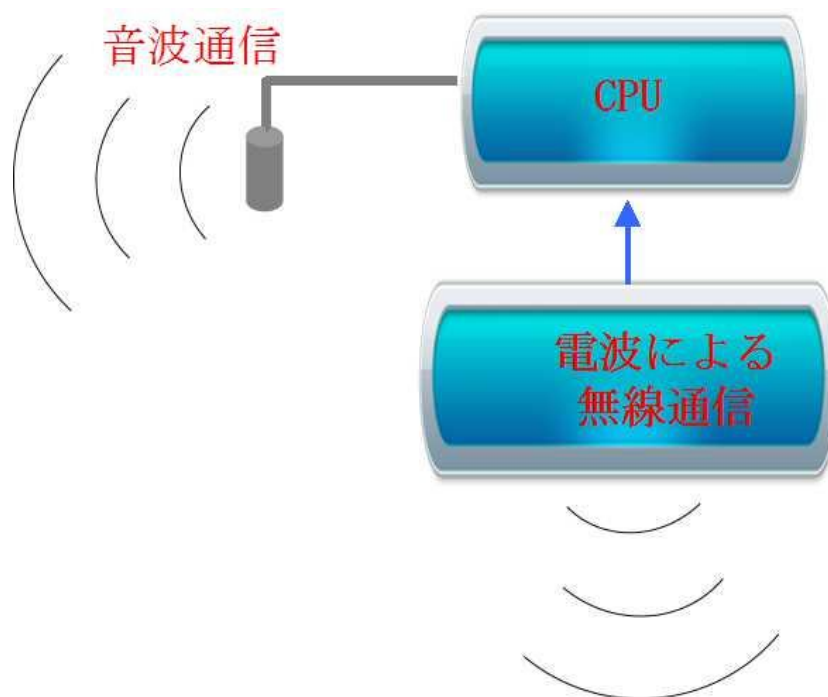


Fig. 5-4-1 制御ユニットの構成

Fig. 5-4-1 に制御ユニットの構成を示す。制御ユニットは主に通信性能と計算性能を持つ CPU から構成される。

センター局は海面もしくは陸上に設置するので、各海面の受信子局からの計測距離及び子局位置情報を電波による無線通信を用い、CPU に送る。ここで、各子局からのデータを識別できるように、データのヘッダに番号を改めて設定し、制御ユニットの CPU のメモリに番号ごとにより、それぞれのデータに対応するメモリ部分に格納する。そして、これらのデータから、第 4 章で提案したアルゴリズムを CPU においてプログラム化し、それにより海中ロボットの位置を推定する。また、推定した位置情報を音波通信データに変換し、通信用のトランスデューサに送り、水中へ発信する。即ち、位置情報を水中音波通信方式により、海中ロボットにフィードバックし、海中ロボットの自動運動制御をサポートする。

今後、それらの課題を継承して、全システムを完成し、海中ロボットに設置する。また、計測ブイの完成とともに、実海域において検証実験を行うと共に、システムを改善を通して、本測位システムの完成を目指す。

第6章 結 論

本論文では、海中ロボット自動運動制御のための新しい測位システムの開発を目的とする研究について、音の伝搬減衰を利用した距離測定とセンサーネットワークを組み合わせる方式を提案し、基本原理の確立から、実用化に向けてのプロトタイプシステムの開発についてまでを論じた。以下に本論文の結論をまとめるとともに、今後の課題について述べる。

6. 1 本論文のまとめ

本論文は海中探査機の主力となりつつあるAUVのような自動航行や自動作業を目的とする海中ロボットに関して、自動運動制御を行い、さらには完全な自律化の達成するに不可欠な、リアルタイムで精度の良い測位のための新しい水中音響測位システムの開発に関する研究の基本測位原理の確立、距離測定と位置推定方式の提案と検証及び実用性を検討するためのプロトタイプシステムの開発についてまとめたものである。

第2章では海中ロボットに関連する社会背景と現状技術について考察し、本研究の社会的ニーズと実用化のための要件から導かれる研究目的を概説した。

第3章においては、今まで注目されることがなかった単純な現象を基本原理として用い、距離の測定方式を提案した。これは、音波の伝搬距離につれて音圧が減衰する関係を基本原理としたもので、海中ロボットから一定電圧の音を発信し、受信側で測定した電圧との差により距離を知るものである。距離測定法として、従来は、基本原理に沿って、単一周波数の直接波によるD_SPL方式を用いる。D_SPL方式は単一周波数の正弦波を送信信号として、受信トランスデューサに直接到達した信号部分、すなわち反射波のない直接波のレベルを受信電圧として計測する。ここで、受信信号から、直接波を正確に分離するため、反射波の信号が重ならないよう、トーンバーストの送信信号で、信号発生部分を無音部より極めて少なくしている。D_SPL方式は直接波が正確に分離できることを前提としている。しかし、距離が長くなると、多くの場合、信号のフーリエ変換に必要なデータ中に水面及び水底からの反射波が混入してしまい、正確に直接波を分離することが困難である。

その問題に対して、測定距離の長さに関わらず、反射波が明らかに存在していることに着目し、解析方法にも積極的に反射波を利用することを考えた。すなわち、測定精度を向上させ、測定範囲を拡大する方式として、複数周波数による距離測定M_SPL方式を提案した。これは、単一周波数送信の場合と同様な計測距離や測定条件で、異なる周波数を用いることから、位相変化の異なりにより、それぞれの受信信号の混合波の構成が異なるという物理現象に注目したもので、それらの混合波振幅の平均値が直接波の振幅と一致することから、その平均値を受信電圧として距離を測定する方式である。M_SPL方式はD_SPL方式より精度が向上すると共に、D_SPLでは直接波を抽出するため、影響となる反射波に対しても、M_SPL方式では、その影響となる反射波を有効に利用したことで、長距離では直接波の検出が不可能という制限がなくなり、測定範囲の拡大も可能となった。この測定方式の有効性については数式解析をしたうえ、シミュレーションと水槽実験を通して検証した。

第4章では、距離測定方法の確立を踏まえ、提案した M_SPL 距離測定方式を用いた位置測定の展開として、センサーネットワークによる位置推定を提案した。無線通信機能を含んだ受信装置及び、随時ブイ位置を測定するための GPS 装置を搭載した受信子局としての海面係留ブイを多数設置し、それぞれを無線 LAN によるネットワークの子局としてセンサーネットワークを構築する。位置推定アルゴリズムとして、ニュートン法・最小二乗法による推定法を用いる。これは基本原理と GPS の測位原理と同様に、各計測ノードの位置及びそれよりの各測定距離からなる観測方程式に、各計測距離に異なる誤差が存在するために、観測方程式が収束しない。そこで、各計測距離に同じの誤差修正を補正することで、新しい観測方程式を作成する。連立観測方程式が非線形であるため、簡単に解くことができず、ここで、ニュートン法による繰り返し演算と最小二乗法を合わせて、初期値から修正量を十分に小さくなるまで繰り返し計算によって解を求める。新しい観測方程式には、位置座標と誤差修正量が含まれて、未知数が4つあるので、計測ノード4点以上が必要となる。一方、多くの探査機が水深計を利用することから、水深位置を水深計によって計測すれば、未知数が三つになり、計測ノードも三つがあれば計測可能となり、位置推定プロセスが簡易になる。この方法はセンサーネットワークの構築方式の如何には関わらず、三つ以上の測定情報があれば位置を推定することができる。しかし、この方法は適正な初期値を最初に入力し繰り返し演算するので、初期値設定によって演算時間が変わる。また、精度向上・同じ誤差を補正するため、送受信には信号同期のための工夫もしなければならないと考えられる。ただ、この方法の実用性は既に検証され、GPS 測位等に幅広く応用されている。

第5章においては、測位システムの実用性を検証するために、プロトタイプシステムについて述べる。距離測定方式の独自性により、既存製品のない送信ユニットとそれに対応する受信ユニットを製作した。海中ロボットに装備する送信ユニットは信号発生装置、パワーアンプとトランスデューサから構成される。信号発生装置は複数周波数の信号を同時に発生できるように、複数の IC 発振器の出力を加算回路によって重畳信号とし、アナログスイッチの ON/OFF によってトーンバースト信号を作る。トーンバースト信号の幅長は制御 CPU の制御信号によって設定する。パワーアンプは主に直流電源とアンプという二つ部分から構成されるが、特に、十分なパワーを出せるように高圧電力を提供する小型高圧の直流電源を製作した。受信子局（海面係留ブイ）に装備する受信ユニットは受信装置、A/DC、GPS 受信装置及び処理 CPU から構成される。受信装置にプリアンプとフィルタが含まれている。両者共にロジックコントロールによって利得自動調整もしくは周波数設定を行う。プリアンプの利得は制御 CPU からの制御信号により、受信信号と閾値の比較により自動調整する。また、SNR をあげるために、フィルタの帯域周波数設定を制御 CPU の制御信号により順次切替え、周波数毎に処理する方式を採った。これらの装置は、小型化・軽量化・低価化による実現できたもので、システムの簡素化と使用簡便化を製作目的として、達成した。装置の有用性は検証実験及び評価実験を通して確認された。それ以外に、GPS 受信装置の搭載とそのデータの取扱いを検討し、また、受信子局の処理用 CPU について設計を行った。さらに、センター局における制御ユニットについて、電波による無線通信性能を搭載した CPU に、各局からのデータを集約し、CPU において海中ロボットの位置を算出し、その結果は音波通信を通して海中ロボットへフィードバックするという機能の

下に、市販ハードウェアによる構成として設計について検討した。

本研究で提案した測位システムの実現に伴い、以下の利点を持つことが期待される。まず、簡易な原理を用いるために、信号処理が簡易になり、コンピューティングも簡便になる。従って、位置の推定時間も短縮される。センサーネットワークによる位置推定であるために、センサーネットワークの特有性能により、耐障害物性の向上・測定精度の向上及び測定範囲の拡大等も期待できる。また、通信方式は一方通信のパッシブ通信を用いるため、一つの発信源に対する複数受信装置について、各受信子局間は周波数による干渉がなく、受信子局は同一仕様で、送信装置をターゲットに装備すれば、どんな移動体でも同様に使用することが可能である。さらに、全体のシステムとして、簡便な原理であるために、母船伴走の必要がなく、システムの構成も簡素化に実現できた。つまり、測位システムは汎用性を持つ。

しかし、提案した測位システムは簡便な原理の故に、測位精度は従来のLBL方式に比べ、及ばないという欠点がある。これを改善するに、測定誤差の生じる要因について考察及び誤差の補正案の提出が必要と考えられる。また、本システムでは処理時間が短縮される一方で、フィードバックさせる過程に時間遅れが生じる。この問題に対して、前時刻の位置情報と海中ロボットの移動情報をあわせ、予測によって補正する必要があると考えられる。

6. 2 今後の課題と将来の展開

この論文は基本原理の確立からプロトタイプシステムの開発までの研究を対象としたものであるが、本研究にはまだいくつの課題が残された。以下にその主なものを挙げる。

- (1) M_SPL 測距方式：第3章で提案したM_SPL距離測定方式は、信号周波数による受信信号が変化する物理現象を用いたものである。しかし、この物理現象の最終的な数学的な証明と、周波数の組み合わせ変化によって測定性能がいかに変わるかについては残念ながらまだ検証できていない。また、さまざまな測定環境における、周波数の組み合わせの共通性の確立も今後の実用化のために重要な課題のひとつとなる。
- (2) システムの完成と海域実験：本論文において、プロトタイプシステムの開発における受信子局ブイ及びセンサー局に設置する制御ユニットの製作は未完成である。これは、取り扱いが容易で様々な海象に耐えるものでなければならない。この完成により、受信ユニットを装備し、広い範囲内の海域実験を行い、プロトタイプシステムの性能を評価するとともに課題を抽出することが可能になる。また、抽出された課題に対して対策を検討し、システムを改良し、最終的に実用システムの確立を目指すことができる。
- (3) 音波通信：測位システムから得られた位置情報を海中ロボットにフィードバックさせる手段として、水中の音波通信を用いる。音波通信の方法として実用化された技術が種々あるが、本論文ではそれについて未検討である。また、運動制御の観点から、位置推定からフィードバックまでの時間遅れの補正について検討をしなければならないと考えている。
- (4) 誤差補正：測定に系統誤差等は避けられず、加えて位置推定には距離誤差による推定誤差

が生じる。これには、センサーネットワークの計測ノード間の情報交換により、より精度の良い計測情報を得、位置を推定するのが誤差の補正案として考えられる。また、送受信信号の時刻同期を用いることで、誤差をより高確度で補正できると考える。

(5) 現状技術との統合応用の可能性：実用化に向け、より高効率・高精度な測定を可能にするため、本測定システムと現状技術との統合応用の可能性及び効率性についての検討と確認も将来の発展に向けた課題と考えている。

謝 辞

本研究を行う六年間にわたり、常にご指導をいただいた東京海洋大学、章ふえいふえい教授、伊藤雅則教授に先ず、心より御礼を申し上げます。

平素より適切な助言をくださいました東京海洋大学の清水悦郎准教授、独立行政法人日本海洋研究開発機構(JAMSTEC)の青木太郎先生、大澤弘敬先生、石橋正二郎先生に深く謝意を申し上げます。

システムの製作に、貴重なお時間をさいて、ご指導ご助言をくださいました職業能力開発大学校の小野寺理文先生、日本文理大学の稲川直裕先生、長崎大学の山本郁夫先生並びに朱叡氏に深く謝意を申し上げます。

また、ご多忙の中に、著者の研究をより実用的、実施的な視点よりご指導くださった東京海洋大学の三嶋潔先生、樊春明先生、北條晴正先生並びに独立行政法人日本海洋研究開発機構(JAMSTEC)の田原淳一郎氏、渡辺佳孝氏に心から謝意を表します。

実験の機会を与え、サポートしてくださいました東京海洋大学の三田重雄先生、宮川理先生に深く謝意を表します。

そして、ことあるごとにご協力していただいた付斌氏、生川杏子氏、李雲怡氏、曹継昊氏、陸晶晶氏並びに、長年の留学期間、東京海洋大学の制御設計室で出会った皆様に深く感謝します。

最後に、長年にわたり、留学をお支えくださり、何不自由なく、著者に研究活動をする場を与えてくださいましたご両親及び家族の皆様に深く感謝の意を表します。

参考文献

1. 海洋音響学会, 「海洋音響の基礎と応用」, 成山堂書店 pp.26-28, 32-33, 290-294
2. 5.5.6 Total Budget of the Global Mean Sea Level Change, IPCC 第4次評価報告書
3. Carl Wunsch, 「What is the thermohaline circulation?」, Science, 298, 1179-1180 (2002)
4. 島村英紀『日本人が知りたい巨大地震の疑問 50 東北地方太平洋沖地震の原因から首都圏大地震の予測まで』サイエンス・アイ新書. 2011年
5. 日本プロジェクト産業協議会 (JAPIC) 海洋資源事業化研究会日本プロジェクト産業協議会 (JAPIC) 海洋資源事業化研究会
6. 浦環, 高川真一編, 「海中ロボット総覧」, 山堂書店, 1994年 pp.23.39, 134-140
7. 付斌, 「音の伝搬減衰とセンサーネットワークを用いた新しい水中測位システムの開発」博士論文, 東京海洋大学, 2009年
8. 渡辺 佳孝, 「情報転送を伴う無索海中探査機の音響測位に関する研究」博士論文, 東京海洋大学, 2009年
9. Xiujing Gao, Feifei Zhang, Masanori Ito, "New Acoustic Positioning System for Underwater Robot Using Multiple Frequencies", Journal of Artificial Life and Robotics, Vol.16, (pp.542-545)
10. Xiujing Gao, Feifei Zhang, Masanori Ito, "Underwater Acoustics Positioning System Based on Propagation Loss and Sensor Network", OCEANS 2012 KOREA
11. 高秀晶, 章ふえいふえい, 伊藤雅則, 三嶋潔, 「センサーネットワークを用いた測位システムによる海中ロボットの運動制御」, マリンエンジニアリング学会 (JIME) 第82講演会, ISSN1346-1435 講演論文集, pp.53-54, 平成24年度 (2012年)
12. 高秀晶, 「複数周波数による水中音響測位技術」, 東京海洋大学修士学位論文, 第1245号, 2011年
13. 渡辺好章, 越智寛, 土屋健伸, 「海洋環境と音響技術」, 海洋音響学会・海洋環境と音響技術部会, 2008年
14. 越智寛, 「広帯域音源を用いた海中での高速デジタルデータ伝送に関する研究」, 電気通信大学, 2009年
15. Christopher Jekeki, Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications, (Walter

- de Gruyter GmbH&Co, Germany) , 2000 年
16. Bin Fu, Feifei Zhang, Masanori Ito, "Development of a new positioning system for underwater robot based on sensor network", Journal of Artificial Life and Robotics, Vol. 14, pp. 284-289, 2009 年
 17. Bin Fu, Feifei Zhang, Masanori Ito, "Development of a new underwater positioning system based on sensor network", Journal of Artificial Life and Robotics, Vol. 13, pp. 755-789, 2008 年
 18. 付斌, 章ふえいふえい, 伊藤雅則, 「音の伝搬減衰に基づいた測位手法の水中応用」, 計測自動制御学会, 2007 年度産業応用部門大会論文集, (pp. 25-30)
 19. Y. Watanabe, H. Yoshida, H. Ochi, T. Hyakudome, Y. Nakano, S. Omika, M. Matuura, " Conceptual design of navigation of an AUV for Monitoring CCS site at deep sea bottom", Proc. of 30th International conference on Oceans, Offshore and Arctic Engineering, 2011 年
 20. 中根勝見, 「測量データの 3 次元処理」, 東洋書店, 1994, pp. 98-110
 21. 石橋正二郎, 「海中探査機に搭載する航法装置の高機能化」, マリンエンジニアリング学会講演会, 第 8 2 回, pp. 51-52, 2012 年
 22. 久保信明, 「QZSS/GNSS 受信技術と利用の拡大」, GPS/GNSS SYMPOSIUM, pp. 151-158, 2011 年
 23. 船木陸議, 羅正華, 「LINUX リアルタイム計測/制御開発ガイドブック」, 秀和システム, 1999 年
 24. W.H. Thorp, "Analytic description of the low frequency attenuation coefficient", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 33, pp. 334-340, 1961 年.
 25. 許 正憲, 土屋利雄, 中西俊之, 網谷泰孝, 「海水中における鉛直方向の音波の減衰について」, 海洋科学技術センター試験研究報告, JAMSTECR23, pp. 31-41, 1990 年
 26. Schulkin M and Marsh H.W, "Sound absorption in seawater", Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 34, pp. 864-86, 1962 年
 27. Ainslie M. A., McColm J. G., "A simplified formula for viscous and chemical absorption in sea water", Journal of the Acoustical Society of America, 103(3), pp. 1671-1672, 1998 年
 28. 土屋利雄, <http://www.tsuchiya2.org>
 29. Francois R. E., Garrison G. R., "Sound absorption based on ocean measurements: Part I: Pure water and magnesium sulfate contributions", Journal of the Acoustical

- Society of America, 72(3), pp.896-907, 1982年
30. Ainslie M. A., McColm J. G., "A simplified formula for viscous and chemical absorption in sea water", Journal of the Acoustical Society of America, 103(3), pp.1671-1672, 1998年
 31. Stan Gibilisco, 日向俊二, 矢沢久雄, 「独習電気/電子工学」, SHOEISHA, 2007年
 32. 白井一洋, 「高精度水中測位技術の実用化の検討」, 日本船舶海洋工学会講演会論文集, 2006-05-00, pp. 69-70
 33. 青山貴伸, 「使える MATLAB Simulink プログラム」, 講談社サイエンティフィク, 2007年
 34. H.H.Chen, "In-situ alignment calibration of attitude and ultra-short baseline sensors for precision underwater positioning", Ocean Engineering 35, pp.1448-1462, 2008年
 35. 俊閑哲也, 「C言語による PIC プログラミング」, 技術評論社, 2009年
 36. 鈴木健斗, 「OFDM を用いた海中音響通信に関する研究」, 修士学位論文, 東京海洋大学, 2013年, pp.1-2
 37. 土井滋貴, 「パソコン用手作り外部インターフェース」, CQ 出版社, 2005年
 38. 入江 博樹, 三田 長久, 上久保 祐志, 齊藤 郁雄, 「GPS 搭載漂流ブイを用いた八代海の潮流観測システムと数値解析(測位・航法及び一般)」, 電子情報通信学会技術研究報告, 106(471), pp.68-74, 2007年
 39. 田原淳一郎, 「Arduino で始める電子工作」, カットシステム, 2010年
 40. 白井 一洋, 「超音波を利用した水中座標計測技術の開発」, 海洋音響学会誌, 31(4), pp.233-240, 2004年
 41. NF, DATA BOOK, エヌエフ回路設計ブロック, pp.27-29, 68-70

付 録

A : Matlab による混合波のシミュレーション

① : 任意水深・距離・周波数変化による受信信号の構成及び混合波振幅の算出

```
function func_m(f, h, R_d)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%f:使用周波数[Hz] ; h:水深[m];R_d:距離[m]

R_r=sqrt(R_d^2+(2*h)^2);      %水深及び距離による水面反射波の伝搬距離
A_d=1;                       %仮定の直接波振幅
A_r=0.5;                     %仮定の反射波の振幅
Fs=400000;                   %サンプリング周波数
Tsam=1/Fs;                   %サンプリング周期
C=1500;                      %水中音速
t=R_d/C;                     %直接波の到達時間

%直接波と反射波の到達位相の算出
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N_d=R_d*f/1500;
phi_d_th=round(N_d)-N_d;
if phi_d_th>0;
    phi_d=N_d+1-round(N_d);
else
    phi_d=N_d-round(N_d);
end
phi_d;

N_r=sqrt(R_d^2+(2*h)^2)*f/1500;
phi_r_th=round(N_r)-N_r;
if phi_r_th>0;
    phi_r=N_r+1-round(N_r);
else
    phi_r=N_r-round(N_r);
end
phi_r;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

%受信信号の構成

%%

L=5000;

No=(R_r-R_d)/1500)*Fs;

k1=1:1:No;

k2=No:1:No+L;

F_d=A_d*sin(2*pi*(f/Fs)*(k1-1)+2*pi*phi_d);%直接波のみ部分

F_m=A_d*sin(2*pi*(f/Fs)*(k2-1)+2*pi*phi_d)+...

A_r*sin(2*pi*(f/Fs)*(k2-1-Fs*(R_r-R_d)/1500)-2*pi*phi_r);%混合波

M=round(t/Tsam);

Ft0=0:Tsam:t-Tsam;

Ft1=t:Tsam:Tsam*(No-1)+t;

Ft2=Tsam*(No-1)+t:Tsam:Tsam*(L)+Tsam*(No-1)+t;

del_data=zeros(1,M); %直接波到達までの時間空白

%%

%混合波のフーリエ変換

%%

signal=[F_d,F_m];

NFFT=2^nextpow2(L);

F_fft=fft(signal,NFFT)/L;

fr=Fs*(0:NFFT/2)/NFFT;

v=2*abs(F_fft(1:NFFT/2+1));

q=0;

while 1

q=q+1;

if (Fs/2)*(2/NFFT)*q>f

break

end

end

q;


```

g=q+1;

if abs(fr(g)-f)>abs(fr(g-1)-f)    %FFTによる求めた受信電圧
    Rv=v(g-1);
else
    Rv=v(g);
end
Rv;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%グラフ表現

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

A=[Ft0,Ft1,Ft2];
B=[zeros(1,M),F_d,F_m];

subplot(1,3,1);plot(A,B);
xlabel('Time[s]');ylabel('Level[v]');title('受信信号');
ylim([-1.5 1.5]);grid on;
FT=[Ft1,Ft2];
subplot(1,3,2);plot(FT(1:200),signal(1:200));
xlabel('Time[s]');ylabel('Level[v]');title('受信信号の拡大');
ylim([-1.5 1.5]);grid on;
subplot(1,3,3);plot(fr,v);
xlabel('周波数[Hz]');ylabel('Level[v]');title('混合波のフーリエ変換 (FFT) ');
ylim([0 1.5]);grid on;

```

②：伝搬距離 5m と 50m における周波数変化と水深変化による直接波と混合波の形成

```

function signal(h,f,A)
%r=input('距離を入力してください:');
%h=input('水深を入力してください:');
%f=input('周波数を入力してください:');
t1=[0:0.000001:0.001];
r1=5;
T1=(sqrt((2*h)^2+r1^2)-r1)/1500;
t2=[T1:0.000001:0.001];

r2=50;

```

```

T2=(sqrt((2*h)^2+r^2)-r)/1500;
t22=[T2:0.000001:0.001];

F1=2*sin(2*pi*f*t1);
F2=A*sin(2*pi*f*t2);
F3=A*sin(2*pi*f*t22);
n1=size(F1);
n2=size(F2);
n3=size(F3);
n11=n1(2)-n2(2);
n22=n1(2)-n3(2);
F4=[zeros(1,n11),F2];
F5=[zeros(1,n22),F3];
F=F1+F4;
F0=F1+F5;

subplot(3,1,1);
plot(t1,F1);grid on;
subplot(3,1,2);
plot(t1,F);grid on;
subplot(3,1,3);plot(t1,F0);grid on;
title('Received signal');xlabel('Time');ylabel('Power');

```

③：一定な測定測距において，周波数変化による混合波の形成変化

```

function simuf(f,r,h)

%送信波
T=0.004;
Tsmf=0.000001;
t0=0:Tsmf:T;
[N,M]=size(t0);
y0=2*sin(2*pi*f*t0); %仮に送信波の振幅2とする

%受信、直接波
%伝搬距離
Ttf=r/1500; %直接波の伝搬距離
for i=1:M,

```

```
t1(i)=(i-1)*Tsmpl; %時間が0からとするので、(i-1)を入れる
t=t1(i)-Ttfl;
if t<0
    y1(i)=0;
elseif t>0
    y1(i)=sin(2*pi*f*t); %仮に振幅は1とする
else
    y1(i)=sin(2*pi*f*t);
end
end

%受信、反射波
%水深 1 m
Dr=sqrt(r^2+(2*h)^2); %反射波の伝搬距離
Ttfr=Dr/1500;
for i=1:M,
    t2(i)=(i-1)*Tsmpl;
    t=t2(i)-Ttfr;
    if t<0
        y2(i)=0;
    elseif t>0;
        y2(i)=0.5*sin(2*pi*f*t);
    else
        y2(i)=0.5*sin(2*pi*f*t);
    end
end

%送信波、受信波、反射波
figure(1);
plot(t0, y0, 'g', t1, y1, 'r', t2, y2, 'b');
%拡大 受信波、反射波
figure(2);
plot(t1(1:M), y1(1:M), 'r', t2(1:M), y2(1:M), 'b');
%拡大 受信波+反射波
figure(3);
y_add=y1+y2;
plot(t2(1000:4000), y_add(1000:4000), 'b'); grid on;
title('f=31kHz')
```

B : Matlab によるデータの後処理プログラム (D_SPL)

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear;
filename1='4_20kHz.xlsx';
data=xlsread(filename1);           %元データを読み込む (入力) Excel保存の場合
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
load -ascii data.mat               %データがアスキーの場合
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Rwave=data;
offs=mean(Rwave);
Rw=Rwave-offs;                     %ゼロ点ズレの調整
Tsample=5e-006;                   %信号のサンプリング周期
Fsample=1/Tsample;                %信号のサンプリング周波数

fs=159000/7.47;                   % 信号周波数
No=size(Rw);

%フィルタをかける
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Lo=15000;                          %通過させる周波数
Hi=28000;                          %遮断させる周波数
Wp=2*Lo/Fsample;                   %ナイキスト周波数 (サンプリング周波数の半分)
Ws=2*Hi/Fsample;                   %通過帯域の計算
N=4;
Wn=[Wp, Ws];
[B, A]=butter(N, Wn);
Rw_f=filter(B, A, Rw);             %フィルタをかけた後の生データ

%直接波の抽出(閾値の設定による)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

M_all=max(Rw_f);
n=100;                             %nを大きくすれば、jは必ず3以上となるが、計算量が増える
k=Fsample/n;
j=0;
while 1

```

```
j=j+1;
if M_all-max(Rw_f(1:k*j))<0.01;      %信号が存在する区間を探す
    break
end
end
j;

switch j
    case {j<=2}
        error(' jは3より小さいため、18行の[n]を大きくしてください');
    otherwise
        M1=max(Rw_f(1:k*(j-1)));
        M2=max(Rw_f(1:k*(j-2)));
        if abs(M1-M2)<0.005          %すべての信号がひとつ区間に存在する場合
            M=M1;
            h=j-1;
        else                          %すべての信号が二つ以上区間に存在する場合
            M=M2;
            h=j-2;
        end
    end
end

V_th=M+0.01;                        %受信信号の閾値 (Threshold) 設定

i=0;
while 1
    i=i+1;
    if Rw_f(i)-V_th>0.1;            %区間h-1:h信号の最初部分がノイズである
        break                       %ことを防ぐため
    end
end
i;

L=2000;                              %抽出する直接波の長さ(バースト信号作成による)

fdir_s=i;
fdir_e=i+L-1;
Rw_dir=Rw_f(fdir_s:fdir_e);          %抽出する直接波
```

```
%フーリエ変換
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
NFFT=2^nextpow2(L);
```

```
F_fft=fft(Rw_dir,NFFT)/L;
```

```
fr=Fsample*(0:NFFT/2)/NFFT;
```

```
v=2*abs(F_fft(1:NFFT/2+1));
```

```
q=0;
```

```
while 1
```

```
    q=q+1;
```

```
    if (Fsample/2)*(2/NFFT)*q>f
```

```
        break
```

```
    end
```

```
end
```

```
q;
```

```
g=q+1;
```

```
if abs(fr(g)-f)>abs(fr(g-1)-f)    %FFTによる求めた受信電圧
```

```
    Rv=v(g-1);
```

```
else
```

```
    Rv=v(g);
```

```
end
```

```
%グラフ
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
T_start=0;
```

```
T_end=Tsample*(Fsample-1);
```

```
T=T_start:Tsample:T_end;
```

```
figure(2);
```

```
subplot(2,2,1);plot(T,Rv);
```

```
xlabel('時間');ylabel('受信電圧Rv');
```

```
title('生受信信号');
```

```
grid on;
```

```
%生受信信号
```

```
subplot(2,2,2);plot(T,Rw_f);
```

```
xlabel('時間');ylabel('受信電圧Rv');
```

```
title('フィルタかけた後の受信信号');grid on;
```

```

T_dir=T(dir_s:dir_e);
subplot(2,2,3);plot(T_dir,Rw_dir);
xlabel('時間');ylabel('電圧Rv');
title('直接波');
grid on; %直達波

subplot(2,2,4);plot(fr,v);
xlabel('周波数 f');ylabel('電圧Rv');
title('反射波のfft');
grid on; %FFT結果

%距離
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%パラメータ定義

fs=159/7.47; %送信信号周波数[kHz]

Tv=3.2; %送信電圧
Tg=20*log10(20); %送信ゲインをdBに換算
Ts=128; %送信感度
Rg=20*log10(200); %受信ゲインをdBに換算
Rs=-198; %受信感度
a=fs^2*(3.01*10^(-4)+43.7/(4100+fs^2)+0.109/(1+fs^2))*10^(-3); %吸収係数a
PL=20*log10(Tv)-20*log10(Rv)+Tg+Ts+Rg+Rs; %伝搬減衰

%距離の計算
r_1=0.01;
r_2=200;
y_1=PL-20*log10(r_1)-a*r_1;
y_2=PL-20*log10(r_2)-a*r_2;
y_3=y_2;
while abs(y_3)>0.0001
    r_3=mean([r_1 r_2]);
    y_3=PL-20*log10(r_3)-a*r_3;
    if y_3>0
        r_1=r_3;
    else
        r_2=r_3;
    end
end

```

```

end
end
r1=r_3;

save PL r1 Rv fs
%結果保存
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Fsample : サンプリング周波数
%n : 生信号の区切り数
% fdir_s:fdir_e 抽出する直達波の区間
%h : 直達波が存在する区間 : k*(h-1)+1:k*h
%r:距離の測定値

```

C : Matlab によるデータの後処理プログラム (M_SPL)

データ読み込み, FFT 及び距離計算は D_SPL と同じであるため, 省略し, 閾値による抽出データに関するものを記載する.

```

%混合波の抽出(閾値の設定による)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
M_all=max(Rw_f);
n=100; %nを大きくすれば、jは必ず3以上となるが、計算量が増える
k=Fsample/n;
j=0;
while 1
    j=j+1;
    if M_all-max(Rw_f(1:k*j))<0.01; %信号が存在する区間を探す
        break
    end
end
j;
switch j
    case {j<=2}
        error(' jは3より小さいため、18行の[n]を大きくしてください');
    otherwise
        M1=max(Rw_f(1:k*(j-1)));
        M2=max(Rw_f(1:k*(j-2)));
        if abs(M1-M2)<0.005 %すべての信号がひとつ区間に存在する場合

```



```

    M=M1;
    h=j-1;
else                                     %すべての信号が二つ以上区間に存在する場合
    M=M2;
    h=j-2;
end
end

V_th=M+0.01;                             %受信信号の閾値 (Threshold) 設定
i=0;
while 1
    i=i+1;
    if Rw_f(i)-V_th>0.1;                 %区間h-1:h信号の最初部分がノイズである
        break                             %ことを防ぐため
    end
end
i;

L=2000;                                   %抽出する混合波の長さ(バースト信号作成による)
k=0;                                       %kは0からの整数
Th2=0.1                                    %混合波判別閾値Th2を決まる

for(k=0;k<100)
    fdir_s[k]=i+k*L;
    fdir_e1[k+1]=i+(k+1)*L-1;
    fdir_e2[k+2]=i+(k+2)*L-1;
    Rw_1=Rw_f(fdir_s:fdir_e1);
    Rw_2=Rw_f(fdir_e1:fdir_e2);

    NFFT1=2^nextpow2(L);
    F_fft1=fft(Rw_1,NFFT1)/L;
    Fr1=Fsample*(0:NFFT1/2)/NFFT1;
    V1=2*abs(F_fft1(1:NFFT1/2+1));

    NFFT2=2^nextpow2(L);
    F_fft1=fft(Rw_2,NFFT2)/L;
    Fr2=Fsample*(0:NFFT2/2)/NFFT2;
    V2=2*abs(F_fft2(1:NFFT1/2+1));

```

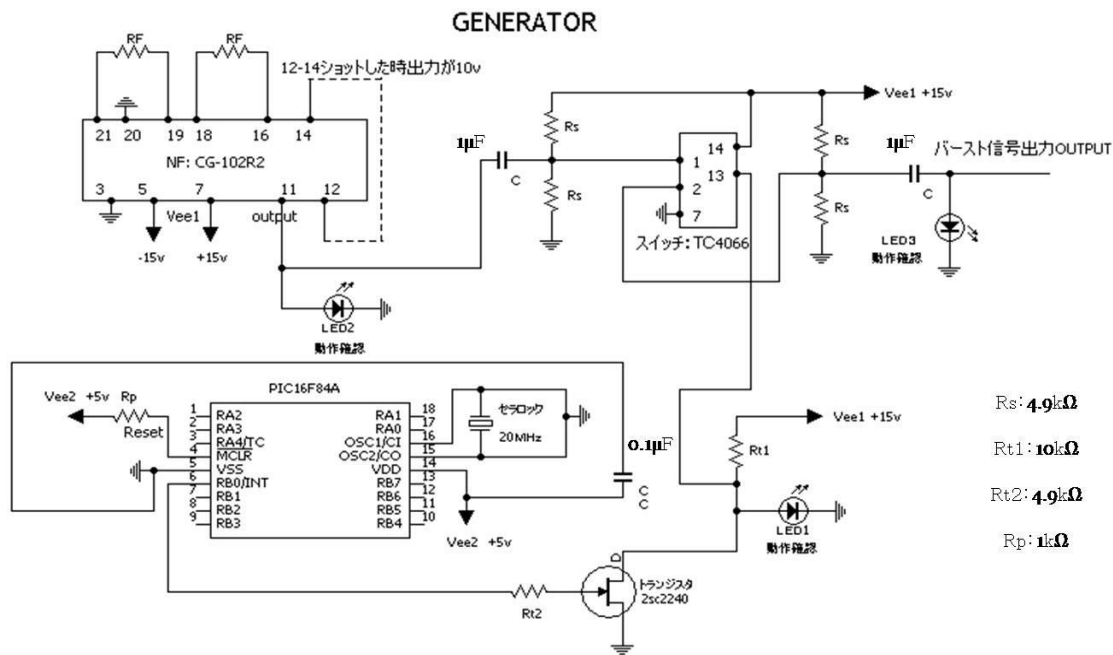
```
M1=max(V1);
M2=max(V2);
if abs(M1-M2)>Th2;           %信号が存在する区間を探す
    break
else
    k=0;
    end
end
k;
Rw_mix= Rw_f(i+(k+1)*L-1: i+(k+2)*L-1);           %抽出する混合波区間

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
この部分の信号を FFT した結果を受信電圧として、距離換算に用いる。
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

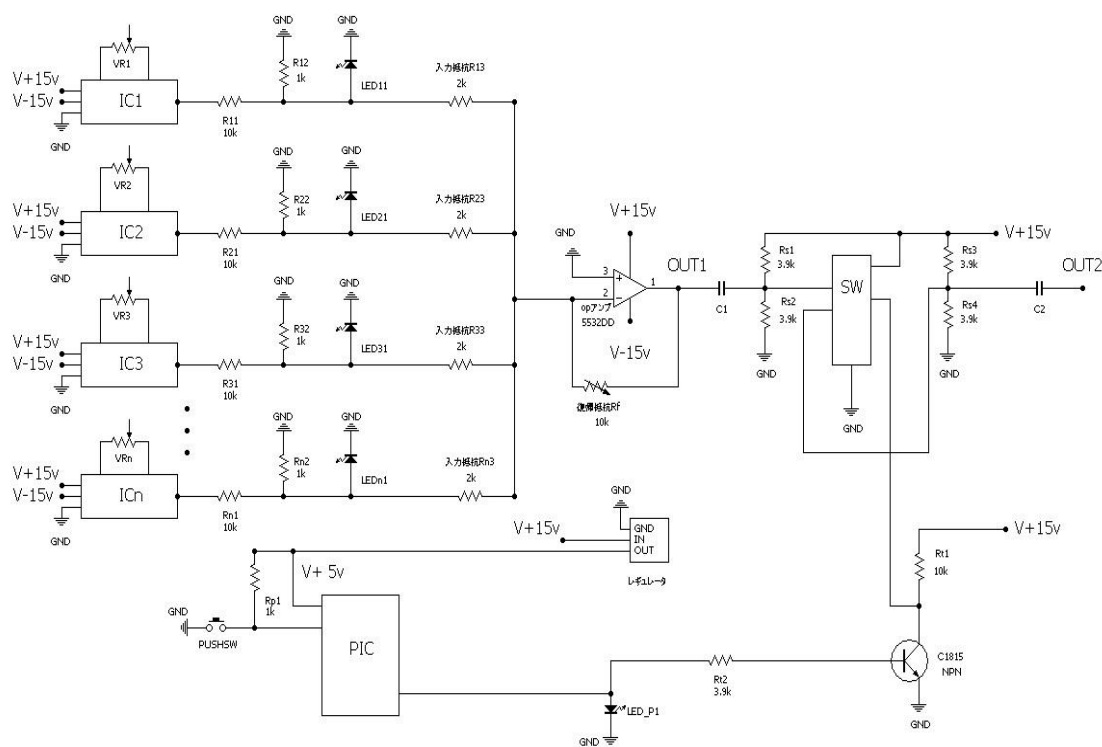
D: プロトタイプシステムの製作設計図

① 送信ユニット

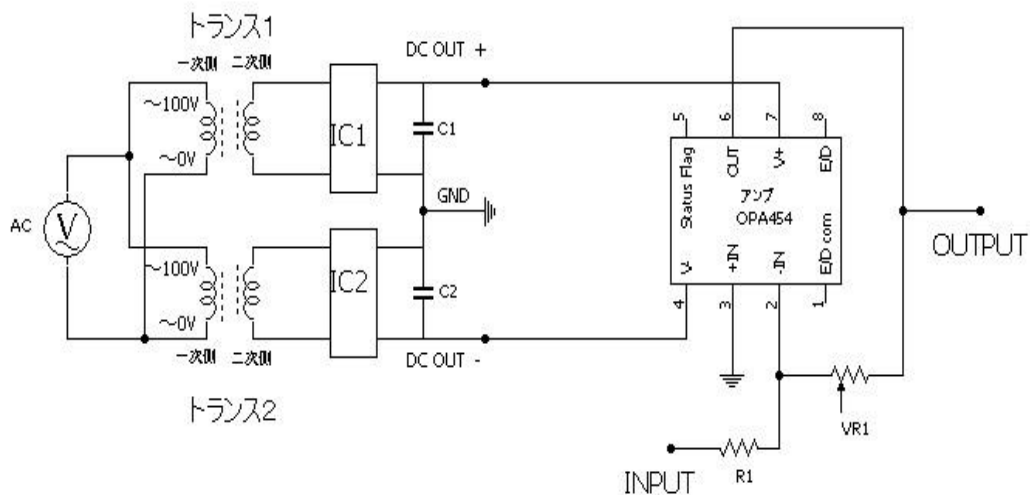
信号発生装置 (単一周波数&スイッチング回路)



信号発生装置 (複数周波数&スイッチング回路)



パワーアンプ回路図

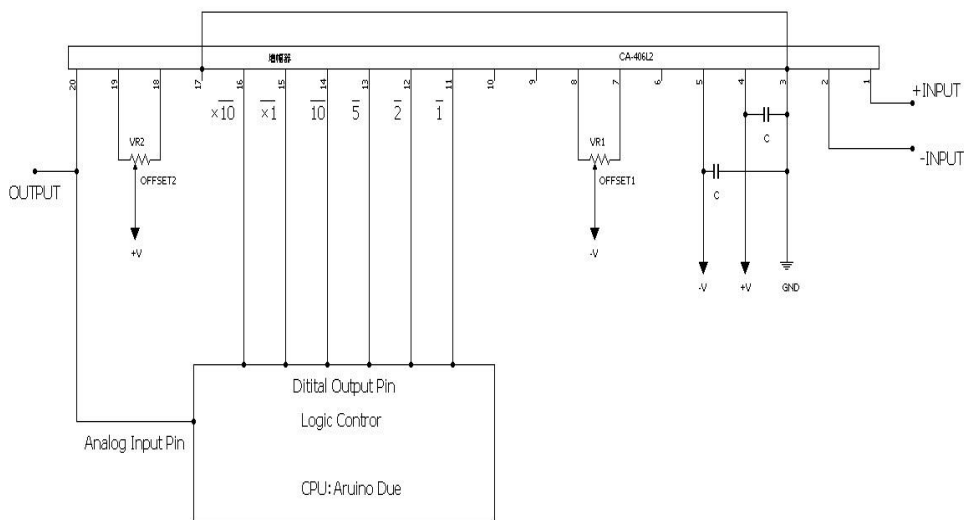


IC1,IC2 : 整流ブリッジ
 C1,C2 : 100V 2200 μ F
 $OUTPUT=(VR1/R1)\times INPUT$

② 受信ユニット

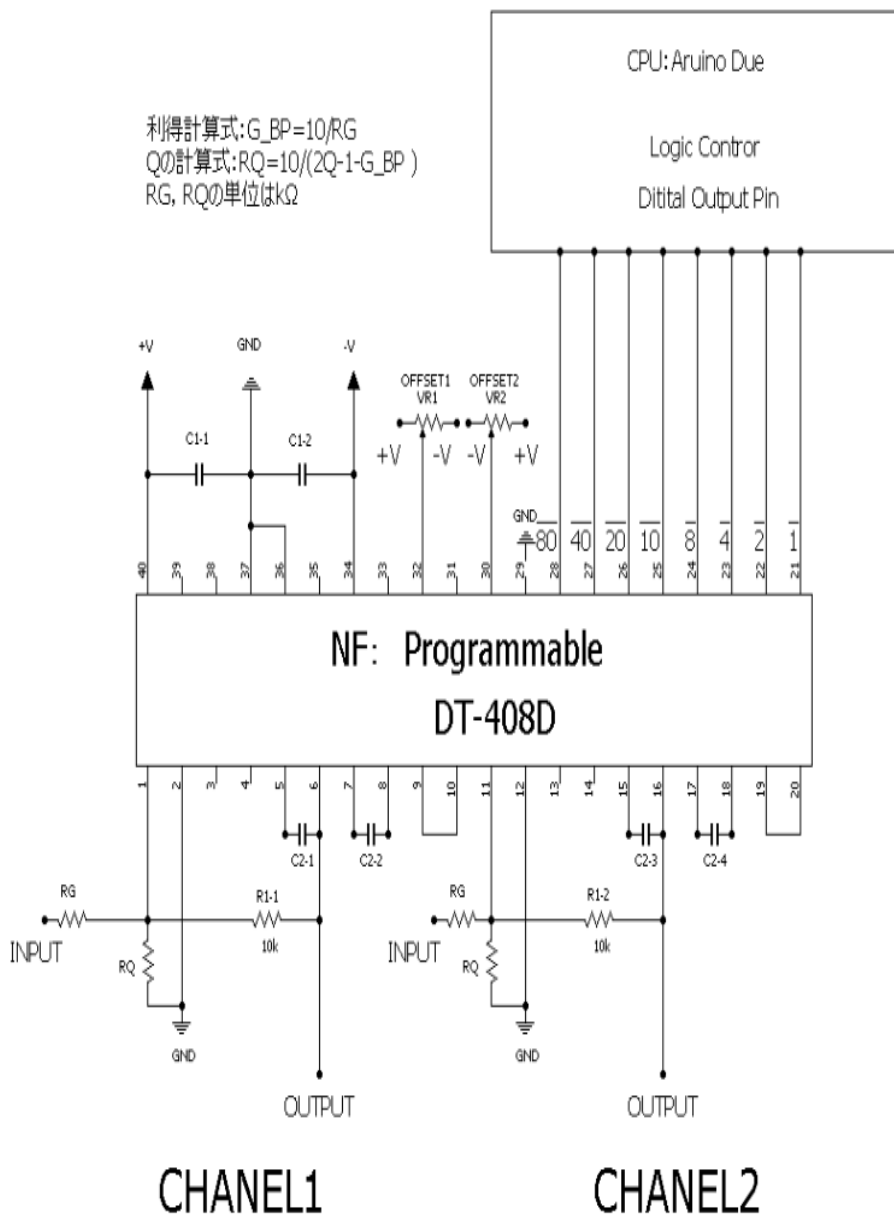
受信用プリアンプ

受信増幅器



受信用フィルタ

2チャンネル一次バンドパスフィルタ



E : 送信装置のデジタル化についての検討

Arduino による信号発生プログラム

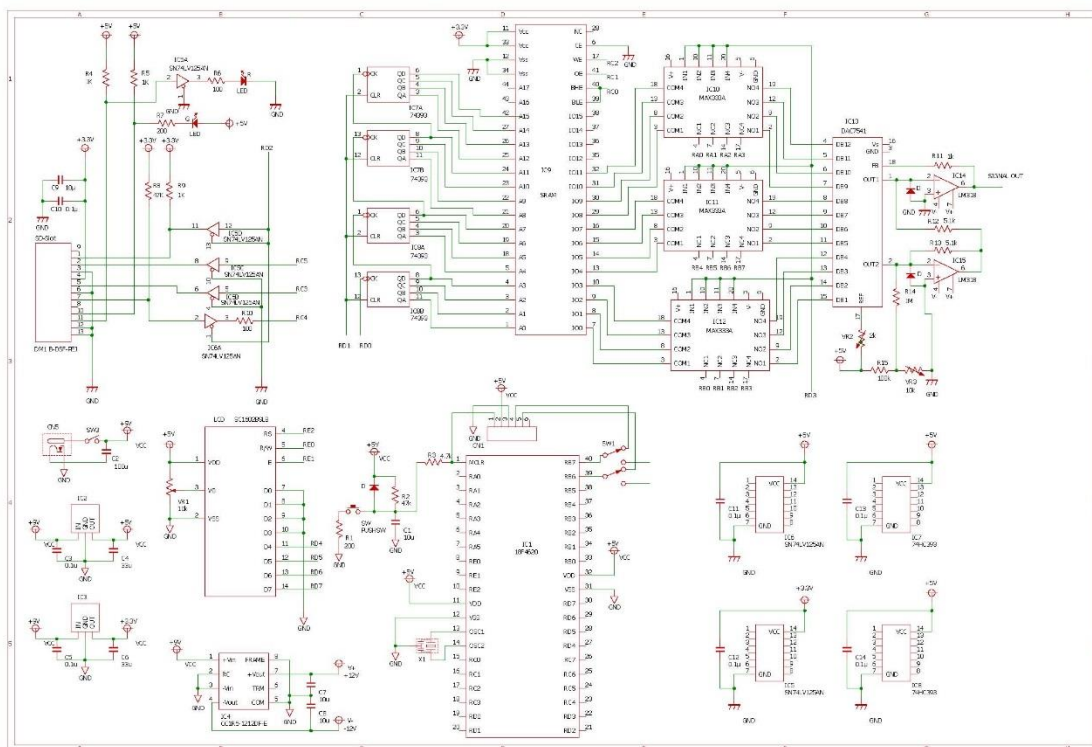
```
#define SAMPLE_RATE 44100.0
#define SAMPLES_PER_CYCLE 600
#define SAMPLES_PER_CYCLE_FIXEDPOINT (SAMPLES_PER_CYCLE<<20)
#define TICKS_PER_CYCLE
(float)((float)SAMPLES_PER_CYCLE_FIXEDPOINT/(float)SAMPLE_RATE)
#define MIDI_NOTES 128
uint32_t nMidiPhaseIncrement[MIDI_NOTES];
void createNoteTable(float fSampleRate)
{
    for(uint32_t unMidiNote = 0;unMidiNote < MIDI_NOTES;unMidiNote++)
    {
        Serial.print(unMidiNote);
        Serial.print(" ");
        float fFrequency = ((pow(2.0, (unMidiNote-69.0)/12.0)) * 440.0);
        Serial.print(fFrequency);
        Serial.print(" ");
        nMidiPhaseIncrement[unMidiNote] = fFrequency*TICKS_PER_CYCLE;
        Serial.println(nMidiPhaseIncrement[unMidiNote]);
    }
}
#define WAVE_SAMPLES 600
uint16_t nSineTable[WAVE_SAMPLES];
void createSineTable()
{
    for(uint32_t nIndex = 0;nIndex < WAVE_SAMPLES;nIndex++)
    {
        nSineTable[nIndex] =
        (uint16_t) (((1+sin(((2.0*PI)/WAVE_SAMPLES)*nIndex))*4095.0)/2);
        Serial.println(nSineTable[nIndex]);
    }
}
void setup()
{
    Serial.begin(9600);
```

```
createNoteTable(SAMPLE_RATE);
createSineTable();
pmc_set_writeprotect(false);
pmc_enable_periph_clk(ID_TC4);
TC_Configure(/* clock */TC1, /* channel */1, TC_CMR_WAVE | TC_CMR_WAVSEL_UP_RC |
TC_CMR_TCCLKS_TIMER_CLOCK1);
TC_SetRC(TC1, 1, 42); // sets <>44.1 Khz interrupt rate
TC_Start(TC1, 1);
    TC1->TC_CHANNEL[1].TC_IER=TC_IER_CPCS;
TC1->TC_CHANNEL[1].TC_IDR=~TC_IER_CPCS;
NVIC_EnableIRQ(TC4_IRQn);
analogWrite(DAC1, 0);
}

void loop()
{
table
    uint32_t ulInput = 768;//analogRead(0);
    ulPhaseIncrement = nMidiPhaseIncrement[ulInput>>3];
}

void TC4_Handler()
{
    TC_GetStatus(TC1, 1);
    ulPhaseAccumulator += ulPhaseIncrement; // 32 bit phase increment, see below
    if(ulPhaseAccumulator > SAMPLES_PER_CYCLE_FIXEDPOINT)
    {
        ulPhaseAccumulator -= SAMPLES_PER_CYCLE_FIXEDPOINT;
    }
    uint32_t ulOutput = nSineTable[ulPhaseAccumulator>>20];
    dacc_write_conversion_data(DACC_INTERFACE, ulOutput);
}
```

PICによる信号発生装置の回路図



テスト用プログラム

```
#include <p18f4620.h>
#include <delays.h>
// #include <timers.h>
// #include <usart.h>

#include "lcdlib_c18_v04-1.h"

/* ----- コンフィグ設定 ----- */
#pragma config OSC=HSPLL, FCMEN=ON, IESO=OFF //CONFIG1H
#pragma config PWRT=ON, BOREN=SBORDIS, BORV=3 //CONFIG2L
#pragma config WDT = OFF, WDTPS = 1 /*CONFIG2H*/
#pragma config MCLRE = ON, LPT1OSC = OFF, PBADEN = OFF, CCP2MX = PORTC /*CONFIG3H*/
#pragma config STVREN = ON, LVP = OFF, XINST = OFF, DEBUG = OFF /*CONFIG4L*/
#pragma config CP0 = OFF, CP1 = OFF, CP2 = OFF, CP3 = OFF /*CONFIG5L*/
#pragma config CPB = OFF, CPD = OFF /*CONFIG5H*/
#pragma config WRT0 = OFF, WRT1 = OFF, WRT2 = OFF, WRT3 = OFF /*CONFIG6L*/
```



```

#pragma config WRTB = OFF, WRTC = OFF, WRTD = OFF           /*CONFIG6H*/
#pragma config EBTR0 = OFF, EBTR1 = OFF, EBTR2 = OFF, EBTR3 = OFF/*CONFIG7L*/
#pragma config EBTRB = OFF                                  /*CONFIG7H*/

/* ----- 定義文 ----- */
#define SWR          PORTCbits.RC1          /* (プッシュスイッチ赤) */
#define SWB          PORTCbits.RC0          /* (プッシュスイッチ黒) */
#define ICSW         LATEbits.LATE0
#define CTCR         LATDbits.LATD0
#define CTCK         LATDbits.LATD1
#define SRWE         LATAbits.LATA5
#define SROE         LATAbits.LATA4
#define TDT0         LATAbits.LATA1
#define TDT4         LATAbits.LATA2

/* ----- グローバル変数定義 ----- */
unsigned int mode = 0;                                     /*現在モード状態*/
unsigned int old_mode = 0;                                /*過去モード状態*/

/* ----- 関数宣言 ----- */

void init(void);
void disp0();      //メニュー1 表示関数の定義
void move_model(void);
void dtkk(unsigned int wvdt);
void move_mode2(void);

/* ***** メイン関数 ***** */

void main(void)
{
    init();
    disp0();      //メニュー1 表示関数
    move_mode1(); //動作モード1
    LCD_Clear(); //LCD 全消去
    LCD_Locate( 0, 0 );
    LCD_String( "Execute" );
    ICSW = 1;     //MAX333A の制御(IN に 1 を入力)〈NO→COM〉
}

```

```
SRWE = 1;           //SRAM の制御 (WE に 1 を入力)
SROE = 1;           //SRAM の制御 (OE に 1 を入力)
while(1)
{
    move_mode2();    //動作モード 1
}
}

/* ***** 初期設定 ***** */
void init(void)
{
    ADCON1 = 0x0F;

    TRISA = 0x00;
    TRISB = 0x00;
    TRISC = 0x13;
    TRISD = 0x00;
    TRISE = 0x00;
    LCD_Init();
    LCD_CursorOff();
}

///// disp0() kansuu ///// メニュー1 表示関数
void disp0()
{
    LCD_Clear();      //LCD 全消去
    LCD_Locate( 0, 0 );
    LCD_String( "Wave_Generator1" );
    Delay10KTCYx(250);
    Delay10KTCYx(250);
    Delay10KTCYx(250);
    Delay10KTCYx(250);
    LCD_Clear();      //LCD 全消去
}

void move_model(void)
{
    unsigned int twvdt = 1;
    unsigned int wvdt = 0;
    unsigned char wvdtL = 0;
```

```
unsigned char wvdtH = 0;

    ICSW = 0;                //MAX333A の制御 (IN に 0 を入力) <NC→COM>
    CTCR = 1;                //シフトレジスタの制御 (アドレスカウンタのクリア)
    CTCR = 0;
    SRWE = 1;                //SRAM の制御 (WE に 1 を入力)
    SROE = 1;                //SRAM の制御 (OE に 1 を入力)
    wvdt = 123;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 123;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 122;
    dtkk(wvdt);
    .....//この部分は分解能における計算した各点のデータ (省略)
    wvdt = 118;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 119;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 121;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 122;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 122;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 123;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 123;
    dtkk(wvdt);
    wvdt = 124;
    dtkk(wvdt);
}

void dtkk(unsigned int wvdt)
{
    LATBbits.LATB0 = wvdt & 0x00000001;
    LATBbits.LATB1 = wvdt >> 1 & 0x00000001;
    LATBbits.LATB2 = wvdt >> 2 & 0x00000001;
    LATBbits.LATB3 = wvdt >> 3 & 0x00000001;
    LATBbits.LATB5 = wvdt >> 4 & 0x00000001;
```

```
LATBbits.LATB6 = wvdt >> 5 & 0x00000001;
LATBbits.LATB7 = wvdt >> 6 & 0x00000001;
Delay10KTCYx(1);
SRWE = 0; //SRAM の制御 (WE に 0 を入力)
Delay1TCY();
SRWE = 1; //SRAM の制御 (WE に 1 を入力)
CTCK = 1; //シフトレジスタの制御 (アドレスカウンタのアップ)
CTCK = 0;
}

void move_mode2(void)
{
    unsigned int wvdt = 0;
    // ICSW = 1; //MAX333A の制御 (IN に 1 を入力) <NO→COM>
    CTCR = 1; //シフトレジスタの制御 (アドレスカウンタのクリア)
    CTCR = 0;
    // SRWE = 1; //SRAM の制御 (WE に 1 を入力)
    // SROE = 1; //SRAM の制御 (OE に 1 を入力)
    wvdt = 0;
    do //データ書き込み
    {
        SROE = 0; //SRAM の制御 (OE に 0 を入力)
        // Delay10KTCYx(200);
        // Delay10KTCYx(5);
        // Delay1TCY();
        wvdt++;
        SROE = 1; //SRAM の制御 (OE に 1 を入力)
        CTCK = 1; //シフトレジスタの制御 (アドレスカウンタのアップ)
        CTCK = 0;
        // Delay1TCY();
        // Delay1TCY();
        // Delay1TCY();
        // Delay10KTCYx(200);
        // Delay10KTCYx(200);
        // Delay10KTCYx(200);
        // LCD_Locate( 1, 0 );
        // LCD_Number(wvdt);
    }while (wvdt < 128);
}
```