グリーンハウスにおけるスペクトル拡散音波 を用いた測位システムの研究

椎木 友朗

目次

Ι	緒言	1
1	背景	1
2	目的	3
Π	スペクトル拡散音波	5
1	スペクトル拡散方式について	5
2	M 系列符号について	7
3	スペクトル拡散音波について	9
Ш	反射板付きスピーカとマイクの指向性	13
1	研究目的	13
2	SS 音波	14
3	反射板付きスピーカとマイク	15
	3-1 スピーカと反射板	15
	3-2 マイクと反射板	17
4	実験装置と方法	18
5	実験結果と考察	20
6	まとめ	32
IV	グリーンハウス内測位実験	33
1	研究目的	33
2	測位原理と測位システム	34
	2-1 測位原理と測位システムの概要	34
	2-2 相関ピーク検出法	35
	2-3 基地局法による音速補償方法	36
3	実験方法	38
	3-1 数値計算による相関ピーク検出法の評価	38
	3-2 グリーンハウス内における測位実験	38
4	実験結果と考察	41
	4-1 数値計算による相関ピーク検出法の評価	41
	4-2 グリーンハウス内における測位実験	43
5	まとめ	50

V	計測周期の高速化	.53
1	研究目的	.53
2	計測周期の高速化方法	.54
	2-1 SS 音波	56
	2-2 受信処理	.57
3	実験装置と方法	.62
4	実験結果と考察	.65
5	まとめ	.71
VI	結言	.73
参考	文献	.77

略語	英語	日本語
GPS	Global Positioning System	全地球測位システム
RTK-GPS	Real Time Kinematic GPS	リアルタイムキネマティック GPS
UWB	Ultra Wide Band	超広帯域
RFID	Radio Frequency Identifier	アールエフアイディ
SS	Spread Spectrum	スペクトル拡散
AWGN	Additive White Gaussian Noise	相加性白色ガウス雑音
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
LPF	Low `Pass Filter	低域通過フィルタ
M 系列	Maximum length shift register sequence	最大長シフトレジスタ系列
FDMA	Frequency Division Multiple Access	周波数分割多重接続
CDMA	Code Division Multiple Access	符号分割多重接続
DS	Direct Sequence	直接拡散
FH	Frequency Hopping	周波数ホッピング
BPSK	Binary phase Shift Keying	2進位相シフトキーイング
DPSK	Differential Phase Shift Keying	差分位相シフトキーイング
FSK	Frequency Shift Keying	周波数シフトキーイング
DOP	Dilution Of Precision	精度劣化指数
AUV	Autonomous Underwater Vehicle	自律型無人潜水機
DLL	Delayed Locked Loop	遅延ロック追跡ループ
SNR	Signal to Noise Ratio	信号強度比
TDOA	Time Difference Of Arrival	到来時間差

略語一覧

1 背景

日本の農業の問題として、農業従事者の高齢化と減少、食料自給率の低下が叫 ばれて久しい。この問題を技術的な側面から解決するために、自動化技術を駆使 した農作業の自動化を目指す技術革新が進められてきた。例えば、屋外であれば、 トラクタ¹⁾、田植機²⁾、コンバインの自動化³⁾、屋内であれば、農薬散布や収穫作 業^{4),5)}など多くの研究開発されている。このような農作業に対する自動化技術が 普及すれば、省力化および生産性の向上が期待できる。

農作業機械の自動化のための共通プラットフォーム技術として、測位センサ などを用いた航法システムがある^{6,7),8)}。屋外用の測位センサにはGPS(Global Positioning System)が主に用いられており、ロボットトラクタなどの自走式農作 業機械を高精度に自律走行させることができるようになり⁹⁾、昨今では欧米や豪 州で大規模な経営を行っている農家にガイダンスや手放し運転用として導入さ れて普及しつつある。このような自走式農作業機械には、GPSの中でも誤差が2 cm程度で計測周期が1/20 s程度の高精度なRTK-GPSが用いられることが多い。し かし、GPS電波が安定して受信できない中山間地域ではこの技術を用いる事が難 しい。また、RTK-GPS(Real Time Kinematic GPS)だけでも数百万円と高価である ため、自走式農作業機械の全体の価格が高くなる一つの要因となっている。さら に、グリーンハウスなどの施設内での利用を考えると、壁などの遮蔽や反射によ り位置精度が低下する。このような、GPSが利用し難い環境下でもRTK-GPSと同 程度の精度で、より安価な測位システムによる航法システムがあれば、自走式農 作業機械の応用が広がる可能性がある。

その他の測位システムとして、施設内ではレールシステムや電磁誘導システムが開発されている^{10,11)}が、設置コストが高いこと、既存のハウスへの新規導入が難しいことからあまり普及していない。また、無線LANやUWB(Ultra Wide Band)を用いた電波による屋内測位¹²⁾、磁気テープを移動経路に設置し辿る方法、環境に配置したマーカーをカメラで検出する方法¹³⁾、RFID(Radio Frequency Identifier)の電波強度を用いる方法、音波を用いる方法^{14),15)}などが報告されているが、価格と性能の両方を満たしGPSの代替技術として普及しているものは見受けられない。そのような中、農業分野においても音による距離や位置計測について研究が行われてきた^{16),17)}が、雑音に弱いことや風などの大気の状態の影響を受けやすい事から、上記の要求を満たすまでに至っていない。しかし音波を用いた測位システムには、以下のような実用化に向けたメリットを有している。①電波に比べ音波の速度は非常に遅いため、信号の低速サンプリングで高精度な計測が可能になる、②スピーカやマイクなどの安価なデバイスで構築が可能にな

るといった利点がある。さらに、③スペクトル拡散(Spread Spectrum)音波(以下, SS音波と称する)を用いることで、雑音や他信号の干渉に弱いとされていた欠 点を改善することも可能である^{18),19)}。

そこで著者らは、安価で高精度なSS音波測位システムを農業に応用するため に研究を行ってきた。その概要を図1-1に示す。マイクを作業環境に配置し、ス ピーカを測位対象に設置する。30~40 m四方の範囲を計測範囲とし、さらに計測 範囲を拡大する場合は、マイクを増設する。マイクを作業環境に配置した理由は、 スピーカと比較してマイクの消費電力は小さいためである。また、スピーカを作 業範囲に配置する場合と比較してスピーカを測位対象に設置する場合、出力音 源は1つであるため移動体の測位を行う場合でも誤差を低減することができる。



図 1-1 SS 音波測位システムの概要

今までにSS音波測位システムを屋外に応用することを目的に、風による音速 変化を補償する基地局法の開発²⁰⁾を行った。その結果、屋外の風のある環境(3 m/s 程度)において、30 m x 30 mの測位範囲を測位誤差が1/3程度の20 mm程度に改善 することができた。また、移動体の測位を行う場合は、ドップラーシフトの影響 が問題になる。その問題を解決するために、SS音波のドップラーシフトを補償す る方法の開発²¹⁾を行った。その結果、1.3 m/sの速度でも静止位置の計測の精度と 変わらない精度で計測ができた。しかし、音波は電波と比較して伝搬速度が遅い ため計測周期が遅いという問題がある。RTK-GPSの計測周期は1/20 sであるのに 対し、本測位システムでは1/4 sであった。例えば1 m/sで進む移動体の位置を計測 する場合、25 cm進む間は自己の位置が不明となり移動体の走行精度に影響する。 実際の航法システムに応用するためには計測周期の高速化が必要である。また、 本測位システムは屋内の測位にも応用可能である。しかし、今までグリーンハウ スのような屋内の農業フィールドにおいて位置計測を行った例は少ない。 2 目的

本研究の目的は、屋内の農業フィールドにおける航法システムとして用いる ためのSS音波測位システムを開発することである。本研究ではグリーンハウス を対象にした。グリーンハウスはガラスやビニールで空間が覆われており屋内 農業フィールド特有の環境であると言える。このような環境でSS音波測位シス テムによる位置計測を行った例は少なく、グリーンハウス内におけるSS音波測 位システムの計測精度や問題点を明らかにすることは重要である。本研究では 主に以下の3項目について検討した。

1) 相関ピーク検出法と反射波の影響について

屋外と異なりグリーンハウス内では壁や天井がある。これらから生じる反射波 が計測に影響を及ぼすことが考えられる。SS音波による測位システムでは、受信 信号に対してスピーカから出力したSS音波信号(参照信号)を用いて相関処理を 行い、相関ピークを検出することでSS音波の受信時刻を計測する。相関ピークは、 相関処理後に現れる相対的に大きな相関値のことである。理論的にはSS音波の受 信時刻に相関ピークが現れる。直接波は反射波よりも受信時刻が早いため、先頭 の相関ピークを検出することで、直接波と反射波の識別ができる。屋外と異なり 反射波が多いと予想されるグリーンハウス内でも、雑音とSS音波の相関ピークが 適切に識別できれば反射波の影響は低減できると考えられる。本研究では、直接 波の相関ピークを検出するための方法について検討し、グリーンハウス内での計 測精度および反射波の影響を明らかにする。

2) 温度補償方法について

グリーンハウス内では温度分布による音速の変化が計測に影響を与えると考 えられる。グリーンハウスを閉じた状態で、地表から同じ高さの温度でもグリー ンハウス内の温度差は2 ℃程度になる²²⁾。側面を開放した場合の温度差は5 ℃に もなる²²⁾。また、冬季に暖房による温度制御を行った場合では、夜間で最大3 ℃ 程度、日中で最大5 ℃程度の温度差が生じる²³⁾。また、ハウス内は上部ほど気温 が高くなるため、さらに温度差が大きいことが予想される。このような空間的に 温度のばらつきが大きいグリーンハウス内の温度補償は、計測精度を向上させる ために重要である。本研究では、基地局法による温度補償を行った場合の計測精 度を明らかにする。

3) 計測周期の高速化について

今までのSS音波測位システムは,計測周期が0.2~0.5 sと遅いことが自走式農 作業機械用の航法システムとして導入するための問題となった²⁰⁾。これは,SS音 波を1つのM系列符号で作成しており,SS音波の出力間隔を計測する最長距離の 音波の伝搬時間よりも長くする必要があったためである。今まで音波による測位 システムの研究や開発は,そのほとんどがオフィス内や工場内で利用することを 目的としており,計測距離は最長でも十数メートル程度と短いため,計測周期に 関しては問題になることがなく,その報告も少ない^{41),42)}。一方,広い場所で利用 するには,数メートルおきにスピーカまたはマイクを計測範囲に配置する必要が ありシステム価格が高くなる。しかし,近年の日本の農業の経営規模拡大に伴い 施設経営でも1 haを超えるような規模で経営する農家も増えてきており,安価な システムにするにはできるだけ少ない装置で広い範囲を計測することが必要と なる。本研究では,SS音波信号に出力順番データを付加することで計測周期を高 速化する方法を新たに提案する。

本論文の構成を以下に示す。

第Ⅱ章では、スペクトラム拡散音波の基本原理について述べる。

第Ⅲ章では、本研究で使用した反射板付きスピーカとパラボラ反射板付きマイ クロホンの性能について述べる。スピーカには指向性があるため、広範囲を測位 するためには全方位に音波を拡散する工夫が必要である。本研究では、反射板を 取り付けることで、360°水平方向に音波を反射させた。また、広範囲を計測す るためにはマイクロホンの受信感度を高めることが重要である。本研究ではパラ ボラ反射板を取り付けたマイクロホンを使用し受信感度を改善した。反射板付き スピーカとパラボラ反射板付きマイクロホンの特性、特に指向性と相関波形の現 れ方の関係を明らかにした結果を述べる。

第IV章では、グリーンハウス内における測位実験について述べる。直接波の相 関ピーク検出法を検討し、壁や天井からの反射波の影響について議論する。また、 基地局法による温度補償効果についても議論する。

第V章では、計測周期の高速化のために、SS音波信号に出力順番データを付加 する方法を提案し、その有効性について議論する。

第VI章では、本論文を総括して結論を示し、また今後の課題について述べる。

Ⅱ スペクトル拡散音波

1 スペクトル拡散方式について^{26),27)}

スペクトル拡散方式(SS 方式: Spread Spectrum 方式)とは,狭帯域信号を拡散 符号によって広帯域信号に変換して伝送し,受信側でもとの狭帯域信号に変換 した後に復調する通信方式である。スペクトル拡散技術が誕生する前は,通信路 では定常的な相加性白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)が相 加されると仮定し,そのうえで通信の重要な資源である電力と帯域幅の効率を できるだけ良くするための通信方式が研究開発されていた。実際に世の中に存 在する通信路の多くは定常 AWGN モデルで正しく記述できる。しかし,重要な 通信路なのにこのモデルに当てはまらないものもある。軍用通信でモデムの中 心周波数付近の連続波トーン信号で妨害が行われるのはその例である。また,送 信機と受信機の間で複数の伝搬路(マルチパス)が存在することで発生する干渉 波も定常 AWGN で表すことができない。このような干渉を軽減することを目的 にスペクトル拡散方式は研究開発された。

図 2-1 と図 2-2 に SS 方式の送信機と受信機の構成を示す。送信機では,搬送 波を情報符号により狭帯域変調(一次変調)された後,拡散符号により拡散変調 (二次変調)され,送信される。受信機では,受信信号は拡散された送信信号の帯 域の BPF(Band Pass Filter)を通り,拡散符号を掛け,狭帯域変調の帯域の BPF を 通った後,復調されて情報符号が得られる。このとき,狭帯域妨害波が受信信号 に含まれているとすると,広帯域 BPF 後の信号のスペクトラムは,図 2-2 の左 下のようになる。その後,拡散符号を掛けると,妨害波のスペクトラムは拡散さ れるが,希望波のスペクトラムは送信機の狭帯域変調後の帯域幅と等しくなる (図 2-2 の中央下)。そして狭帯域 BPF を通すと信号のスペクトラムの成分は図 2-2 右下のようになり,妨害波の成分の割合が少ないことが分かる。この作用によ り,妨害波の干渉に強くなる。

スペクトル拡散方式の特徴を以下にまとめる。

- 1. 送信信号のエネルギーは情報ビット速度よりも広い帯域幅を占有している。 (スペクトル拡散方式と呼ばれる理由はここにある)
- 2. 情報信号を拡散させるために送信機で使用した信号(拡散符号)と同じ信号 を復調器が持っていて、この信号と受信信号とを相関させて復調する。
- 3. 送信側の拡散符号を解読できなければ複合が不可能であり、秘話通信に適 した方式である。
- 4. スペクトラムは拡散されるため信号は雑音に埋もれてしまうため,信号の 存在を検出するのが困難になり,秘匿性の強い通信が可能である。
- 5. 他からの妨害に強く、また、他に対して妨害の影響が少ない。

- 6. 符号分割による多元接続が可能である。
- 7. 復調のためには拡散符号の同期が必要となる。この符号同期処理により 受信信号の受信時刻を精確に計測ができる。

これらの特徴から,携帯電話, Wireless LAN, GPS(Global Positioning System)な どの通信方式として利用されている。



図 2-1 SS 方式送信機の構成



2 M系列符号について

SS 方式において、拡散符号は非常に重要であり、この性能によってシステム 全体の良否が決まると言える。拡散符号には以下の2つの条件が求められる。1 つ目は、拡散符号の位相差0において自己相関が鋭く、拡散符号の位相差0以 外の時は相関が十分に小さいことである。受信処理を行うときに、データを正し く復調するには、受信信号の拡散符号と受信機で掛ける拡散符号の同期が必要 である。同期をとるときには受信信号に対して拡散符号により相関処理が行わ れる。そのときに、拡散符号の位相差0の時刻を正確に計測する必要がある。そ のために1つ目の条件は重要である。2つ目は、符号間の相関が全ての位相差に おいて十分小さいことである。SS 方式では、通常の通信方式と比べて、信号の 持つ周波数帯域幅が広い。そのため、多重接続を行うときに、ユーザー毎に周波 数を分割すると(周波数分割多重接続(FDMA: Frequency Division Multiple Access))、 帯域が不足し使用できるユーザー数が減少する。そのため、同一周波数帯域で異 なる拡散符号による同時アクセスを行う。これを符号分割多重接続(CDMA: Code Division Multiple Access)という。異なる拡散符号間の相関が十分に小さいと、 CDMA を行うさいに有利となる。

実際によく使用される拡散符号に M 系列符号がある。M 系列符号は,最大長 シフトレジスタ系列符号の略であり,シフトレジスタを用いて作成できる最長 の系列符号である。シフトレジスタとは,複数のフリップフロップをカスケード 接続したデジタル回路であり,データがその回路内を移動(シフト)していくよう に構成したものである。n段のシフトレジスタで作成される1 周期分の M 系列 符号の長さNは, 2ⁿ – 1となる。例えば,3 段のシフトレジスタと排他的論理和 から構成される M 系列符号発生器回路を図 2-3 に示す。図 2-3 において D₁~D₃ は1 ビット遅延素子である。遅延素子が全て0の場合は,0 が出力され続ける が,仮に D₁の遅延素子の初期値に1 が与えられると,表 2-1 のような動作にな る。表 2-1 において,D₁の値が発生器の出力であり,M 系列符号が周期7ごと に現れる。また,排他的論理和の挿入位置を変更することで,同じ段数のシフト レジスタから異なる M 系列符号を作成することが可能である。しかし,M 系列 符号にならない挿入位置もある。そのため,一般には原始多項式表を参照する ^{28),29)}



図 2-3 M 系列符号発生器

表 2-1 M 系列符号発生器の動作

クロック	0 (初期値)	1	2	3	4	5	6	7
D_1	1	0	0	1	0	1	1	1
D ₂	0	0	1	0	1	1	1	0
D ₃	0	1	0	1	1	1	0	0

また, M 系列符号の自己相関関数*R_{aa}*は式(2-1)で計算され位相差0で1,位相差0以外では-1/Nとなり,優れた自己相関特性を有する³⁰⁾。

$$R_{aa}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} m(k+\tau)m(k)$$
(2-1)

ここで*m*(*k*)は M 系列符号を,τは相関計算を行う M 系列符号の位置を示す。

例えば、周期が1023のM系列符号の自己相関関数は図2-4のようになる。図2-4からM系列符号の位相差が0の位置で1、その他で-1/1023となることで位相差0の位置が明確となる。また、M系列符号の長さNが大きいと、位相差0のときの自己相関値とそれ以外の自己相関値の絶対値の比(処理利得)が大きくなる。そのため、M系列符号の長さNが大きいほど雑音耐性や信号識別性が向上する。しかし、M系列符号の長さNが大きいと相関計算を行う計算量が増加する。



3 スペクトル拡散音波(SS音波)について

信号のスペクトルを拡散する方法には大きく2つの方法がある。1つは,直接 拡散(DS: Direct Sequence)である。この方法は、データで変調された搬送波を拡散 符号により直接拡散する方法である。もう一つは、周波数ホッピング(FH: Frequency Hopping)である。この方法は、搬送波の周波数を周期的に変える方法 である。この場合には拡散符号は搬送波周波数の順序を制御するために使われ る。FH では、高速に周波数を切り替える必要がありこの切り替えタイミングが 距離計測の分解能と関わってくるため、高精度な距離計測には不向きである。

最も簡単な DS スペクトル拡散(DSSS)方式は 2 進位相シフトキーイング (BPSK: Binary Phase Shift Keying)を用いる方法である。2 進位相シフトキーイン グは、デジタル変調方式の1つであり、符号により搬送波の位相を180°変化 させる方式である。 デジタル変調方式にはその他に, 差分位相シフトキーイング (DPSK: Differential Phase Shift Keying), 周波数シフトキーイング(FSK: Frequency Shift Keying)がある。この中で、BPSK は信号対雑音比に対するビット誤り率が 低く良いとされている。そのため、GPS などの SS 方式による距離や位置計測に は BPSK/DSSS 方式がよく用いられている^{18),19),31)}。

次に, BPSK/DSSS 方式による SS 音波信号の作成方法について説明する。SS 音波測位システムでは一般的に拡散符号以外の情報符号は必要ないため、以下 では情報符号は扱わない。図 2-5 に BPSK/DSSS 方式による SS 音波信号の作成 方法を示す。図 2-5 の 1 列目の信号は拡散符号,2 列目は搬送波を示す。拡散符 号は、シフトレジスタにより作成されるときは0と1の値である。図 2-5 では、 0を+1に、1を-1としている。この拡散符号を搬送波に掛け合わせることで3 列目の SS 音波S_t(t)となる(式(2-2))。

 $S_t(t) = Pm(t)\sin(\omega_0 t)$

(2-2)

ここで、 ω_0 は搬送波振動数、m(t)は M 系列符号、Pは振幅値とする。また、 T_c は M 系列符号の1つの符号長の長さ(チップ長)である。BPSK であるためには, チップ長Tcと搬送波の周期Toに式(2-3)の関係が成り立つ必要がある。

 $T_c = nT_0$ (2-3)

ただし、nは1以上の整数値である。図 2-5ではn = 2の場合、つまり搬送波2周 期分の信号で M 系列符号の1つの符号を表している。また, SS 音波の周波数帯 域とチップ長の関係を図 2-6 に示す。メインローブの周波数帯域は、搬送波周波 数 f_0 を中心に、 $2/T_c$ の帯域幅を持つ。SS 音波の帯域幅を狭めたければ、チップ 長を長くすればよいがその分 SS 音波長は長くなる。





図 2-6 SS 音波信号の周波数帯域

このようにして作成された SS 音波信号をスピーカから送信すると SS 音波が 発生する。スピーカから出力された SS 音波をマイクで受信し,受信信号r(t)に 対して送信した SS 音波信号 $S_t(k)$ で相関計算を行う(式(2-4))。

$$R(t) = \sum_{k=0}^{M-1} r(k+t)S_t(k)$$
(2-4)

ここで、R(t)は受信時刻tの相関値、MはSS 音波長とする。M 系列符号の特性により、SS 音波の受信時刻に大きな相関値(相関ピーク)が現れる(図 2-7 左下図)。 この相関ピークを検出することで、SS 音波の受信時刻 t_r を精度よく計測できる。 そして、SS 音波の送信時刻 t_s が分かると、受信時刻との差からスピーカとマイ ク間のSS 音波の伝搬時間 Δt が求まり、これに音速 v_s を乗ずることでスピーカと マイク間の距離dを求めることができる(式(2-5))。

$$\Delta t = t_r - t_s$$
$$d = \Delta t \times v_s$$

(2-5)



図 2-7 SS 音波を用いた距離計測

第Ⅱ章

Ⅲ 反射板付きスピーカとマイクの指向性

1 研究目的

本研究では、複数のマイクを測位範囲に、スピーカを測位対象に設置して計測 を行う測位システムを検討する。そのため、スピーカから出力される音波が測位 範囲全体に伝搬させることが重要である。しかし、スピーカは指向性を有するた め全方向に均一な音圧を出力することが難しい。全方向に音波を出力する方法 として、複数のスピーカを用いる方法がある¹⁴⁾。しかし、複数のスピーカを用 いることで重量や電力消費量が増えるという問題がある。その他に反射板を用 いて音波を広範囲に反射させることで測位範囲を拡大させた例もある^{32),33)}。こ の方法であればスピーカを増やす必要がない。そこで本研究でも反射板を付け て 360°水平方向に音波を伝搬させる。本章では、本研究で用いる反射板付きス ピーカの指向性と相関ピークの現れ方を明らかにする。まず、反射板を付けた場 合とつけない場合のスピーカから出力された SS 音波の受信信号の相関ピーク値 と相関波形から反射板の有効性を評価した。また、反射板付きスピーカが傾いた ときにどのように相関ピーク値と相関波形が変化するか確認した。

また,音波は伝搬距離の2乗に反比例して減衰する³⁴⁾。計測距離を延ばすた めにはマイクロホンに効率的に音波を受信させることが重要である。そこでパ ラボラアンテナと同様の反射板を取り付けることで集音効果を向上させること を試みた。その効果を確認するために受信信号の相関波形のピーク値と相関波 形からパラボラ反射板の有効性を評価した。 2 SS 音波

SS 音波は BPSK/DSSS 方式により作成した。また,搬送波周波数を 24 kHz, M 系列符号の 1 つの符号長(チップ長)を 83 µs (搬送波の 24 kHz の波の 2 周期 分)とした。音波は周波数が高くなるほどに距離減衰が大きくなり長い距離を計 測するには低周波数の音波を用いると有利である。しかし,可聴領域を使用する と作業者にとって騒音となる。そのため,搬送波周波数を 24 kHz とした。図 3-1(a)に本実験で用いた SS 音波信号を示す。このようにして作成した信号をスピ ーカから送信することで SS 音波として用いた。また,上述の SS 音波の自己相 関波形を図 3-1(b)に示す。このように、M 系列符号の特性により SS 音波の位置 に鋭い相関ピークが現れる(図 3-1(b)左図)。また、今回用いた SS 音波の位置 に鋭い相関ピークが現れる(図 3-1(b)左図)。また、今回用いた SS 音波は M 系列 符号を 24 kHz の搬送波に乗せている。そのため、自己相関波形の極大値は 24 kHz 間隔で現れる。また、24 kHz の波の 2 周期分で M 系列の 1 つの符号を表現 したため、大きい相関ピークが連続して 3 つ存在する(図 3-1(b)右図)。位相差 0 の相関ピークは中央の一番大きい相関ピークである。



図 3-1 SS 音波とその自己相関波形

(a) BPSK 変調による SS 音波波形

(b) SS 音波の自己相関関数

左図:SS 音波長分の自己相関関数

右図:位相差0付近の自己相関関数の拡大図

- 3 反射板付きスピーカとマイク
 - 3-1 スピーカと反射板

スピーカには,株式会社エー・アール・アイ製のチタン製ハードドームツィ ータ(NT1-204-8D)を使用した(表 3-1)。また,反射板付きスピーカの外観を 図 3-2(a)に,反射板の寸法を図 3-2(b)に示す。反射板は円錐形であり,頂点か ら底面積に引いた垂線と側面の角度が 45 度となるように作成した。スピーカ は上向きに音波が出力されるように取り付け,反射板は円錐形の頂点が下向き になるように取り付けた。スピーカから出力された音波の波面が平面波であり, 反射板での反射角がスネルの法則(入射角と反射角が等しい)に従うと仮定す ると,水平 360°方向に音波が反射されることになる(図 3-2(c))。反射板はアル ミニウムを用いて作成した。音波の反射率は音波が伝搬する媒質の音響インピ ーダンスの差が大きいほど大きくなる³⁵⁾。アルミニウムの音響インピーダン スは 16.9 x 10⁶ kg/m²s であり,空気の音響インピーダンス(400 kg/m²s)と比較 して大きい³⁶⁾。また,音響インピーダンスの大きい金属の中では軽く移動体に 取り付けるときの負荷を低減できる。さらに,金属の中では比較的柔らかく加 工がしやすい。そのため、アルミニウムを反射板の素材として利用した。

有効径	3/4 インチ(20 mm)
定格インピーダンス	8 Ω
出力音圧レベル (1m, 1W)	88.5 dB
定格連続入力 (RMS)	15 W
最大ピーク入力	30 W
周波数特性 (-10 dB)	3 kHz – 25 kHz

表 3-1 NT1-204-8D 仕様表



図 3-2 反射板付きスピーカ

(a) 外観 (b) 反射板寸法 (c) 反射の様子

3-2 マイクと反射板

マイクには、Knowles Electronics 社製の超音波センサー(SPM0404UD5)を使用した。反射板は、パラボラアンテナの原理をもとに作成した(図 3-3)。反射板の曲面は二次関数(放物線)にすると、平面波が入射したときに、反射波は 焦点を必ず通る³⁷⁾(図 3-3(c))。そのことで、音波の受信信号を増幅することができる。作成したパラボラ反射板の二次関数は、 $x=0.022067 y^2$ であり、焦点距離は 11.3 mm とした。反射板は鉛で作成した。鉛の音響インピーダンスは24.6 x 10⁶ kg/m²s であり、空気と比較して大きい³⁶⁾。また、鉛は柔らかく放物線のような複雑な加工も比較的行いやすい。そのため、鉛をパラボラ反射板の素材として利用した。



図 3-3 反射板付きマイク

(a) 外観

(b) 反射板寸法 (c) 反射の様子

4 実験装置と方法

実験装置(図 3-4)について説明する。SS 音波は本章第 2 節で説明したものを PC(OS:Windows XP, CPU:Core 2 Duo processor 2.66 GHz, RAM:3 GB)で作成し, オーディオインターフェイス(Octa-Capture: Roland Corporation), スピーカアンプ (Kama BayAmp Rev. B: Scythe Inc.), スピーカを通して出力した。出力された SS 音波は,マイクロホンで受信し,その信号はアンプ,オーディオインターフェイ スを通して PC に入力した。また,SS 音波の送信時刻を通知するためにトリガ 信号を SS 音波と同時に送信した。トリガ信号は PC で作成し,オーディオイン ターフェイスの出力から入力へ電線を通して送信され,再び PC に入力した。ト リガ信号が PC に入力されると、マイクロホンからの受信信号を 240 ms 分録音 した。240 ms 分の受信信号を用いて相関計算を行った(式(3-1))。

$$c_i(t) = \sum_{\tau=0}^{N} r_i(t+\tau) s_r(\tau)$$
(3-1)

ここで,*i*はマイクロホン番号,*r_i(t)*は受信信号,*s_r(τ)*は参照信号,*c_i(t)*は相関 値,*N*は SS 音波長を示す。サンプリング周波数は 96 kHz, サンプリングビット は 16 bit で行った。

実験方法について説明する。まず,反射板付きスピーカの特性を確認するため に以下の実験を行った。反射板付きスピーカとマイク(反射板無し)の間の距離を 0.5 m,高さを1.2 mの位置に設置した。スピーカの角度*θ*(図 3-5)を,80,60, 40,20,0,-20,-40 °と変え,各角度のときにSS音波を出力した。同様に反 射板が無いスピーカでも計測を行った。計測は各角度で10回行った。計測結果 から,反射板の有無および角度の違いによる相関波形の変化を観察した。また, 受信信号の相関ピーク値の違いから受信強度(指向性)の評価を行った。

反射板付きマイクの特性を確認するために以下の実験を行った。スピーカ (FT28D, FOSTEX 社製,反射板無し)と反射板付きマイクの間の距離を 1.0 m, 高さを 1.2 m の位置に設置した。マイクの角度 (図 3-6)を、0 から 180 °まで、 20 °毎に SS 音波を出力した。同様に反射板無しのマイクでも計測を行った。 計測は各角度で 10 回行った。スピーカの反射板の実験と同様に、計測結果から、 反射板の有無および角度の違いによる相関波形の変化を観察した。また、受信信 号の相関ピーク値の違いから受信強度の評価を行った。



図 3-4 実験装置



図 3-5 マイクとスピーカの設置(側面)



図 3-6 マイクとスピーカの設置(上面)

5 実験結果と考察

スピーカの反射板の有無による相関波形の違いを図 3-7 から図 3-20 まで示す。 この図からは相関波形の形状が反射板の有無および角度でどのような違いを示 すかを確認することを目的にしており,相関波形の形状を見やすくするため縦 軸の相関値の最大値は各条件で異なる。また,横軸のサンプル数とは,受信信号 を A/D 変換したときのサンプル数を示している。本実験のサンプリング周波数 は 96 kHz であったため,1サンプル間は 1/96000 s である。

図 3-7 は反射板無しでスピーカ角度を 80°にしたときの相関波形である。図 3-45 に、作成した SS 音波信号を用いて自己相関値を計算して得られた相関波形 を示しており、3つの相関ピークが現れることが分かる。数値計算の結果と比較 してスピーカから出力された SS 音波による相関波形では、3 つの相関ピークの 後にさらに 3 つの相関ピークが現れているように見える。スピーカは振動板を 前後に振動させることで空気を振動させ音波を作成する。そのため音波はスピ ーカの前方向だけでなく後ろ方向にも出力される。この後ろ方向に出力された 音波の反射波が相関ピークを増やしたと考えられる。1 つの相関ピーク間のサン プル数は4であり、時間にすると0.042 ms、距離にすると約14 mm である。直 接波と反射波の相関ピークの受信時刻の差は,相関ピーク2または3つ分,距 離にして約 28 ~42 mm と仮定すると約 14 mm~21 mm 後方から反射されたこ とになる。スピーカの縦方向の寸法が14mm程度であるためスピーカの後面か らの反射波と考えることができる。図 3-15 に角度が0°のときの反射板無しの 相関波形を示す。このときは80°の相関波形と比較して後方の相関波形が前方 の相関波形に比べて小さい。これは、スピーカの後方面と垂直方向であるため、 反射の影響が小さくなったと考えられる。このことからも、図 3-7 に現れる複数 の相関ピークはスピーカの後方面からの反射波と考えることができる。

図 3-7~図 3-20 のどの図でも反射板付きスピーカでは反射板無しのときと比較してさらに多くの相関ピークが現れる。これは、スピーカから出力される音波の波面が平面波ではないことが原因と考えられる。音波の波面が平面波であれば、図 3-2(c)に示したように反射板で反射された音波の波面が揃う。しかし、平面波でない場合、反射の方向や波面は揃わない。使用したスピーカはドーム型スピーカであり、振動板は平面ではない。また、使用したマイクロホンは無指向性型である。そのため、広範囲の方向からの音波を受信できる。反射板で散乱した音波や反射板を回折した音波も受信すると仮定すると、それらの受信時刻には差が生じるため複数の相関ピークが現れたと考えることができる。

スピーカ角度が0°以上の場合は,先頭から2番目の相関ピーク(位相差0)は相 関波形の中で相対的に大きい。一方,-40°では先頭の3つの相関ピークが小さ くなっていることが見て取れる(図3-20)。これは先ほど述べたようにスピーカの 振動板が前後に振動することでスピーカの後方にも音波が出力されることによ るものと考えられる。つまり、スピーカ後方に出力された音波がスピーカの後面 を透過して伝搬されたため音波の強度が弱まり小さな相関波形として現れたと 考えられる。また、反射板により反射された音波の強度が比較的強いため、スピ ーカ後方から出力された音波の相関波形が相対的に小さくなったと考えられる。

図 3-21 は、図 3-7~3-20 の相関波形の矢印下の相関ピークの時刻を受信時刻 としたときの、反射板の有無による伝搬時間(サンプル数)の違いを示す。スピー カ角度が-40°以外のときは、サンプル数差が3以下である。しかし、スピーカ角 度が-40°のときは7サンプルの差が生じており、どの角度の条件のときよりも 大きい。位相差0の相関ピークは選択した相関ピークよりも2つほど前の相関 ピークと考えられる。このことからも、角度が-40°のときに現れる小さな相関波 形は、スピーカの後方に出力された音波であると考えられる。

次に相関ピークの値から反射板の有無および角度による受信強度の比較を行 う。図 3-22 は矢印下の相関ピークの相関値の最大値で正規化した相関値を示す。 スピーカの角度が 0°~80°までは,反射板を付けることでスピーカ角度の違いに よる相関ピークの差が小さくなっていることが分かる。均一な音波強度を出力 しており広範囲の計測に有利であると考えられる。

また,図 3-23 は矢印下の相関ピークの相関値を示す。スピーカ角度 40 °付近 で反射板の有無による相関値の差はほぼなくなり,20°,0°では反射板を付ける 方が相関値の値が大きくなる。マイクとスピーカの高さが異なる場合でも、マイ クとスピーカの間の距離が離れるほどにスピーカとマイクの角度は小さくなる。 つまり、長い距離の計測を行う場合には反射板付きスピーカの SS 音波強度の方 が高くなり雑音に強くなるといえるため、反射板は有効であると言える。









図 3-21 反射板の有無による受信時間差(サンプル数)



図 3-24 から図 3-43 はマイクロホンの反射板の有無による相関波形を示す。反 射板無しではマイク角度が異なると、相関値の大きさは異なるが相関波形の形 状はほぼ等しい。一方反射板付きでは、相関波形の形状も変化する。図 3-45 か ら図 3-56 に数値計算でもとめた SS 音波が重ね合わされた場合の相関波形を示 す。マイク角度 40°(図 3-29)のときは他の角度のときと比較して 2 番目と 3 番目 の相関ピークの間が広くなっていることが見てとれる。数値計算では 5 サンプ ルの差の重ね合わせのときの相関波形(図 3-50)が同様に 2 番目と 3 番目の相関 ピークの間が広くなっている。また 80°(図 3-33)や 100°(図 3-35)のときは 2 番 目、3 番目、4 番目の相関ピークが同じ程度に大きな値を示している。数値計算 では、7 サンプルの差の重ね合わせのときの相関波形(図 3-52)が同様に 2 番目、 3 番目、4 番目の相関ピークの値が同様の値になっている。

また,図 3-44 は各マイク角度の第2相関ピークの相関値を示す。マイク角度が0°のときは反射板を付けることで6倍程度相関値が大きくなる。しかし,20°以降は同等か反射板を付けた方が小さくなった。

パラボラ反射板では図 3-3(c)で示したように、平面波が反射板に対して垂直に 入ったときに焦点を通る。マイクの角度が 0 °のときは理論通りに反射板から 反射された音波が焦点に集まり音波が増幅されるため、相関値が 6 倍大きくな り、相関波形もほぼ同様の形状を示す。しかし、20 °~180 °は反射板からの 反射波が焦点に集まらず増幅効果が表れない。反射波の重ね合わせの影響や反 射板による透過損失の影響で相関値が減少する場合もあった。











 $\mathbf{5}$

4

3

 $\mathbf{2}$

1

0

-1

-3

-4

相関値










6 まとめ

本章では、音波を測位範囲全体に出力するために、反射板を付けた場合とつけ ない場合のスピーカから出力されたSS音波の受信信号の相関ピーク値と相関波 形から反射板の有効性を評価した。また、反射板付きスピーカが傾いたときにど のように相関ピーク値と相関波形が変化するか確認した。また、計測距離を延ば すためにパラボラアンテナと同様の反射板をマイクに取り付けることで集音効 果を向上させることを試みた。その効果を確認するために受信信号の相関波形 のピーク値と相関波形からパラボラ反射板の有効性を評価した。それぞれの結 果を以下にまとめる。

反射板付きスピーカ

- ・スピーカから出力される音波が平面波であると仮定して反射板を作成したが、
 実際には平面波ではないため複数の相関ピークが出現した。
- ・スピーカ角度が0°~40°のときに反射板付きスピーカの相関ピーク値が反射板
 無しの相関ピーク値より大きくなった。そのため、広範囲の計測を行う場合に
 は適していると言えた。
- ・スピーカ角度が-40°のとき、先頭から3つの相関ピークが相対的に小さくなった。これは、スピーカの後方に出力された音波であると考えられた。

反射板付きマイク

- ・パラボラ反射板を作成し、マイクロホンの集音効果を確認したところ、マイク 角度が0°のときに反射板付きの相関ピーク値が6倍になり有効性を確認でき た。
- ・マイク角度が0°以外では、反射板の反射波による重ね合わせや透過損失により、相関ピーク値は同等か小さくなった。

このことから,反射板を取り付けることで,受信強度が増加するため広範囲の 計測には有利になることが示された。しかし,実際の音波は平面波ではないため 複数の相関ピークが出現する。そのため,計測精度を向上するには,相関ピーク 検出法が重要になることが予想される。 1 研究目的

本章の研究目的は,直接波の相関ピーク検出法の検討を行いグリーンハウス 内の反射波の影響を調べること,温度補償法の検討を行うことである。

SS方式による相関ピーク検出は、一般的に一定周期区間の相関値の最大値を 直接波の相関ピークとする方法とある閾値以上の相関値を直接波の相関ピーク とする方法がある。しかし、一定周期区間内の相関値の最大値を用いる方法では、 反射波の相関ピークが直接波の相関ピークよりも大きい場合に計測誤差が生じ ることになる。一方、閾値を用いた方法は、信号の強度が相対的に小さいか、雑 音が相対的に大きい場合、この閾値の適切な設定は非常に困難になると言われ ている³⁸。閾値を求める方法として、SS音波を含まない受信信号から雑音成分の 相関値を求め、その値を用いて閾値を設ける方法がある²⁴。しかし、雑音の信号 強度や成分が時間的に変化するような非定常な雑音環境には対応し難い。さら に、送信したSS音波信号とは異なるSS音波信号との相関値を雑音成分として閾 値に用いる方法もあるが、計算量が増大するという問題がある²⁵。少ない計算量 で適切な閾値を決定することが重要である。

そこで,SS 音波と雑音の信号強度比が異なる場合,時間的に信号強度比が異なる場合,雑音成分が異なる場合でも雑音の相関値が同様の値となるように,受信信号強度および相関値の極大値の平均と分散値を用いて正規化した相関値と相関値の時間的変化の割合を用いた雑音とSS音波の直接波の識別処理を提案した。この識別処理を用いてグリーンハウス内で測位を行ったときの測定精度について述べる。

また、グリーンハウスは太陽光を取り入れるために、ガラスやビニールで天井 や壁を構築する。そのため、太陽の影響を受けるため、季節、天候、時間により グリーンハウス内の温度は変化する。また、地面や作物の蒸散による熱の吸収な どによりグリーンハウス空間内に温度むらが生じることが考えられる。音速は温 度が1 ℃異なると0.61 m/s変化する。例えば、音波を用いて50 mの距離計測を行 う場合に音速計算に用いる温度の誤差が1 ℃あると約50 mmの誤差が生じるこ とになる。そのため、グリーンハウス空間の温度推定は測位精度に大きな影響を 与えるため非常に重要であるが、上述したように、時々刻々と変化し、さらに温 度むらがある空間温度の正確な測定は難しい。本研究では、基地局法による温度 補償を行った場合の測定精度を評価した。 2 測位原理と測位システム

2-1 測位原理と測位システムの概要

図 4-1 に本報告で用いた測位システムのブロック図を示す。測位範囲の3箇所 にマイクロホン(MP0404UD: Knowles Electronics)を設置する。第Ⅲ章の第2節で 説明した方法で作成した SS 音波を PC(OS:Windows XP, CPU:Core 2 Duo processor 2.66 GHz, RAM:3 GB)で作成し、オーディオインターフェイス(Octa-Capture: Roland Corporation), スピーカアンプ(Kama BayAmp Rev. B: Scythe Inc.), 測位用 スピーカ(NT1-204-8D:株式会社 ARI)を通して 500 ms 毎に送信される。オーディ オインターフェイスのサンプリング周波数は96kHz, サンプリングビットは16 bit とした。スピーカおよびマイクは第Ⅲ章で示した反射板を取り付けている。 送信された SS 音波は, 測位空間を伝搬し, マイクロホンで受信される。マイク ロホンで受信された信号はアンプ,オーディオインターフェイスを通して PC に 入力される。また、SS 音波の送信時刻を通知するためにトリガ信号を SS 音波 と同時に送信する。トリガ信号はPC で作成し、オーディオインターフェイスの 出力から入力へ電線を通して送信され,再び PC に入力される。トリガ信号が PC に入力されると、マイクロホンからの受信信号を 240 ms 分録音する。240 ms 分 の受信信号を用いて相関計算を行う(式(4-1))。

$$c_{i}(t) = \sum_{\tau=0}^{N} r_{i}(t+\tau) s_{r}(\tau)$$
(4-1)

ここで,iはマイクロホン番号, $r_i(t)$ は受信信号, $s_r(\tau)$ は参照信号, $c_i(t)$ は相関 値、NはSS音波長を示す。相関計算後、相関ピークを検出し、その時刻をSS音 波の受信時刻triとする。トリガ信号の受信時刻trrと計測された SS 音波の受信 時刻から,スピーカから各マイクロホンまでの距離d;を式(4-2)のように求める。

$$d_i = (t_{ri} - t_{rT})v_i$$

$$v_i = 331.5 + 0.61 (T_i + T_s)/2$$
(4-2)

(4-2)

ここで、viはスピーカからマイクロホンiまでの音速、Tiはマイクロホンi付近の 温度,T_sはスピーカ付近の温度とする。つまり,スピーカとマイクロホンiの間 の温度は、スピーカ付近とマイクロホンi 付近の温度の平均とした。各温度は、 温度計(温湿度センサ 9680-50:HIOKI)を用いて計測した。各マイクロホンの位置 $\epsilon P_i(x_i, y_i, z_i)$, スピーカの位置を $P_s(x_s, y_s, z_s)$ とすると,

$$d_i = \sqrt{(x_s - x_i)^2 + (y_s - y_i)^2 + (z_s - z_i)^2}$$
(4-3)

が成り立つ。ここで各マイクロホンの位置が既知であると未知数はスピーカの3 次元座標の3つとなる。そのため、3つのマイクロホンがあれば式(4-3)は3つ作 成できるためスピーカの3次元座標が推定できる。また、式(4-3)は非線形の連 立方程式となるため、逐次近似法により解を得た³⁹⁾。



図 4-1 測位システムのブロック図

2-2 相関ピーク検出法

受信信号から相関値を計算すると受信強度によって相関値の大きさが変わる。 そこでまず,式(4-4)のように受信信号強度p(t)による正規化を行った。

$$p(t) = \sqrt{\sum_{\tau=0}^{N} r(t+\tau)^2 / N}$$
(4-4)

 $c_{i1}(t) = c_i(t) / p(t)$

次に,相関値が異なる雑音でも同程度の値となるように,式(4-5)を用いてさら に正規化した。

 $c_{i2}(t) = c_{i1lm}(t) / (c_{i1lmAve} + c_{i1lmStd} \times 4)$ (4-5)

ここで、 $c_{i1lm}(t)$ は $c_{i1}(t)$ の極大値、 $c_{i1lmAve}$ は極大値の平均、 $c_{i1lmstd}$ は極大値の標準偏差とする。ここで $c_{i2}(t)$ を正規化相関値とする。 $c_{i1lm}(t)$ がガウス分布に従うと仮定したとき、ほぼ全て(99.997%)の値で1以下になる。さらに、相関値の変化の割合(相関値比) $c_{iR}(t)$ を式(4-6)のように計算する。

 $c_{iR}(t) = c_{i1lm}(t) / c_{i1lmMax}(t)$

$$c_{i1lmMax}(t) = max[c_{i1lm}(0), c_{i1lm}(t-2)]$$
(4-6)

ここで、 $c_{i1lmMax}(t)$ は相関値の極大値 $c_{i1lm}(t)$ より 2 点前の相関値の極大値 $c_{i1lm}(t-2)$ から受信信号の先頭の相関値の極大値 $c_{i1lm}(0)$ の間の最大値とする。 2 点前の相関値の極大値からとするのは、図 2-2(b)右図のように位相差 0 の相関 ピークの前に1つ相関ピークがあり、その影響を避けるためである。相関値比 を用いることで、直接波の相関値が低い場合でも、雑音の相関値と比較して大き ければ検出が可能になる。

2-3 基地局法による音速補償方法(図 4-2)

測位用スピーカから SS 音波を出力してから 250 ms 後に基地局用スピーカから SS 音波を出力する。受信した SS 音波信号に対して基地局から送信した SS 音波信号の参照信号を用いて相関処理および相関ピークの検出を行い,各マイクまでの伝搬時間*t_{iB}を*計測する。そして式(4-7)のように音速*v_{iB}*を推定する。

$$v_{iB} = d_{iB}/t_{iB} \tag{4-7}$$

ここで、 d_{iB} は各マイクロホンiと基地局の間の距離を示す。また、360度方向の 全ての音速 $v_c(\theta)$ を式(4-8)により推定する(図 4-2(b))。

$$v_{c}(\theta) = \begin{cases} v_{2B} + (v_{3B} - v_{2B}) \frac{\theta + 2\pi - \theta_{2B}}{(\theta_{3B} + 2\pi - \theta_{2B})} & (0 \le \theta < \theta_{3B}) \\ v_{3B} + (v_{1B} - v_{3B}) \frac{\theta - \theta_{3B}}{(\theta_{1B} - \theta_{3B})} & (\theta_{3B} \le \theta < \theta_{1B}) \\ v_{1B} + (v_{2B} - v_{1B}) \frac{\theta - \theta_{1B}}{(\theta_{2B} - \theta_{1B})} & (\theta_{1B} \le \theta < \theta_{2B}) \\ v_{2B} + (v_{3B} - v_{2B}) \frac{2\pi - \theta}{(2\pi - \theta_{2B})} & (\theta_{2B} \le \theta < 2\pi) \end{cases}$$
(4-8)

ただし、 θ_{iB} は基地局の位置に対するマイクロホンiの角度を示す。この式は、基 地局の音波から直接求めた 3 つの音速の間の音速を角度によって線形補完する ことで 360 度方向すべての音速を表現している。補償された音速 $v_c(\theta)$ を計算す るためには、SS 音波の伝搬方向 θ が必要である。そのため、上述の式(4-2)、(4-3) により求めた測位用スピーカの推定位置 $P_s(x_s, y_s, z_s)$ を利用して、マイクロホ ンi への SS 音波の伝搬方向 θ_i を求める(図 4-2(c))。補償後の測位用スピーカとマ イクロホンiまでの距離 d_{ci} は、

$$d_{ci} = (t_{ri} - t_{rT}) v_c(\theta_i) \tag{4-9}$$

となる。このように求めた距離 d_{ci} を用いて式(4-3)と同様の連立方程式を立て、 逐次近似法により補償後の測位位置 $P_{cs}(x_{cs}, y_{cs}, z_{cs})$ を求める。





(a) マイクロホンと測位用および基地局用スピーカの位置関係

- (b) 基地局法で作成される 360 ° 方向の音速
- (c) 測位用スピーカとマイクロホンの位置に対する音速

3 実験方法

3-1 数値計算による相関ピーク検出法の評価

まず,SS 音波と雑音の信号強度比(SNR)が異なるときに,正規化相関値と相関値比の値がどのように変化するかを確かめる。そのために,雑音として白色雑音を用い,SS 音波と雑音の信号強度比を 5 dB から-30dB まで-5 dB 毎に変化させて計算した。

次に、異なる雑音が重ね合わされたときに、正規化相関値と相関値比の値がどのように変化するかを確かめる。そのために雑音として、周波数成分が-60 dB / 48 kHz と線形に減衰する一種のピンクノイズと 18 kHz と 24 kHz の単一周波数 波をノイズとして用いた。SS 音波と雑音の信号強度比は-40 dB として計算した。

さらに、相関計算を行う時間範囲で、非定常な強度の雑音が重ね合わされたときに、正規化相関値と相関値比の値がどのように変化するかを確かめる。そのために、信号強度比が-15 dB の白色雑音を 1.0, 5.2, 10.4, 20.8, 41.7, 83.3, 166.7 ms の時間重ね合わせて(図 4-3)計算した。



図 4-3 SS 音波と雑音を重ね合わせた波形

3-2 グリーンハウス内における測位実験

実験は 2013 年 10 月 13 日(快晴)に愛媛県東温市の一般農家のグリーンハウス 内で行った(図 4-5)。ハウスの大きさは間口 4 m,奥行き 12 m,高さ 2 m 程度で ある。また農産物(葉菜類)は、ハウス内の東北の位置のみに栽培してある。マ イクロホンの設置位置と測位位置を図 4-4 に示す。マイクロホンは地面から 1.5 m,基地局用スピーカは 1.0 m,測位用スピーカは 0.5 m の高さに設置した。栽 培してある農産物が障害物とならないように見通せる位置に設置した。スピーカの出力音圧レベルは 85 dB とし,暗騒音は 65 dB であった。計測中のハウス内 温度は平均 29.7 ℃,最高 34.5 ℃,最低 24.3 ℃であった。また,ハウスを閉じ た状態で行ったため風は無かった。各測位位置で 50 回の計測を行った。



図 4-4 マイクロホン,基地局用スピーカの設置位置と測位位置



図 4-5 グリーンハウス

4 実験結果と考察

4-1 数値計算による相関ピーク検出法の評価

数値計算により求めた雑音とSS 音波の正規化相関値と相関値比を図 4-6 から 図 4-11 に示す。図 4-6 は雑音として白色雑音を用い,SS 音波と雑音の信号強度 比を 5 dB から-30dB まで-5 dB 毎に計算した結果を示す。全ての信号強度比の ときに正規化相関値の値は 1 を下まわっている。信号強度比が大きくなると雑 音の正規化相関値は小さくなる傾向にあり,5 dB のときの正規化相関値は最大 で 0.6 であった。図 4-7 に各信号強度比のときの SS 音波の正規化相関値と相関 値比を示す。全ての信号強度比で正規化相関値は 1 以上となる。

図 4-8 は、ピンクノイズ、単一周波数波(18 kHz と 24 kHz)を雑音としたと きの正規化相関値と相関値比を示す。白色雑音のときと同様に、正規化相関値は 全て1を下まわっている。また、図 4-9 はそれぞれの雑音を重ね合わせたときの SS 音波の正規化相関値と相関値比を示す。正規化相関値は全て1以上の値を示 している。

図 4-10 は、非定常雑音を重ね合わせたときの雑音の正規化相関値と相関値比 を示す。正規化相関値の値は、上述同様に全て 1 を下まわっている。また図 4-11 は、非定常雑音が重ね合わされたときの SS 音波の正規化相関値と相関値比を 示す。正規化相関値は全て 1 以上の値を示している。

このように、SS 音波と雑音の信号強度比, 雑音の種類, 雑音強度の時間変化 に関わらず, 雑音の正規化相関値は1を下まわることが分かった。そのため, 正 規化相関値が1以上の場合はSS 音波と判断できる。また, 雑音の相関値比の値 は全てにおいて2を下まわっている。また, 雑音の正規化相関値はピンクノイ ズのように条件によっては0.6以下となった。よって, 正規化相関値が0.6以上 で相関値比が2以上の場合もSS 音波と判断できる。図4-12は, 信号強度比が-30 dB の白色雑音を重ね合わせたときの相関値比を示す。SS 音波はサンプル数 が8192の位置に存在し, そのときの相関値比が大きくなっている。しかし, 先 頭から 200 サンプル程度までの相関値比も比較的大きくなっている。相関値比 は式(4-6)のように計算しているため, 正規化相関値の偏差が大きい場合は先頭 から数点は値が大きくなると考えられる。

以上から,SS 音波の相関ピークを検出する閾値を以下のように決定した。

- 1. 正規化相関値が 1.1 以上のとき
- 2. 正規化相関値が 0.6 以上かつ相関値比が 2 以上のとき ただし, 200 サンプル(2 ms)以降のデータからとする





4-2 グリーンハウス内における測位実験

正規化相関値と相関値比を用いて相関ピーク検出を行った結果、測位位置 6(図 4-4 の○の 6)以外では全て直接波の相関ピークを検出できた。測位位置 6 で は、マイクロホン2で受信した音波信号を処理した場合に50回の計測の内1回 誤検出があり 1.6 m の誤差が生じた。 マイクロホン 2 で受信した信号において誤 検出をしたときの相関波形(受信強度で正規化後(式(4-4))の波形)を図4-13(a)に示 す。図から分かるように直接波の相関値が反射波の相関値よりも小さくなって いることが分かる。この原因として, 直接波と反射波の重ね合わせによる相関値 の減少が考えられる。図 4-13(b)左図に、SS 音波信号の 0.021 ms 後に同じ SS 音 波信号を重ね合わせた場合に相関処理を行ったときの相関波形を示す。図 2-2(b) 右図と比較すると、位相差0の時の相関値が約1/4に減少することが分かる。ま た, 図 4-13(b)右図に図 4-13(a)に示した相関波形の直接波部分の拡大図を示す。 図 4-13(b)右図の直接波の相関波形(点線部分)は図 4-13(b)左図の相関波形と同様 に中央の相関波形が減衰していることが分かる。また、0.021 ms という時間差は 約7mm という距離差に相当する。測位位置6はハウスの側面の壁から約150 mm, マイクロホン2は約300 mm という位置であった。壁が垂直平面であると 仮定し、また壁への入射波と反射波の角度が等しいときの反射波が受信された と考えたときに、直接波と反射波の伝搬距離の差は約12mmであった。そのた め、ハウスの壁の反射波が原因で、図 4-13(b)左図のような相関値となる可能性 があったと言える。また、図 4-13(a)のように反射波の数が多くしかも直接波の 相関値より大きい場合、全体の相関値の極大値の平均値や標準偏差が雑音のみ の場合と比較して大きくなるため、式(4-5)による正規化処理では全体の相関値 が小さくなってしまう。特に図 4-13(a)のように反射波により直接波の相関値が 減少した場合にはその影響が大きくなる。その結果,直接波の相関ピークを検出

できなかったと考えられる。

また,測位位置 6 でのマイクロホン 1 と 3 の受信信号における相関波形を図 4-14(a)(b)に示す。先頭から 3~5 つの相関ピークが小さくなっている。図 4-14(c) にスピーカをマイクロホンの逆方向に 40°傾けたときの相関波形を示す。図 4-14(a)(b)と同様に先頭から 3 つの相関ピークが小さくなっている。ハウスの地面 は土であり,測位位置 6 はハウスの壁際であった。壁側の土が少なく,スピーカ がマイクロホン 1 と 3 に対して図 4-14(c)のように傾いていた可能性がある。





⁽a)直接波と反射波の相関波形

⁽b)直接波から 0.021 ms 遅延した反射波がある場合の相関波形(左図)と直接波の 相関波形(右図)





(測位位置 6, マイクロホン1と3の受信信号による処理結果)

(a) マイクロホン1の相関波形

(b) マイクロホン3の相関波形

(c) マイクロホンの逆方向にスピーカを 40° 傾けたときの相関波形

図4-15(a)(b)(c)に基地局により音速の補償をした場合としなかった場合の各測 位位置での平均測距誤差(黒棒は補償しなかった結果,白棒は補償した結果)と標 準偏差(エラーバー)を示す。また、棒グラフの上の数字はトータルステーション で計測した測位用スピーカと各マイクロホンの間の距離(m)を示す。ただし、測 位位置6においてマイクロホン2までの距離計測に50回の計測の内1回の計測 で直接波の相関ピークの誤検出があり1.6mの誤差を生じたが、その誤差は図 6(b)に含んでいない。また、測位位置6においてマイクロホン1と2では、図4-14に示したように先頭の相関ピークが比較的小さかった。そのため、50回の計 測中に、先頭の相関ピークを検出する場合と後方の相関ピークを検出する場合 があり、誤差の標準偏差が他の位置と比較して大きくなった。

測位位置 6 以外は直接波の相関ピークを検出できたが,補償前の距離計測の 最大誤差は 74 mm (測位位置 5, マイクロホン 2)と大きかった。誤差要因として 音速に影響する温度について考える。測位位置5における温度は,28.5 ℃(マイ クロホン1付近), 31.8 ℃(マイクロホン2付近), 31.7 ℃(マイクロホン3付近), 32.7 ℃(スピーカ付近)であった。スピーカとマイクロホン 2 付近での温度差は 0.9 ℃であるがマイクロホン1付近での温度差は3.2 ℃であった。そのためグリ ーンハウス内の空間には温度勾配があったと言える。補償前の音速の計算に利 用する温度は、スピーカとマイクロホン付近の温度の平均値を用いたため、スピ ーカとマイクロホン間の正確な温度とは言えない。そのため距離計測に誤差が 生じたと考えられる。温度計測の誤差は音速の誤差となるため、計測する距離が 長いほど誤差が大きくなる。測位位置 5 とマイクロホン 2 までの距離は約 8 m であった。例えば、音速の計算に3℃の温度誤差があると8mの計測で69mm の誤差となる。また、図 2-2(b)右図から分かるように、直接波の相関値に3つの 大きな相関ピークが存在するが、中央のピークが位相差 0 の相関値である。本 ピーク検出では、この3つの相関ピークの識別処理は行っていない。そのため、 先頭のピークを検出する場合がある。その誤差は、受信信号の4 サンプル分で あり、距離にすると約14mmである。より精度を高めるには、直接波の中央の 相関ピークを検出する方法が必要となる。

直接波の相関ピークを検出できた場合、基地局法による補償を行うと距離計 測の平均誤差は 70 mm 以内を 50 mm 以内(図 4-15)に、測位の平均誤差は 75 mm 以内を 55 mm 以内(図 4-16)に改善した。基地局法による補償の有無に関係なく、 測位誤差の標準偏差は10mm以内であり改善しなかった。図4-15(c)はマイクロ ホン3までの測距誤差である。マイクロホン1と2の結果と比較して全体的に 補償後の平均誤差が大きくなっている。図 4-15(d)の実線は,基地局から出力さ れた SS 音波の伝搬時間計測による誤差が 0.042 ms(搬送波周波数 24 kHz のとき の1つの相関ピーク間隔分の時間差)のときに生じる測距誤差を示す。本実験で の相関ピーク検出処理では直接波の3 つの相関ピークの識別処理を行っていな い。そのため、1 つの相関ピーク間隔分の時間差分の誤差が生じる場合がある。 黒実線は, 基地局とマイクロホン間の距離が 4 m の場合を示し, これは本実験 のマイクロホン3までの距離計測に対応する。また、濃い灰色線は基地局とマ イクロホン間の距離が6mの場合を示し、これはマイクロホン1、2までの距離 計測に対応する。基地局から出力された SS 音波の伝搬時間計測による誤差は, 距離を計算するときに用いる音速の誤差となるため、測距誤差は計測距離が長 くなるにつれて線形的に大きくなる。そのため,補償後の計測誤差も計測距離が 長いほど大きくなる傾向にある。さらに,基地局とマイクロホン間の距離が短い 方が測距誤差の傾きが大きくなる。そのため、マイクロホン1、2より基地局と

の距離が短かったマイクロホン3までの測距誤差の方が大きくなったと言える。

また、マイクロホン3の測位位置1、2のように補償前の計測誤差に比べて補 償後の誤差が10 mm以上大きくなった場合がある。これは、上述した基地局法 から送信されたSS音波の伝搬時間の計測誤差による影響が補償前の誤差より大 きかったためだと言える。図 4-15(d)の破線に音速計算に用いる温度計測に誤差 があった場合の測距誤差を示す。黒破線は温度誤差が2℃のとき、濃い灰色破 線は温度誤差が1.5℃のときの距離計測誤差である。基地局とマイク間の距離 が4 m の場合、温度計測の誤差が約2℃のときと対応する。つまり温度計によ る測距空間の温度推定の誤差が2℃より小さいときは、基地局法による音速補 償の効果は期待できないことになる。

基地局法による音速補償の精度を向上するには、3 つの相関ピークの識別を行い、中央の相関ピークを検出する必要がある。その他の誤差要因としては、トータルステーションによるスピーカとマイクロホンの計測距離と実際の音波が伝搬する距離の差(設置誤差)、サンプリング周波数による分解能が考えられる。また、上述の誤差は計測距離に依存しないため基地局とマイクロホン間の距離が長いと改善される。図 4-15(d)の薄い灰色の実線は基地局とマイクロホン間の距離が10mのときの測距誤差、薄い灰色の破線は温度誤差が1 ℃のときの測距誤差を示す。基地局とマイクロホン間の距離を10m以上とすることで温度誤差が1 ℃のときに生じる測距誤差よりも計測精度を向上することができる。基地局を測位範囲の中央に設置する場合、基地局とマイクロホン間の距離を10m以上にするためには、測位範囲は約 15m四方以上である必要がある。今回のような4mx12mのような小さなグリーンハウスには基地局法は向かないが、中規模から大規模のグリーンハウスでは有効な手段となりえる。

図 4-17(a)(b)(c)に, 測位用スピーカおよび基地局用スピーカから送信された SS 音波の直接波の相関ピークの中央の値を検出し, さらに測位位置 4 において生 じる誤差を設置誤差として補正した場合の測距誤差を示す。基地局法による補 償により, マイクロホン1では平均誤差 17 mm を 4 mm に, マイクロホン2 で は平均誤差 34 mm を 9 mm に, マイクロホン3 では 16 mm を 4 mm に改善した。 また, 測距誤差はどの測位位置でも同程度であった。そのため, 基地局の音波か ら直接求めた 3 つの音速の間の音速を角度によって線形補完することで, 360 度 方向すべての音速を精度よく表現できたといえる。

図 4-17(d)に 2 次元誤差を示す。基地局法を用いることで全ての測位位置において測位精度を改善した。また、補償後の測位位置 5 の誤差が比較的大きいのは、スピーカとマイクロホンの幾何学的位置関係による誤差である。図 4-5 のように長方形の短辺にマイクロホン 1,2 を配置したため、マイクロホン 3 に近づく程に x 軸方向の計測精度が劣化する。測位位置 5 の各マイクロホンまでの測

距誤差は 10 mm 以内と高精度に計測しているが, x 座標の誤差 39 mm, y 座標の 誤差 4 mm と x 座標の誤差が大きくなった。幾何学的位置関係による誤差を評価 する指標に精度劣化指数(DOP: Dilution Of Precision)がある⁴⁰⁾。この指標を用い て幾何学的誤差が小さくなるようにマイクロホンの配置する位置と数を決める ことで測定精度は向上できると考える。例えば, 3 つのマイクロホンを用いる場 合, 今回のように短辺に 2 つのマイクロホンを設置するより,長辺に 2 つのマ イクロホンを設置する方が DOP は改善される。



図 4-15 計測誤差

(a) マイク1までの測距誤差
(b) マイク2までの測距誤差
(c) マイク3までの測距誤差

(d) 基地局から送信された SS 音波の 3 つの相
 (関ピークの先頭を検出した場合に生じる誤差
 (実践)と温度誤差により生じる誤差(破線)



(a) マイク1までの測距誤差 (c) マイク3までの測

- (b) マイク2までの測距誤差
- (c) マイク3までの測距誤差
- (d) 測位誤差 (2 次元位置)

5 まとめ

本章では,直接波の相関ピーク検出法の検討を行いグリーンハウス内の反射 波の影響を調べること,温度補償法の検討を行うことを目的に研究を行った。

相関ピーク検出では,正規化相関値と相関値比の2つの特徴量を用いた直接 波の相関ピーク検出法を提案し,数値計算による雑音耐性とグリーンハウス内 での測位実験により本手法の反射波に対する有効性を評価した。また,グリーン ハウス内の温度変化による音速変化を補償する方法に基地局法を用い,グリー ンハウス内で測位実験を行った。それぞれの結果について以下にまとめる。

相関ピーク検出法について

- ・正規化相関値と相関値比の2つの特徴量を用いた相関ピーク検出法の雑音耐 性を数値計算により評価したところ,SS音波と雑音の信号強度比,雑音の種 類,雑音強度の時間変化に関わらず,雑音の正規化相関値は1を下まわるこ とが分かった。そのため,正規化相関値が1以上の場合はSS音波と判断でき ると考えた。また,雑音の相関値比の値は全てにおいて2を下まわっていた。 また,雑音の正規化相関値は条件によっては0.6以下となる場合もあった。よ って,正規化相関値が0.6以上で相関値比が2以上の場合もSS音波と判断で きると考えた。よって,SS音波の相関ピークを検出する閾値を以下のように 決定した。
 - 1. 正規化相関値が 1.1 以上のとき
 - 2. 正規化相関値が 0.6 以上かつ相関値比が 2 以上のとき

ただし,200 サンプル(2 ms)以降のデータからとする

- ・グリーンハウス内の9カ所の測位位置のうち8カ所で直接波の相関ピークを 検出できた。
- ・1カ所で直接波の相関ピークを検出できなかった原因は、グリーンハウスの反 射波の影響で直接波の相関ピークが減衰したこと、その場合に反射波の相関 ピークの数が多くまた直接波の相関ピークより大きい場合、正規化処理で全 体の相関値が小さくなることであった。
- ・測距誤差は、グリーンハウス内の温度勾配により定点の温度計測からの温度推 定では正確な音速を推定できなかったこと、直接波の3つの相関ピークの識 別を行っていなかったこと(14 mm 程度の誤差)であった。

基地局法による温度補償について

- ・基地局法による補償無しの測位誤差は 75 mm 以内,補償有では 55 mm 以内で あり 20 mm の誤差が改善した。
- ・誤差要因は、3つの相関ピークの識別を行っていなかったこと(0.042 ms の SS

音波伝搬時間誤差),基地局用スピーカとマイクロホンの距離が4m程度と近距離であったため先述の伝搬時間誤差が温度推定誤差2℃のときと同等であったこと,設置誤差をキャリブレーションしていなかったことであった。

- ・どの位置でも測距誤差に大きな違いがなかったことから,360 ° 方向の音速推定に,基地局用スピーカから送信された SS 音波の伝搬時間から直接求めた音速同士を角度に対して線形補完することで十分であることが分かった。

これらのことから、反射波の影響を低減し、3つの相関ピークを識別するための相関ピーク検出法が計測精度を向上させるためには必要であると言える。3つの相関ピークが出現するのは、搬送波周波数2周期分をM系列符号の1つ分としたことと、受信信号に対して送信したSS音波信号を直接用いて相関処理を行ったためである。相関処理を行う前に、搬送波成分を除去する処理を行うと、M系列符号の自己相関波形と同様な波形となり、相関ピークは1つとなる。また、反射波の影響は、相関波形の重ね合わせにより、相関ピークが減少することで生じる。これは、相関波形の極大値と極小値が重なることでおこる。これも搬送波成分を除去することで、M系列符号の自己相関波形と同様な波形となり、極小値成分が減少されることから、反射波による相関ピークの減衰が低減できる。このように受信処理を改善することで計測精度を向上することが期待できる。

第Ⅳ章

V 計測周期の高速化

1 研究目的

今までのSS音波測位システムは、計測周期が0.2~0.5 sと遅いことが自走式農 作業機械用の測位システムとして導入するための一つの大きな問題であった。こ れは、SS音波を1つのM系列符号で作成しており、SS音波の出力間隔を計測する 最長距離の音波の伝搬時間よりも長くする必要があったためである。今まで音波 による測位システムの研究や開発は、そのほとんどがオフィス内や工場内で利用 することを目的としており、計測距離は最長でも十数メートル程度と短いため、 計測周期に関しては問題になることがなく、その報告も少ない^{41),42)}。一方、広い 場所で利用するには、数メートルおきにスピーカまたはマイクを計測範囲に配置 する必要がありシステム価格が高くなる。しかし、近年の日本の農業の経営規模 拡大に伴い施設経営でも1 haを超えるような規模で経営する農家も増えてきてお り、安価なシステムにするにはできるだけ少ない装置で広い範囲を計測すること が必要となる。

GPS 電波には時刻情報や航法情報などのデータが付加されており、そのデータ と電波の受信時刻を用いて計測を行っている。また、水中では電波を用いての通 信が困難であるため、音波を用いた測位と通信が主流であり、海底の地殻変動の 観測や AUV(Autonomous Underwater Vehicle)の制御など多く研究開発されている ^{43),44),45)}。空気中でも測位と通信を行えば, GPS のように時刻情報が付加できるた め、測定最大距離に関係なく SS 音波を連続的に送信することが可能となる。し かし,空気中では伝搬速度が遅いため通信速度も遅くなり時刻情報を送ることは 難しい。そこで、時刻の代わりに出力順番を付加し、SS 音波を連続的に送信する ことで計測周期を高速化する方法を新たに提案する。また、空気中での無線通信 は電波が主流であり, 音波を用いた通信の研究は少数あるものの, 数メートル程 度の短い距離の通信がほとんどである⁴⁰。これまでの著者らの研究で,SS音波 を用いて 50 m の距離を計測することができている。このような距離でも距離計 測とデータ通信が同時にできれば、SS 音波の出力順番の情報を付加することが でき、計測周期の高速化ができる。また、温度などの測位に必要な情報も付加す ることができればより安価なシステムにすることが期待できる。そこで本研究で は、計測周期を高速化するために出力番号をデータとして SS 音波に付加して、 50mの距離まで計測したときの計測精度について評価を行った。

2 計測周期の高速化方法

提案する高速化手法と比較するために、よく用いられている音波を用いた距 離計測方法の原理を今一度示す。まず送信機では音波とトリガ信号を同時に出 力する。トリガ信号は音波の出力タイミングを受信機に通知する目的で用いら れ, 音速よりも十分に速い電波や光が多く利用されている。 受信機では, トリガ 信号と音波を受信し、各々の受信時刻の差から送信機と受信機の間の音波の伝 搬時間を計測している。 そして, 計測した音波の伝搬時間に音速を掛けることで 距離が求まる。図 5-1 にトリガ信号と音波の出力タイミング(RT と ST)と,想定 する最長距離で計測を行った場合のトリガ信号と音波の受信タイミング(RR と SR)を示す。図 5-1(a)に示すように、音波とトリガ信号の出力時間間隔Tintervalが、 音波の長さ T_{SS} と想定する最長距離 d_{max} を伝搬する音波の伝搬時間 Δt_{max} (以下, 最長伝搬時間と称する)よりも長いとき、同時に出力された音波とトリガ信号の 受信信号の対応付けが容易に行える。一方図 5-1(b)に示すように,音波とトリガ 信号の出力時間間隔が, 音波の長さと最長伝搬時間よりも短いとき, 同時に出力 された音波とトリガ信号の受信信号の対応付けが困難になる。このことから従 来法では,式(5-1)が成り立つように,音波の送信間隔T_{interval},つまり計測周期 は計測する音波の長さ T_{SS} と最長伝搬時間 Δt_{max} 以上にする必要があった。

$T_{interval} \ge \Delta t_{max} + T_{SS}$

(5-1)

次に,SS 音波と受信処理について述べる。SS 音波は,M 系列符号を用いて作 成できる ¹⁹⁾。M 系列符号には優れた自己相関特性があり,符号の位相差が 0 に おいて自己相関値は 1, 位相差が 0 以外の時は自己相関値が符号長M_n(=2^k-1) の逆数の値になる。この特性を用いることで、雑音耐性や信号識別性に優れた処 理が可能になる。また、符号長M_pが長くなると、符号の位相差が0の自己相関 値が相対的に大きくなる。そのため,符号長M_nが長いほど雑音耐性や信号識別 性は向上するが、相関処理の計算量は増大する。図 5-2 に M 系列符号を用いて 2進位相シフトキーイング(BPSK)による変調を行うことで作成した SS 音波の波 形を示す。図中の1番上の矩形波はM系列符号を示しており、符号の値が0の とき+1,1のとき-1と置き換えている。上から2番目の単一周波数の波形は搬送 波を示している。上から 3 番目の波形は,M系列符号と搬送波を掛け合わせて 作成された波で, これを SS 音波の信号として用いている。このとき, M 系列符 号の0と1は、搬送波の位相が180°反転することで表現される。また変調周期 (チップ長) T_c [s]は M 系列符号の 1 つの符号の時間幅を表す。そのため, SS 音 波の長さ T_{SS} は $M_n \times T_c$ となる。送信機では、この SS 音波をトリガ信号と同時に 一定周期間隔で出力する。受信機では,音波の受信信号に対し,送信された SS 音波の参照信号で相関値を計算する。上述した M 系列符号の性質より, 受信音

波の SS 音波と SS 音波の参照信号の符号の位相差が 0 の時刻で,相関値は高い値(相関ピーク)を示し,この相関ピークを検出することで,SS 音波の受信時刻が計測できる。例えば,符号長 M_p が 255 の M 系列符号を用いて,チップ長 T_c を 1.7×10^{-4} s,搬送波周波数を 24 kHz で SS 音波を作成すると約 42.5 ms の長さに なる。音速を 340 m/s としたとき,最長 50 m の距離を計測するには,音波の伝 搬時間の 147 ms と SS 音波の長さ 42.5 ms を足し合わせた 190 ms 以上の計測周 期にする必要がある。これより,計測周期は約 0.2 s となる。 RTK-GPS の計測 周期が 1/20 s 程度であるため,GPS の代替技術にするためには改善が必要であ る。



図 5-1 計測距離と音波の出力タイミング: (a)従来法, (b)従来法の課題



図 5-2 SS 音波(従来法)

以下に, SS 音波に出力番号を付加することで計測周期を高速化する方法について述べる。

2-1 SS 音波

計測周期が計測の最長距離に依存させないためにSS音波に出力番号を付加する。図 5-3 に示すように、出力番号(①,①,②,③)を付加することで、SS音波の出力間隔を最長伝搬時間とSS音波の長さより短くしてもトリガ信号との対応付けが可能である。このときの最短の計測周期はSS音波の長さとなり、任意のSS音波の長さを利用することで計測周期を短縮できるようになる。例えば、上述した条件と同様に、符号長 M_p が255のM系列符号を用いて、チップ長 T_c を1.7×10⁻⁴ s、搬送波周波数を24 kHz でSS音波を作成すると約42.5 msの長さになるため、計測周期は約1/20 sとなる。つまり、この計算周期はRTK-GPSと同等の計測周期であり、SS音波を用いた従来法の計測周期(約0.2 s)の4倍の速さを実現できる。

図 5-4 に、この方法による SS 音波の概要を示す。SS 音波は、出力番号のデー タを 1 つの符号長 M_p の M 系列符号で拡散した後、BPSK により変調した信号で 構成される。本報告で述べる距離計測実験では、M 系列符号の符号長 M_p には 255 を、チップ長 T_c には1.7×10⁻⁴ s を用いた。そのため、SS 音波の長さ(計測周期) は 42.5 ms になった。また、計測の最長距離を 50 m とすると、音波の最長伝搬 時間は 147 ms となる。よって、出力番号が 4 つあれば (170 ms(=42.5 ms × 4))、 最長伝搬時間を満たすことになる。また、復調で搬送波の位相と同期をとる必要 がある。そのため、本実験では先頭の 2 bit を位相同期用、後ろの 2 bit を出力番 号用とし、図 5-4 で示すように合計 4 bit のデータを 1 つの符号長の SS 音波に付 加した。このときの伝送速度は 94 bits/s である。4 bit のデータは, M 系列符号 で拡散されるときは, データの値が 0 のとき+1, 1 のとき-1 として計算した。ま た, 搬送波周波数は 24 kHz, サンプリング周波数*F*_sは 96 kHz とし, トリガ信号 は出力番号が 0 のときのみ SS 音波と同時に出力した。

2-2 受信処理

まず,M 系列符号の符号同期を行うために符号捕捉を行い,その後同期を保 持するための符号追跡を行う。次に,復調を行い出力番号のデータを取得し,ト リガ信号の受信時刻および SS 音波の受信時刻と出力番号から SS 音波の伝搬時 間を求める。符号捕捉および符号追跡では遅延ロック弁別器を用いて得られる S 曲線を利用する。そこでまず,本実験で用いた遅延ロック弁別器について簡単に 説明し,S 曲線の特徴について説明する。その後,符号捕捉および符号追跡につ いて説明し,トリガ信号の受信時刻および SS 音波の受信時刻と出力番号から SS 音波の伝搬時間を求め,距離を算出する方法について述べる。

a. 遅延ロック弁別器とS曲線⁴⁷⁾

図 5-5 の点線内に本研究に用いた遅延ロック弁別器を示す。受信信号r(t)は, 1/2 チップ長だけ遅れた拡散符号 $a_1(t)$ と 1/2 チップ長だけ進んだ拡散符号 $a_2(t)$ で掛け合わされ、中心周波数が搬送波周波数である BPF(Band Pass Filter)で畳み 込み演算を行い、その結果を2乗して、LPF(Low pass Filter)で畳み込み演算を行 う。この処理で、搬送波成分およびデータ成分が除去される。式(5-2)に示すよう に、SS 音波長分の LPF で畳み込み演算された $x_2(t)$ から $x_1(t)$ を引いた値を足し 合わせるとS 曲線の値S(t)となる。

$$S(t) = \sum_{i=t}^{t+m} \{x_2(i) - x_1(i)\} / (p \times C_n)$$

$$p = \sum_{i=t}^{t+m} r(i)^2 / m, \qquad m = M_p \times T_c \times F_s$$
(5-2)

S 曲線は,受信信号強度pと定数 C_n により,S 曲線の極大値が1となるように正規化する。S 曲線の極大値は,受信信号強度pで正規化することにより受信信号強度によらず一定の値になることが期待できる。しかし,その値はSS音波長やBPFなどのフィルタ特性によって様々な値になる。また,符号追跡を行うためには,S 曲線の極大値が1であると計算しやすい。そのため,受信信号強度pで正規化したS 曲線の極大値が1となるように定数 C_n で正規化する。ここで,m はSS音波の長さ(サンプル数)を示す。また, $\sum x_1(t)$ は1/2 チップ長だけ進んだ相関値に相当し, $\sum x_2(t)$ は1/2 チップ長だけ遅れた相関値に相当する。上述の計算をSS音波の長さ分行うと,図5-6のようにS 曲線のピークが現れる。極大値は1/2 チップ長だけ遅れた相関値のピーク,極小値は1/2 チップ長だけ進んだ相関値の

ピークを表す。そのため符号同期の時刻は極大値と極小値の間の時刻となる。また、極大値と極小値の間は線形的に変化するため、この間の任意の時刻の S 曲線の値を計算するだけで同期時刻からの遅延を推定できる。遅延ロック追跡ループは、この特徴を用いることで同期を保持することができる。

b. 符号捕捉

まず,受信信号から SS 音波長分の S 曲線を計算する。次に,雑音や反射波が存在する信号の中から直接波の S 曲線のピークを検出するために,S 曲線の極大値と極小値の差である S 長 $S_l(t_l)$ を特徴量として計算する(式(5-3))。

$$S_{l}(t_{l}) = S_{max}(t_{max}) - S_{min}(t_{min}) t_{l} = (t_{max} + t_{min})/2$$
(5-3)

ここで、 $S_{max}(t_{max})$ はS曲線の極大値、 $S_{min}(t_{min})$ は時刻 t_{max} の極大値の後に現 れる極小値、 t_{max} は極大値の時刻、 t_{min} は極小値の時刻、 t_l は極大値と極小値の 中間の時刻とする。次に、式(4)を用いて閾値 S_{Thresh} を決定し、その閾値を超える 最初のS長の時刻 t_l を同期時刻とした。

$$S_{Thresh} = \frac{S_{lMax} + S_{lAve} + 3S_{lStd}}{2}$$

$$S_{lMax} = \max_{t_l \in t_{all}} S_l(t_l), S_{lAve} = E(S_l(t_l)), S_{lStd} = V(S_l(t_l))$$

$$\left.\right\}$$
(5-4)

ここで、 S_{lMax} は $S_l(t_l)$ の最大値、 t_{all} は 0~mの範囲の値、 S_{lAve} は $S_l(t_l)$ の平均値、 S_{lStd} は $S_l(t_l)$ の標準偏差の値を示す。同期時刻の検出後、符号追跡処理に移行する。

c. 符号追跡

図 5-5 に DLL(Delayed Locked Loop)を示す。まず、同期された受信信号 $r(t_j)$ を 用いて S 曲線を計算する。 t_j は符号捕捉で得られた符号同期時刻とする。符号捕 捉後の遅延ロック弁別器の出力 $S(t_j)$ は、S 曲線の極大値から極小値までの範囲、 つまり符号位相が±1/2 チップ長の間にあるとする。S 曲線の極大値は 1、極小 値は-1 となり、その間の S 曲線の値は線形的に変化する。その間の S 曲線の値 が 0 となるときが符号同期時刻となるため、S 曲線の極大値から極小値の間の任 意の時刻の S 曲線の値を計算すると式(5-5)のように拡散符号の遅延時間 \hat{T}_d が推 定できる。

$$\widehat{T_d} = 1/2 T_c S(t_j) F_s \tag{5-5}$$

よって,次にS曲線を計算する音波の受信時刻t_{j+1}は,

 $t_{j+1} = t_j + M_p T_c F_s + \widehat{T_d}$ (5-6)

となる(ループフィルタ)。次は受信信号 $r(t_{j+1})$ を用いてS曲線を計算する。この 処理を繰り返すことで、符号追跡を行う。

d. SS 音波の伝搬時間の計測と距離の算出

符号追跡で拡散符号の遅延時間を推定したあと復調を行い,受信した SS 音波

の出力番号データを取得する。出力番号iが 1 以上の SS 音波が出力された時刻 t^i_{tria} は, SS 音波の長さが既知であるとして式(5-7)のように求められる。

 $t_{trig}^{i} = t_{trig}^{0} + iM_{p}T_{c}F_{s}$ (5-7) ここで、 t_{trig}^{0} は出力番号 0 の SS 音波が出力されたときに同時に出力されたトリ ガ信号の受信時刻とする。出力番号 i の SS 音波の伝搬時間 Δt_{i} は式(5-8)により求 める。

$$\Delta t_i = t_j + \widehat{T_d} - t_{trig}^i \tag{5-8}$$

最後に、スピーカとマイク間の距離dは式(5-9)より求める。

$$d = (331.5 + 0.61T)\Delta t_i / F_s \tag{5-9}$$

ここで, T [℃]は温度とする。



図 5-3 計測距離と音波の出力タイミング (出力順番データの付加)







図 5-5 遅延ロック追跡ループ(DLL)



61

3 実験装置と方法

図 5-7 (a) に実験装置とブロック線図を示す。実験装置は、PC(OS:Windows XP, CPU:Core 2 Duo processor 2.66 GHz, RAM:3 GB), オーディオインターフェイス (Octa-Capture: Roland Corporation), スピーカアンプ(Kama BayAmp Rev. B: Scythe Inc.), スピーカ(FT28D: Fostex Company), マイクロホン(MP0404UD: Knowless Electronics)で構成される。スピーカの周波数特性は1 kHz から 50 kHz であり, スピーカ正面から 60 °の方向の 20 kHz の音波が約 20 dB 減衰するという指向性 を有する。マイクロホンの周波数帯域は 10 kHz から 65 kHz であり,指向性は全 指向性である。また,スピーカからホワイトノイズを出力しマイクロホンで受信 したときの信号を周波数解析した結果を図 5-7(b)に示す。SS 音波は PC により作 成され,オーディオインターフェイス、アンプ,スピーカを通して出力される。 出力された SS 音波はマイク,オーディオインターフェイスを通して PC に入力 され,受信処理を行い,距離を計測する。トリガ信号も PC で作成され,オーデ ィオインターフェイスの出力側から電線を通して入力側に入力される。

上述したSS音波と計測原理および装置を用いて静止位置の計測精度を評価した。音波は低周波数波ほど減衰し難いが、可聴音領域の音圧レベルが大きいと作業者などに対する騒音となる。そのため、搬送波周波数は24 kHz を使用した。また、チップ長 T_c を1.7×10⁻⁴ s としたため、SS 音波の周波数帯域は18-30 kHz となる。本実験では、距離による音波の減衰と反射波により符号捕捉や符号追跡 にどのような影響を与えるかを調べるために、風による音速変化の影響のない 屋内の廊下で実験を行った。使用した廊下は、長さ52 m、幅2 m、高さ2.5 m で あった(図 5-8)。計測では、スピーカから1 m の距離での音圧レベルが約 85 dB の SS 音波を出力し、マイクロホンとの距離が1、5、10、15、20、25、30、35、40、45、50 m のときに各 200 回行った。実験中の温度は、スピーカの位置に設置した温度計(温湿度センサ 9680-50: HIOKI)で計測距離ごとに温度計測を行い、その値を音速の計算に利用した。各計測距離の温度は、1 m で 24.9 $^{\circ}$, 5~10 m で 24.4 $^{\circ}$ 、15 m 以降で 24.5 $^{\circ}$ であった。本装置で計測した距離は、トータル ステーション(SRX5X: SOKKIA)で計測した距離と比較して評価を行った。また、暗騒音は 60 dB であった。





図 5-7 実験装置と周波数特性

- (a) 実験装置とブロック図
- (b) 実験系の周波数特性



図 5-8 実験場所

4 実験結果と考察

SS 音波に出力順番のデータを付加することで約 1/20 s の計測周期で距離 50 m までの計測を行った。その結果,ビットエラーレートは0%であり,復調に失敗 することはなかった。このことから,伝送速度 94 bits/s,出力音圧レベル 90 dB(20 kHz)のとき,暗騒音 60 dB で 50 m までの距離であれば安定した通信が行えると 言える。本実験では,42.5 ms の SS 音波を用いて 50 m の距離計測を高速化する ためのデータ量は 4 bits で十分であり,そのため伝送速度が 94 bits/s と遅くても 問題はなかった。今後,温度情報など測位に必要なデータを付加する場合には, より速い伝送速度が必要となると共に,伝送速度と計測距離および信号と雑音 の比との関係を調べる必要がある。

図 5-9 の白い棒線グラフには、各計測距離の誤差の平均値を示す。計測誤差は 45 m まで計測距離に応じて増加しているが,50 m では減少している。図 5-9(a) に計測距離が 50 m で受信された SS 音波の S 曲線(黒線), S 長(灰色線), S 長の 閾値(破線)を示す。S 曲線の大きなピークが 2 つ見て取れる。先頭のピークが直 接波,次のピークが反射波を示している。一方,S長の値とその閾値を見ると, 直接波の S 長の値は閾値より小さくなっている。そのため、反射波の S 曲線の ピークを検出していた。そこで、直接波のS曲線のピークを検出するために、S 長に加えて相関値を式(5-10)のように用いた。相関値C(t₁)は、受信信号に対して SS 音波を用いて直接相関計算を行った値であり、SS 音波が存在する時刻で相関 値が大きくなる。しかし,SS 音波は出力番号のデータを付加している。そのた め、まず式(5-4)を用いてS曲線を検出し、復調処理を行って出力番号を得る。そ して,得た出力番号を付加した SS 音波を用いて相関値C(t₁)を計算する。また, 相関値C(t_l)は,SS音波長分の時間だけ計算した相関値の最大値Cmaxで正規化し ている。このことで、S 長 $S_1(t_1)$ と比較して相関値 $C(t_1)$ が大きくなりすぎないよ うにしている。 SS 音波長分の受信信号から S 長S₁(t₁)と相関値C(t₁)を求め, それ ぞれの平均値Slave, Caveとの距離をSd(tl)とする。その最大値Sd_{Max}, 平均値Sd_{Max}, 標準偏差Sd_{Max}を用いて式(10)のように閾値を作成した。図 5-10(b)に, S 曲線と S 長と相関値によるピーク検出パラメータSdおよびその閾値S_{Thresh2}を示す。図 より、直接波のSdの値が閾値を超えており、直接波のピーク検出精度が改善さ れたことが分かる。

$$C(t_{l}) = \frac{1}{C_{max}} \sum_{k=t_{l}}^{m} r(k) Kc(k) \cos[\omega(k)]$$

$$Sd(t_{l}) = \sqrt{(S_{l}(t_{l}) - S_{lave})^{2} + (C(t_{l}) - C_{ave})^{2}}$$

$$S_{Thresh2} = \frac{Sd_{Max} + Sd_{Ave} + 3Sd_{Std}}{2}$$
(5-10)

また、図 5-9の黒い棒線グラフに S 長と相関値を用いた S 曲線のピーク検出

法による計測誤差を示す。計測距離が45mのときの誤差136mmが、50mのと きの誤差127mmより多少上回っているものの、ほぼ計測誤差が計測距離ととも に線形的に増大していると言えるため、距離の算出に用いた音速の値が誤って いた可能性が考えられる。音速に影響を与える主な要因に風と温度がある。本実 験は屋内で行い風の影響は無かったため、温度の計測に誤差があったと考えら れる。温度はスピーカの位置でのみ計測していた。よって、空間全体の温度とは 異なっていたと考えられる。また、トータルステーションで計測する距離は全方 位ミラーをマイクとスピーカの位置に設置し、その間の距離を測定した。しかし、 その計測距離とスピーカからマイクまでの音の伝搬距離とには一定の誤差があ ると考えられる。これを設置誤差とする。

温度による計測誤差および設置誤差による影響を小さくし、符号捕捉や符号 追跡による計測誤差を評価するために、温度の計測誤差と設置誤差をキャリブ レーションにより除去することを考えた。本実験中の温度は、計測距離 1 m で は 24.9 ℃であったが、5 m から 10 m では 24.4 ℃、15 m から 50 m までは 24.5 ℃ と安定していた。そこで、実験中の空間の温度は一定と仮定し、その温度を T_p と おく。また、設置誤差を d_c とおき、式(5-11)を用いて回帰計算を行った。

 $e_d = (331.5 + 0.61T_p)\Delta t_d / F_s + d_c - (331.5 + 0.61T_d)\Delta t_d / F_s$

 $= 0.61 (T_p - T_d) \Delta t_d / F_s + d_c$ (5-11)

ここで、 e_d は図 5-9 の黒い棒グラフに示した各計測距離の誤差のデータ、 Δt_d は 各計測距離の SS 音波の伝搬時間(サンプル数)、 T_d は各計測距離で温度計により 計測した温度である。その結果、決定係数は 0.983 となり、温度 T_p は 25.8 °C、 設置誤差 d_c は 22 mm という値を得た。得られた温度と設置誤差を式(5-12)のよう に用いて計測距離 d'_d を求め再度計測誤差を計算した結果を図 5-11 に示す。

 $d'_{a} = (331.5 + 0.61T_{p})\Delta t_{a}/F_{s}$ (5-12) 計測誤差は計測距離 30 m 以下で 5 mm 以下であった。また,全ての計測距離で の誤差の標準偏差は 2.5 mm 以下であった。本実験で用いた装置の計測分解能は 約 3.5 mm(=340 m/s / 96 kHz)であるため、非常に良い精度で安定した計測ができ たと言える。しかし、計測距離が 35 m 以上になると、計測誤差が 10 mm 以上の 場合が多くなった。

まず,反射波の影響について考察する。図 5-12(a)に反射波(破線)が直接波(実 線)よりチップ長の 1.5 倍(0.25 ms)遅れたときのそれぞれの S 曲線を示す。この とき直接波の S 曲線の極大値から極小値までの線形的な傾きの部分には,反射 波の S 曲線と重ならないため影響はほとんどない。しかし,反射波の遅延が 0.25 ms よりも短くなるとき,反射波の S 曲線の立ち上がりと直接波の S 曲線の線形 的な傾きの部分が重なり始めるため影響が生じ始めることが分かる。

図 5-12(b)に直接波と床からの反射波の到達時間の差(点)と直接波の S 曲線に
影響を与え始める時間幅 0.25 ms(線)を示す。反射波は床だけではなく壁や天井 からも生じている。上述の計算を床からの反射波としたのは、床は平面で反射波 の時間を計算しやすかったこと、図 5-8 に示す平面図のように壁は複雑な形状を しており反射波の到達時間の予測が難しかったこと、天井も通信線などがあり 複雑であり、また天井より床までの距離の方が短く反射波の影響が強く出ると 考えたためである。また、スピーカから床への入射角と床からマイクへの反射角 が等しいときの反射波の影響が大きいと考え、そのときの到達時間を用いて計 算した。計測距離が 35 m 以上の場合、直接波と反射波の到達時間の差は 0.25 ms より短くなり、直接波と反射波の S 曲線が重なり合う。そのことで、直接波の S 曲線の形が歪、正確な同期位置の検出ができず計測誤差が大きくなったと考え られる。ただ、本実験では、狭い廊下で実験を行った。実際の農業フィールドで は本実験のような狭い空間ではなく、また土や植物などで反射波は減衰するた め影響は小さくなると考えられる。

また、図 5-10 に示すように、直接波の S 曲線の極大値が 0.1 程度と1 よりか なり小さくなった。この原因について考察する。S 曲線の計算ではその極大値の ピークが 1 となるように式(5-2)を用いて受信信号の強度を用いて正規化を行っ た。しかし、SS 音波が伝搬距離により減衰したのにも関わらず、暗騒音やアン プなどの雑音は減衰しないことで、SS 音波と雑音の信号強度比(SNR)が低下し た。そのため、信号強度を用いた正規化処理で雑音の信号強度だけ余計に大きな 値で正規化していたため S 曲線の極大値が小さくなったと考えられる。そのため、SNR が低い場合は、実際の拡散符号の位相のずれに対して、式(5-5)に示す 拡散符号の遅延時間 T_a が小さく見積もられることになり、計測誤差が大きくな ったと考えられる。静止位置では精度が 15 mm 以内と高精度に求められたが、移動体の計測を行う場合には、拡散符号の遅延時間の推定は正確性が求められ る。今後は、SNR に関係なく S 曲線の極大値が 1 となる方法について検討し、移動体の計測精度について評価する必要がある。

67



図 5-10 S 曲線 (50 m) (a) S 曲線のピーク検出に S 長を用いた結果 (b) S 曲線のピーク検出に S 長と相関値*Sd*を用いた結果



(a)



直接波と反射波の受 信時刻の差 (ms) 計測距離 (m)



- (a) 直接波とチップ長の1.5倍の時間遅延した反射波のS曲線
- (b) 直接波と反射波の受信時刻の差

5 まとめ

本章では、計測周期を高速化するために出力番号をデータとして SS 音波に付加をし、50mの距離まで計測したときの計測精度について評価を行った。その結果について以下にまとめる。

- ・従来法では計測周期が約 0.2 s であるが、出力番号を付加することで約 1/20 s となり 4 倍の高速化を実現した。
- ・音速が正確に求められた場合,静止位置では計測誤差が15mm以内,誤差の標準偏差が2.5mm以内と安定して高精度な計測が行えることを示した。
- ・直接波と反射波の到達時間の差が, チップ長の 1.5 倍(本実験では 0.25 ms)になると反射波の S 曲線のピークが直接波の S 曲線のピークに重なることで計測 誤差が大きくなることが分かった。しかし, それでも本実験では 50 m の距離 計測で 15 mm 以内の計測誤差であった。

このことから、本計測周期の高速化法により、RTK-GPS と同程度の計測周期 (1/20 s)と計測精度(15 mm 以内)を実現できたと言えた。RTK-GPS は、トラクタ、 田植機、コンバインなどの農業車両の航法システムとして用いられ、走行精度と しては十分であると報告されている^{2),3)}。よって、本手法は、農業用ロボットの 航法システムとしての測位センサとして有用であると言える。

今後は,移動体測位のときに問題となるドップラー効果の影響を補償する機能を付加し,評価を行う必要がある⁴⁸⁾。

第V章

VI 結言

本研究では、グリーンハウスなどの屋内農業フィールドにおいて、農作業の自動化やアシストを行う自律走行車の航法システムとして用いるためのSS音波測位システムを開発することを目的とし、以下の3つの項目について検討した。

1)直接波の相関ピーク検出法と反射波の影響について

直接波の相関ピーク検出法には,正規化相関値と相関値比の 2 つの特徴量を 用いた方法を提案した。まず,数値計算による雑音耐性について評価した。SS 音 波と雑音の異なる信号強度比の場合,異なる雑音(白色雑音,ピンクノイズ,単 一周波数波)の場合,時間的に非定常な雑音の信号強度の場合のいずれにおいて も雑音の正規化相関値は1を下まわり,相関値比は2を下まわることを示した。 その結果から,①正規化相関値が1.1以上,または②正規化相関値が0.6以上か つ相関値比が2以上(ただし,200サンプル(2 ms)以降のデータからとする)と いう直接波の相関ピーク検出の条件を決めた。

次に、グリーンハウス内(4 x 12 x 2 m)で、SS 音波による測位システムを用い て 9 カ所の静止位置の計測を行った。上述の相関ピーク検出法により計測した 結果、8 カ所で直接波の相関ピークを検出できた。誤検出の主な原因としては、 直接波と反射波の重ね合わせにより直接波の相関ピーク値が減衰したこと、反 射波成分が多い場合に正規化の計算で相関値全体が想定より小さくなったこと であった。また、測距誤差は、グリーンハウス内の温度勾配により定点の温度計 測からの温度推定では正確な音速を推定できなかったこと、直接波の 3 つの相 関ピークの識別を行っていなかったこと(14 mm 程度の誤差)であった。

2)基地局法による温度補償方法について

グリーンハウス内(4 x 12 x 2 m)で,基地局法による音速補償の効果を9点の静止位置の計測を行うことで確認した。基地局法による補償無しの測位誤差は75 mm以内,補償有では55 mm以内であり20 mmの誤差が改善した。本実験では,基地局とマイクロホン間の距離が4 m で,基地局とマイクロホン間の伝搬時間計測の誤差が0.042 ms(搬送波周波数24 kHz のときの1つの相関ピーク間隔分の時間差)であった。この誤差は,温度誤差が2℃程度あった場合の測定誤差に相当する。そのため,グリーンハウス内の温度勾配が小さく,定点の温度計測による誤差が2℃以下の場合,基地局法による補償後の計測誤差の方が大きくなる場合もあった。

基地局法による補償の精度を上げるためには SS 音波の相関波形の 3 つの相関 ピークを識別し, 中央の相関ピークを検出する必要がある。中央の相関ピークを 検出できれば、測距誤差の平均 22 mm を 6 mm に、測位誤差の平均 42 mm を 15 mm に改善できた。また、測距誤差はどの測位位置でも同程度であった。そのため、基地局の音波から直接求めた 3 つの音速の間の音速を角度によって線形補完することで、360 度方向すべての音速を精度よく表現できたといえた。

また,理論的には,基地局間とマイクロホンとの距離を 10 m 以上にすると, 基地局とマイクロホン間の SS 音波の伝搬時間計測の誤差が 0.042 ms であった 場合でも,温度測定の誤差が 1 ℃未満のときの計測精度となる。そのため,測 位範囲が広いほど基地局法の有効性は向上すると考えられた。

3)計測周期の高速化について

SS 音波による測位システムの計測周期を高速化するために,出力番号をデー タとして SS 音波に付加をして,50mの距離まで計測したときの計測精度につい て評価を行った。その結果、従来法では計測周期が約0.2 s であるが、出力番号 を付加することで約 1/20s となり 4 倍以上の高速化を実現した。また, 伝送速度 94 bits/s, 出力音圧レベル 90 dB(20 kHz)のとき, 暗騒音 60 dB で 50 m までの距 離であればビットエラーレートは0%であり、安定した通信が行えることを示し た。今後,温度などの測位に必要なデータを付加することを考えると,より速い 伝送速度が求められる。伝送速度と計測距離および信号と雑音の比との関係を 調べる必要があると考えられた。また、音速が正確に求められた場合、静止位置 では計測誤差が 15 mm 以内, 誤差の標準偏差が 2.5 mm 以内と安定して高精度 な計測が行えることを示した。しかし、直接波と反射波の到達時間の差が、チッ プ長の 1.5 倍(本実験では 0.25 ms)になると反射波の S 曲線のピークが直接波の S曲線のピークに重なることで計測誤差が大きくなることが分かった。また、SS 音波と雑音の信号強度比が低下することで、拡散符号の遅延時間の推定を小さ く見積もられることでも計測誤差が大きくなり、さらに移動体の計測ではより 大きな誤差が生じることが懸念された。 今後は、上述の問題を解決し移動体の計 測に対する本手法の有効性の評価を行う必要がある。

本研究により,正規化相関値と相関値比による相関ピーク検出法と基地局法 による温度補償機能を用いることで,12 m x 4 m のグリーンハウス内を55 mm 以内の誤差で測位できることを示した。自動走行田植機で用いられていた RTK-GPS の精度(20 mm)²⁾と比較して35 mm ほど精度が低い。計測精度を向上させる ためには,反射波の影響を低減し,3つの相関ピークを識別するための相関ピー ク検出法が必要であると言える。3つの相関ピークが出現するのは,搬送波周波 数2周期分をM系列符号の1つ分としたことと,受信信号に対して送信したSS 音波信号を直接用いて相関処理を行ったためである。相関処理を行う前に,搬送 波成分を除去する処理を行うと, M 系列符号の自己相関波形と同様な波形となり,相関ピークは1つとなる。また,反射波の影響は,相関波形の重ね合わせにより,相関ピークが減少することで生じる。これは,相関波形の極大値と極小値が重なることでおこる。これも搬送波成分を除去することで, M 系列符号の自己相関波形と同様な波形となり,極小値成分が減少されることから,反射波による相関ピークの減衰が低減できると考えられる。

反射波による直接波の相関ピークの誤検出は、特定の場所で生じる。移動体の 測位を行う場合は、時系列フィルタを用いることで、過去の測位データから、最 新の測位結果を評価および修正することができる。反射波の影響を低減する方 法として時系列フィルタは有効であると考えられる。

本計測周期の高速化法により,RTK-GPS と同程度の計測周期(1/20 s)と計測精 度(15 mm 以内)を実現できたと言えた。本実験では,本計測周期高速化法の基礎 的な性能を確認するために廊下において距離計測実験を行った。今後は,グリー ンハウスなどの実際の農業フィールドで測位実験を行い,測位精度を評価する 必要がある。また,移動体測位のときに問題となるドップラー効果の影響を補償 する機能を付加し,評価を行う必要もある。

その他に、SS音波測位システムをグリーンハウスなどの屋内農業フィールド に応用するためには、作物列や作業者などの障害物の影響の評価が必要である。 植物による音の減衰は、主に葉による音波の散乱が原因であることが報告され ている。また、音の減衰は、葉が大きいほど、密集度が高いほど、そして音波の 周波数が高いほど大きいことが報告されている⁴⁹。そのために、障害物となりや すいトマトやキュウリなどの作物列および人間を対象に、音波の周波数と減衰 量の関係を調べることは重要である。先行研究⁵⁰より、1 kHz以下の可聴音帯域 は減衰量が小さいと言われている。SS音波はランダムノイズであり、人間が聞 くと雑音に聞こえてしまうため、作業環境としては望ましくない。そこで、音楽 にSS音波を重ね合わせて出力することで作業環境を改善することも重要である。 また、できるだけ障害物の影響を受けず、配置するマイクの数が最小限となるよ うな配置の仕方も重要である。

さらに実用化のためには、測位システムのデバイス化を行う必要がある。本実 験では、PCをベースに実験装置を作成した。実際に商品化するためには、装置 の軽量化、小型化、低価格化が必要である。また、本実験ではSS音波の送信時刻 の通知にトリガ信号を有線で送信した。これでは、マイクとスピーカを有線で繋 げる必要があり実用的でない。トリガ信号を電波または光を用いて無線で通知 するか、トリガ信号の必要ないTDOA(Time Difference Of Arrival)という各マイク 間のSS音波の受信時刻の差から位置を推定する方法を用いる必要がある。

本測位システムが実用化されると、安価で高精度な航法システムが構築でき、

比較的手軽に以下に示すような応用ができるようになると考えられる(図6-1)。 作業用の台車を自律移動させることで,収穫作業などの農作業のアシスト,農薬 散布などの農作業の完全な自動化,さらに,ロボットにカメラを取り付け,イン ターネットを経由して操作や画像の表示を行い,24時間いつでも,そしてインタ ーネットが使用できる場所であればどこでも栽培状況のモニタリングを行うこ とも可能になる。また,本システムは農業の情報化にも役立つ。例えば,収穫作 業時は,収穫日時・収穫物の重量・収穫場所が,農薬および肥料の散布時は,そ の種類・散布日時・散布量・位置などのデータベースに蓄えられることより,ど の株の作物からどのような収量と品質の生産物が得られたか,また最適な農薬 や肥料の施用計画が立てられる。さらに生産者には蓄えられたデータは経営戦 略に、消費者はトレーサビリティとして使用できることが期待できる。



図 6-1 SS 音波測位システムの応用例

参考文献

- 1) 木瀬道夫,野口伸,石井一暢,寺尾日出男,2001.NEDO地域コンソーシアム で開発したロボットトラクタ(第1報)自律作業システムの構築,農業機械学会 誌,63,263-264.
- 2) 長坂善禎,谷脇憲,大谷隆二,重田一人,佐々木泰弘,1999. 自動走行田植 機の開発(第1報)―リアルタイムキネマティックGPSによる位置認識と自動 走行―,農業機械学会誌,61,6,179-186.
- 3) 内田諒,飯田訓久,祝華平,栗田寛樹,村主勝彦,増田良平,2013. 自脱コ ンバイン・ロボットの経路追従制御,計測自動制御学会論文集,49,1,119-124.
- 4) 林茂彦, 2011. イチゴ収穫ロボット, 農業機械学会誌, 73, 5, 292-294.
- 5)藤浦建史,和田光夫,西浦芳史,馬場康裕,2008. ミニトマト収穫ロボットの研究―離層からの収穫―,農業機械学会誌,70,385-386.
- 6) Torii, T. 2000. Research in autonomous agriculture vehicles in Japan. Computers and Electronics in Agriculture 25:133-153.
- Reid, F. J., Q. Zhang, N. Noguchi, M. Dickson. 2000. Agricultural automatic guidance research in North America. Computers and Electronics in Agriculture 25:155-167.
- 8) Keicher, R., H. Seufert. 2000. Automatic guidance for agricultural vehicles in Europe. Computers and Electronics in Agriculture 25:169-194.
- 9) 木瀬道夫,2003. 汎用ロボットトラクタのシステム開発に関する研究. 北海 道大学大学院農学研究科法文紀要,25(1),1-60.
- 10) Edan, Y., Han, S., Kondo, N., 2009. Automation in Agriculture. Handbook of Automation, Springer, 63, 1095-1128.
- 11)近藤直,門田充司,野口伸,2006. 農業ロボット(Ⅱ)—機構と事例—. コロナ 社,200-201
- 12) Kitasuka, T., Nakanishi, T., Fukuda, A., 2003. Wireless LAN based indoor positionig system WiPS and its simulation. Communications, Computers and Signal Processin, PACRIM. 2003 IEEE Pacific Rim Conference, 272-275.
- 13) Jang, G., Kim, S., Lee, W., Kweon, I., 2002. Color landmark based self-localization for indoor mobile robots. Proceedings of the 2002 IEEE, International Conference on Robotics and Automation, 1034-1042.
- 14) Ward, A., Jones, A., Hopper, A., 1997. A new location technique for the active office. IEEE Personal Communications, 42-47.
- 15) Priyantha, B. N., Chakraborty, A., Balakrishnan, H., 2000. The cricket locationsupport system. 6th ACM International Conference on Mobile Computing and

Networking.

- 16) 金沢仁, 1991. 音波による圃場内位置検出. 農業機械学会誌, 53(3), 85-92.
- 17) 大森大輔,川村恒夫,堀尾尚志,庄司浩一,2004.音響式車両位置の推測に 関する研究—車両位置決定のための距離計測—.農業機械学会誌,66,169-170.
- 18) Girod, L., 2000. Development and characterization of an acoustic rangefinder. Technical Report, 00-728, University of Southern California, Department of Computer Science.
- 19) 山根章生, 伊与田健敏, 崔龍雲, 久保田譲, 渡辺一弘, 2003. 疑似乱数 M 系列 によるスペクトル拡散音波の距離計測への応用. 計測自動制御学会論文集, 39(10), 879-886.
- 20) Widodo, S., T. Shiigi, N. M. Than, H. Kikuchi, K. Yanagida, Y. Nakatsuchi, Y. Ogawa, N. Kondo, Wind compensation using base station for spread spectrum sound-based positioning system in open field. EAEF 2014, in press.
- 21) Widodo, S., T. Shiigi, N. Hayashi, H. Kikuchi, K. Yanagida, Y. Nakatsuchi, Y. Ogawa, N. Kondo, Moving Object Location Using Sound-Based Positioning System with Doppler Shift Compensation, robotics 2013, 2, 36-53.
- 22) 千葉和夫,山谷徹,山口邦夫,1984. ビニールハウスの通期管理法が温度分 布と水稲苗の生育におよぼす影響,日作東北支部報,27,14-16.
- 23) 服部敬太,伊藤一秀,赤司泰義,中川博文,林徹夫,2010. 農業用ビニルハ ウス内の温熱環境実測と吹出温度制御を組み込んだ CFD 解析,空気調和・衛 生工学会論文集,162,25-34.
- 24) SUZUKI, A., Taketoshi IYOTA and Kazuhiro WATANABE, Real-Time Distance Measurement for Indoor Positioning System Using Spread Spectrum Ultrasonic Waves, INTECH, Ultrasonic Waves, 173-188, 2012
- 25) Girod, L., D. Estrin. 2001. Robust Range Estimation Using Acoustic and Multimodal Sensing. Proceedings of the 2001 IEEE/RSJ, International Conference on Inteligent Robots and Systems, 1312-1320.
- 26) 松尾憲一, 2005. スペクトラム拡散技術のすべて—CDMAからIMT-2000, Bluetoothまで—. 東京電機大学出版局, 7-17.
- 27) Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, 丸林元(訳), 黒木聖司(訳), 太刀川信一(訳), 佐々木重信(訳), 2002. スペクトル拡散通信入門. 株式会社 科学技術出版, 57-58.
- 28) Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, 丸林元(訳), 黒木聖司(訳), 太刀川信一(訳), 佐々木重信(訳), 2002. スペクトル拡散通信入門. 株式会社

科学技術出版, 144-147.

- 29) W. W. Peterson, E. J. Weldon, 1972. Error-Correcting Codes, MIT Press, 472-492.
- 30) 松尾憲一, 2005. スペクトラム拡散技術のすべて—CDMA から IMT-2000, Bluetooth まで—. 東京電機大学出版局, 22-24.
- 31) Pratap Misra and Per Enge, 測位航法学会(訳), 2010. 精説 GPS 基本概念・測位 原理・信号と受信機, 松香堂書店, 321-365.
- 32) Villadangos, J. M., J. Urena, M. Mazo, A. Hernandez, C. De Marziani, A. Jimenez, F. Alvarez, 2007. Improvement of Cover Area in Ultrasonic Local Positioning System Using Cylindical PVDF Transducer. IEEE Xplore, 1473-1477.
- 33) Villadangos, J. M., J. Urena, M. Mazo, A. Hernandez, C. De Marziani, M. C. Perez,F. Alvarez, J. J. Garcia, A. Jimenez, I. Gude, 2007. Ultrasonic Local PositioningSystem with large Covered Area. IEEE Xplore.
- 34) 古井貞熙, 2006. 新音響・音声工学, 株式会社近代科学社, 9-10.
- 35) 鈴木陽一,赤木正人,伊藤彰則,佐藤洋,苣木禎史,中村健太郎,2011.音響学入門,株式会社コロナ社,188-191.
- 36) 社団法人日本金属学会,2004. 改訂 4 版金属データブック,丸善株式会社,315.
- 37)安藤真, 1995. アンテナ入門, 森北出版株式会社, 72-78.
- 38)和田幸彦,仲嶋一,鷲見和彦,2009. 区間中央値最大判定法によるピーク検 出回路を利用した SS 方式 LF 帯無線機のクロック誤差耐性. 電気学会論文 誌,129,12,1195-1200.
- 39) 坂井丈泰, 2008. GPS のための実用プログラミング.東京電機大学出版局, 39-49.
- 40) J. Zhu, 1992. Calculation of Geometric Dilution of Precision, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 28, 3, 893-895.
- 41) Villadangos, J. M., Urena, J., Mazo, M., Hernandez, A., Alvarez, F., Garcia, J. J., Marziani, C. De, Alonso, D., 2005. Improvement of ultrasonic beacon-based local positioning system using multi-access techniques. Intelligent Signal Processing, 2005 IEEE International Workshop, 325-357.
- 42) Itagaki, Y., Suzuki, A., Iyota, T., 2012. Indoor positioning for moving objects using a hardware device with spread spectrum ultrasonic waves. 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation.
- 43) 浅田昭, 矢吹哲一朗, 2001. 熊野トラフにおける長期地殻変動観測技術の高度化. 地学雑誌, 110(4), 529-543.
- 44) 志村拓也, 渡邊佳孝, 越智寛, 2004. Active Time Reversal による長距離水平音 響通信の基礎研究. 電子情報通信学会技術研究報告, US2004-33, 7-12.

- 45) 渡邊佳孝, 越智寛, 志村拓也, 服部岳人, 2008. DSSS 通信を伴う AUV の SSBL 音響測位について. 電子情報通信学会技術研究報告, US2008-30, 21-26.
- 46) 松岡保静, 中島悠輔, 吉村健, 2006. 可聴帯域における音波情報伝送技術-音響 OFDM-. 電子情報通信学会技術研究報告, EA2006-24, 25-29.
- 47) Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, 丸林元(訳), 黒木聖司(訳), 太刀川信一(訳), 佐々木重信(訳), 2002. スペクトル拡散通信入門. 株式会社 科学技術出版, 199-218.
- 48) Pratap Misra and Per Enge, 測位航法学会(訳), 2010. 精説 GPS 基本概念・測位 原理・信号と受信機, 松香堂書店, 403-464.
- 49) 渡辺敏夫,山田伸志, 1987. 植物模型による音の散乱,日本音響学会誌, 43, 11,845-850.
- 50) 鹿島教昭,田村明弘, 1997. 植樹帯による騒音低減効果,騒音制御,21,3, 175-178.

本研究の推進と取りまとめに当たっては,多くの方々からご指導,ご助言,ご 協力を頂いた。

愛媛大学工学部の都築伸二准教授は、私がスペクトル拡散(SS)音波測位システムの研究を始めるきっかけを与えて頂いた。スペクトル拡散通信の基本知識と 初期の実験装置を貸して頂き円滑に研究を始めることができた。感謝いたしま す。

(有)電脳・匠工房の岡田繁氏および社員の皆様には、ソフトウェアに関する 様々な知識を教えて頂いた。また、岡田繁氏には、SS音波測位システムを実用化 するために、戦略的基盤技術高度化支援事業など様々な競争的資金の獲得を試 みて頂いた。残念ながら採用されたことはないが、その行動が研究をするうえで のモチベーションを維持および向上させる一つの理由になった。感謝いたしま す。

株式会社システムワットの菊池日出夫氏には、農水省委託事業である小型ロボットによる畦畔除草等自動化技術の開発のときから、SS音波測位システムを 実用化するために、プロトタイプの製作をして頂き、現在も改良を続けて頂いている。感謝いたします。

研究を進めるにあたって、山本一哉氏, Slamet Widodo氏,田村壽規氏, Naign Min Than氏,林直樹氏,Habaragamuwa Harshana氏,小野将範氏の協力を得た。 感謝いたします。

本論文をまとめるにあたり,近藤直教授,飯田訓久教授,小川雄一准教授には, ご指導,ご助言を頂いた。感謝いたします。