

超音波距離計における2値周波数 偏移変調信号のドップラー補償

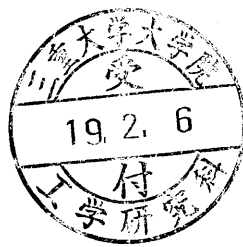
平成18年度

三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 情報工学専攻

吉 川 貴 彦

修士論文

超音波距離計における 2 値周波数
偏移変調信号のドップラー補償



三重大学大学院 工学研究科 情報工学専攻

博士前期課程 2006 年度 修了

吉川 貴彦

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 超音波の性質	2
1.2.1 伝搬速度	2
1.2.2 反射	2
1.2.3 減衰	2
1.2.4 指向性	3
1.3 超音波距離計における全方位計測	3
1.4 本研究の目的	5
1.5 本論文の構成	5
第2章 パルス圧縮に用いる送信パルスの検討	7
2.1 パルスエコー法	7
2.2 パルス圧縮の概要	9
2.3 相関関数の計算方法	11
2.4 パルス圧縮に用いられる送信パルス	12
2.5 線形状周波数変調信号	14
2.6 2値周波数偏移変調(BFSK)信号	16
第3章 ドップラー効果による劣化が小さい符号系列の探索	18
3.1 ドップラー効果	18
3.2 遺伝的アルゴリズムによる符号系列探索	20
3.2.1 初期化	21
3.2.2 評価	21
3.2.3 選択	22
3.2.4 交叉	23
3.2.5 突然変異	23
3.3 探索結果	24
3.4 提案手法と探索結果	25
3.5 本章のまとめ	28

第4章 実験による検証	29
4.1 システム構成	29
4.1.1 距離計測の流れ	31
4.2 実験方法及び結果	32
4.2.1 実験 1 (接近する場合)	34
4.2.2 実験 2 (離れる場合)	35
4.3 劣化の小さい符号系列の特徴	36
4.3.1 実験 3	37
4.4 本章のまとめ	38
第5章 結論	39
5.1 本研究のまとめ	39
5.2 今後の課題	39
参考文献	41
研究業績	42
謝辞	43

図一覧

1.1 クロストーク	4
2.1 パルスエコー法	7
2.2 ノイズによる誤計測の例	8
2.3 Polarity Correlator のブロック図	9
2.4 アクティブセンサでの計測とパルス圧縮	10
2.5 パルス圧縮 (a)受信信号(b)相関関数	10
2.6 デジタル符号の変調方式 (a)位相偏移変調(b)振幅偏移変調(c)周波数 偏移変調	13
2.7 Chirp 信号 (a)瞬時周波数(b)振幅	15
2.8 Chirp 信号の自己相関関数	15
2.9 BFSK 信号の例	16
2.10 BFSK 信号の自己相関関数	17
3.1 ドップラー効果 (接近する場合)	18
3.2 シミュレーション結果	19
3.3 遺伝的アルゴリズムのフローチャート	20
3.4 個体の形状	21
3.5 評価のパラメータ (a)自己相関関数(b)相互相関関数	22
3.6 交叉	23
3.7 突然変異	23
3.8 評価のパラメータ (追加) (a)相関関数(b)相互相関関数	26
4.1 システムのブロック図	29
4.2 PLD ボードと周辺回路	30
4.3 超音波センサ (MA40S4S/R)	30
4.4 超音波送受波器	31
4.5 超音波送受波器を搭載した移動ロボット	32
4.6 実験環境	32
4.7 実験の様子	33
4.8 自己相関関数 (a)Code.A (b)Code.B	33
4.9 自己相関関数 (a) $\lambda = 1$ (b) $\lambda = 2$ (c) $\lambda = 4$ (d) $\lambda = 8$	37

表一覧

1.1	主な自律移動ロボットと環境認識技術の関連	1
1.2	周波数と検出距離・分解能の関係	3
2.1	chirp 信号の相関関数	15
3.1	シミュレーションに用いた BFSK 信号 (Hex 表示)	19
3.2	探索で得られた BFSK 信号の準最適解	24
3.3	表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = 0.0$ m/s)	24
3.4	表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = 1.0$ m/s)	24
3.5	表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = -1.0$ m/s)	24
3.6	提案手法で得られた BFSK 信号の準最適解	27
3.7	表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = 0.0$ m/s)	27
3.8	表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = 1.0$ m/s)	27
3.9	表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = -1.0$ m/s)	27
4.1	超音波センサの仕様 (MA40S4S/R)	30
4.2	実験 1 結果 (距離)	34
4.3	実験 1 結果 (ピーク)	34
4.4	実験 2 結果 (距離)	35
4.5	実験 2 結果 (ピーク)	35
4.6	実験に用いた符号系列	36
4.7	実験 3 結果 (距離)	37
4.8	実験 3 結果 (ピーク)	38

第1章 序論

1.1 研究の背景

現在産業分野では、作業の効率化・危険業務の代行・人件費の抑制などいろいろな側面から産業用ロボットなどを用いた工場の自動化が日々進展している。これまで産業分野で発達してきたロボットだが、今後の少子高齢化・人口減少などによる労働力不足を補うために、清掃ロボットや警備ロボット、介護ロボットなどの非産業分野での需要が高まることが予想される。経済産業省は、積極的に自律移動ロボットの開発支援に乗り出し、自律移動ロボットを含めた市場規模を2005年の6000億円から2025年には6兆2000億円に拡大したい考えである。これらの自律移動ロボットは、刻々と変わる周囲の状況を認識しながら自ら状況判断を行い、適切な行動をとることが要求される（表1.1参照）。より人間らしい行動を可能にするためには、高度な計測システム・センシング技術が必要不可欠である。

表1.1 主な自律移動ロボットと環境認識技術の関連

ロボット	必要な認識技術	用途
清掃ロボット	画像など	建物内の図面を入力しておき、自動的に最適なルートを選びながら汚れがひどい部分を重点的に掃除する。
案内ロボット	画像・音声など	ショッピングセンターなどで画像や音声で客を認識し、スムーズに対話を行い、目的地まで誘導する。
エンターテインメントロボット	画像・音声・圧力など	音声や触れることを感知して、人間とコミュニケーションや動作を行う。それにより人を和ませたり楽しませたりする。
警備ロボット	画像・音声・熱など	自動で館内を巡回し、不審者や火災を警備室に連絡する。

近年の急激な技術進歩により処理回路は、飛躍的に小型化している。そのため、これらにセンサ素子を組み合わせた計測システムを、ロボットに複数搭載させることが可能になり、それにより計測精度は、飛躍的に向上している。センサ素子には、画像センサやミリ波センサ、超音波センサなどがある[1]。画像センサは、画像データに対して演算処理を行

うことで、対象物の面積や個数、位置などを把握することができる。しかし画像から特徴点を抽出することが難しいため、検出精度があまり高くない。また信号処理が複雑であり、回路規模が大きくなるといった問題がある。ミリ波センサは、霧や雪などの環境状況において非常に優れた検知性能を示すが、まだ高価であるためロボットのコストを抑えることができない。超音波センサは、近距離計測によく使われている。これは、光や電磁波などに比べて反射しやすく伝搬速度が遅い、また計測方法が容易なためである。また画像センサでは困難な夜間での計測や透明物体を検出することも容易に行える。そこで本研究では、これらのセンサ素子のうち超音波センサを用いて、高度な環境認識を目指す。

1.2 超音波の性質

超音波とは、人間の聴覚器官では捉えることができない 20kHz 以上の弾性振動波のことである[2]。超音波の主な性質を以下に述べる。

1.2.1 伝搬速度

音波の伝搬速度 v (m/s) は式(1.1)で表される。ここで t は、絶対温度 (°C) を表している。

$$v = 331.5 + 0.6 \times t \quad (1.1)$$

式(1.1)より気温 20°C の空気中での音速は 343.5m/s である。超音波では、±1mm の精度で距離計測を行うには、±0.3°C の温度調整が必要となる。また音速は、音波を伝搬する媒質の状態や湿度、圧力などの影響を受ける。例えば空気中での音速は約 340m/s だが、水中での音速は約 1480m/s である。このように周囲の温度や媒質によって音速が変化するため、目標までの距離を常時正確に計測するためには、温度補正や環境情報などが必要となる。

1.2.2 反射

音波は固有音響インピーダンスの値が大きく違う境界では、透過されずに反射する。金属、木材、コンクリート、ガラス、ゴム、紙などは、超音波をほぼ 100% 反射するため、これらの物体の有無を十分検知することができる。しかし布、綿、グラスウールなどの柔らかくて空気を含んでいる物体は、超音波を吸収するため、物体の有無を検知することが困難である。また物体の表面の起伏が大きい場合、超音波が乱反射して検知しにくくなる。

1.2.3 減衰

空気中を伝搬する超音波の強度は、回折現象により球面上に拡散する拡散損失と、媒質にエネルギーを吸収される吸収損失によって、距離が長くなるほど減衰が激しくなる。また超音波の周波数が高くなるほど減衰率が大きくなり、到達距離が短くなる。減衰率は、媒質の状態、粘性、比熱、熱伝導率、音速などにも依存する。空気中では、液体や固体中

と比べて減衰しやすい。

1.2.4 指向性

周波数が高くなるほど減衰も激しくなるが、そのかわり指向性・分解能は向上する。指向性は、音源の振動面の面積と波長との関係で決定される。波長に対して振動面の面積が大きいほど、また波長が短いほど鋭い指向性が得られる。表 1.2 は、周波数と検出距離・分解能の関係を表したものである。これより検出範囲や精度など計測目的にあった周波数を選択しなければならない。

表 1.2 周波数と検出距離・分解能の関係

周波数	検出距離	分解能
40kHz	10cm から 5m	1cm
200kHz	数 cm から 1m	2mm
500kHz	4cm から 40cm	0.5mm

超音波センサは、超音波を空気中に放射し、物体からの反射波を検知することによって、医学診断や非破壊検査、侵入者警報装置や自動ドアなどの物体検知、また自動車の後方検知装置などの距離計に幅広く用いられている。超音波距離計は、比較的簡単な電子回路とセンサ素子により実現できるため、安価・軽量に自律移動ロボットに複数搭載させることが可能である。

1.3 超音波距離計における全方位計測

自律移動ロボットにおける最も重要な情報は、周辺の壁や障害物までの距離に関する情報である。これらの位置関係を常時正確に把握するためには、全方位計測をより高速に行う必要がある。超音波距離計を搭載したロボットの場合、8 個から 24 個の超音波センサを円状に配置したソーナリングという配置方法を用いて全方位計測を行うことが多い。ソーナリングによる計測手法には、センサを順次動作させるスキャン法と複数のセンサを同時に動作させる方法がある。

スキャン法とは、1つのセンサが超音波パルスを発射してから反射波が到達する、または、反射波が検出できない場合ある一定時間まで、次のセンサは待機状態で計測を行わない方法である。例えば 16 個の超音波センサを搭載した自律移動ロボットの場合、全方位をスキャンするのに費やす最長時間（1つのセンサに費やす計測時間×ソーナリングを構成する超音波センサ数）は、800ms(50ms×16)となり、横方向や後方から接近する物体などを、検出できずに衝突する可能性が生じる。そのため環境変化が激しい場所や高速移動す

るロボットにおいてスキャン法は適していない。

複数のセンサを同時に動作させる方法は、複数のセンサが同時に超音波パルスを発射して各距離計で距離を求める。この方法は、スキャン法に比べて全方位の計測を短期間に行うことができるため、一定時間内に周囲の位置情報を数多く取得することができるという特徴がある。しかしこの方法では、クロストークについて考えなければならない。クロストークとは、図 1.1 に示すように各センサから発射された超音波パルスが異なったセンサで観測されることにより誤計測を引き起こす問題である。これは、一般的な環境雑音に比べて誤計測につながる可能性が高い。クロストークの影響により自律移動ロボットは、物理的に存在しない障害物を回避するために蛇行軌道の移動になる。この対策として各センサでは、異なった送信パルスを発射することが望ましいとされる。

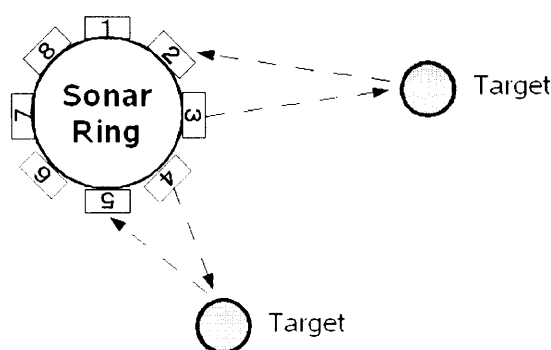


図 1.1 クロストーク

そこで本研究室では、複数のセンサを同時に用いてもクロストークの影響を低減するため、送信パルスとして新たに 2 値周波数偏移変調(Binary Frequency Shift Keyed :BFSK) 信号を提案している。BFSK 信号とは、2 つの符号にそれぞれ異なる周波数のサブパルスを割り当て、この符号の集合体である符号系列で表される信号である。BFSK 信号は、周波数が狭帯域の場合でも異なる送信パルスを数多く生成できるという特徴がある。そのため適切な組み合わせとパルス圧縮技術を併用することにより、複数のセンサを同時に用いた場合でもクロストークの影響を低減することが可能になる。

BFSK 信号は、公称周波数 40kHz の超音波センサを使用し、パルス幅を 2ms とした場合、符号長は 80 になり、符号系列の総数は 2^{80} となる。このとき、同時に用いるセンサ数を 8

とするとその組み合わせは、 $2^{80}C_8$ 通りになる。これは非常に膨大な数であり、全符号系列を評価し最適な組み合わせを求めることは、事実上不可能である。そこで BFSK 信号の生成には、離散最適化の近似アルゴリズムである遺伝的アルゴリズムを用いた。遺伝的アルゴリズムとは、全探索が不可能と考えられる問題に対して有効的な解の探索手法である。本研究室では、遺伝的アルゴリズムを用いて探索された準最適解の符号系列を用いる

ことにより、超音波距離計と目標がともに静止時での距離 0.6m から 1.2m の範囲に対して、標準偏差 1.5～3.5mm で計測できることを示してきた。

1.4 本研究の目的

我々はこれまで、超音波距離計に相関関数を用いたパルス圧縮と Polarity Correlator、BFSK 信号を用いることを提案してきた。しかし前節までに述べたように、回路規模やクロストーク以外にも複数のセンサを自律移動ロボットに搭載するにあたり解決しなければならない問題は、いくつかある。その中でも重要な問題としてドップラー効果が挙げられる。ドップラー効果とは、相対速度が生じるときに発生する音波などに表れる現象である。

今まで BFSK 信号において、ドップラー効果が計測に与える影響について検討されてこなかった。そこで本研究では、はじめにドップラー効果が存在するときの BFSK 信号の自己相関関数などの劣化について検討した。その結果、BFSK 信号では、受信信号に歪みが生じ、圧縮パルスのピークが小さくなることを明らかにした。ピークの劣化は、誤計測につながるため、ピークの劣化が小さい符号系列を生成するために新たにアルゴリズムを開発し、その符号系列を用いることで超音波距離計と目標に相対運動がある状況でも精度の高い計測の実現を目指す。

また信号発生器や制御装置を PLD(Programmable logic device)に実装し、PLD に接続された超音波センサを自律移動ロボットに搭載することにより移動中の計測を可能とした。そして実際に得られた BFSK 信号を用いて実験を行うことで、その有効性を示す。

1.5 本論文の構成

本論文は、ドップラー効果が存在するときでも精度の高い計測の実現を目指し、ドップラー効果の影響を受けてもピークの劣化が大きくなりえない符号系列を得るためにアルゴリズムを新たに開発した。そして得られた符号系列を用いた実験を行い、その実験結果をまとめたものである。

第 1 章では、本研究の背景や超音波の特徴、自律移動ロボットへ超音波距離計を搭載するにあたり生じる問題点などを述べ、本研究の目的を示した。

第 2 章では、はじめにパルス圧縮の概要について述べる。そしてパルス圧縮に用いられる送信信号についての詳細や問題点などを説明し、本研究室で提案している BFSK 信号について述べる。

第 3 章では、はじめにドップラー効果が存在するときの BFSK 信号の自己相関関数などの劣化について検討する。そして提案手法のアルゴリズムについて述べ、そのアルゴリズ

ムから生成される符号系列とそのシミュレーション結果を示す。

第4章では、実際に構築した超音波距離計について述べる。そして第3章で得られた符号系列を使用して、いくつかの実験を行い、その結果や考察などを示す。

第5章では、本研究で得られた結果をまとめ、今後の課題を述べる。

第2章 パルス圧縮に用いる送信パルスの検討

2.1 パルスエコー法

超音波を用いた距離計測の方法には、連続波法とパルスエコー法がある。連続波法とは、常に超音波パルスを発射しながら、被測定物体からの反射波の位相差などの特徴から距離を求める方法である。しかしこの方法は、常に超音波を発射し続けなければならないため、エネルギー効率の良い計測方法とは言い難い。そこで平均音響パワーが低いパルスエコー法が広く用いられている[3]。パルスエコー法とは、図 2.1 に示すように超音波センサから単発のパルスを発射し、反射波の到達時間 τ を用いることによって距離を求める方法である。このようにパルスの飛行時間を用いて距離を計測するシステムは、TOF(Time-of-flight ranging system)とよばれる。

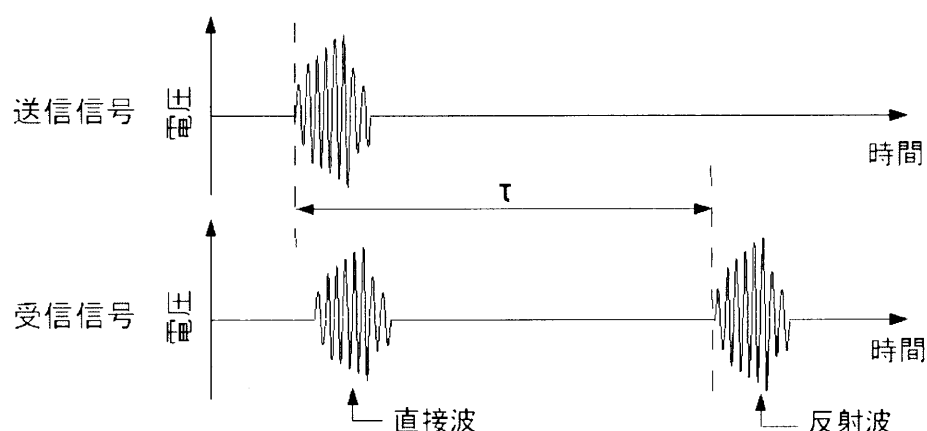


図 2.1 パルスエコー法

音速を $c(\text{m/s})$ とすると、超音波距離計と被測定物体との距離 $d(\text{m})$ は式 2.1 で求められる。

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

この到達時間 $\tau(\text{s})$ を計測する方法として、受信信号の電圧がある閾値を超えた時点で反射波が到達したとみなす方法が広く用いられている[4]。それは、この方法が簡単な電子回路で実現できるからである。しかしこの方法では、図 2.2 のように他システムからのノイズなどにより正確な到達時間を求めることができないといった問題や、多重反射により 2 つ以上の物体の識別が困難であるといった問題が生じる。また共振型送波器を用いた場合、バイアスのあるばらつきを生じるといった問題もある。

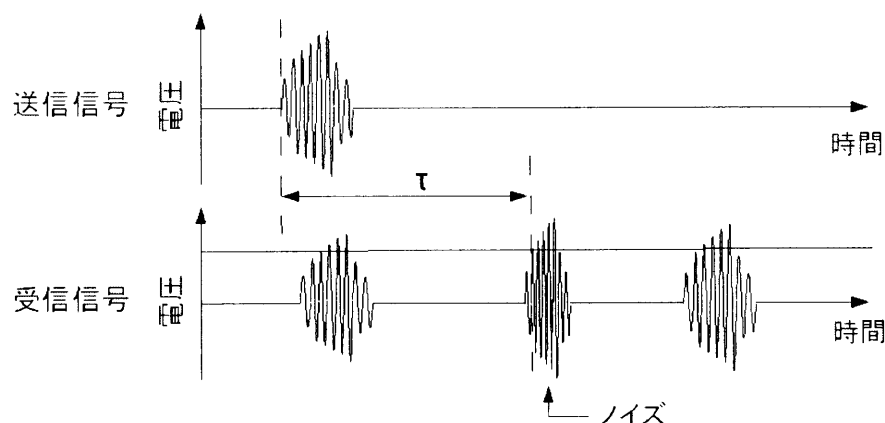


図 2.2 ノイズによる誤計測の例

これらの問題を解決するために、様々な方法が考案された。Barshan らは、反射波の波頭を二次関数で近似することにより到達時間を計測した[5]。しかしこの方法は、バイアスのあるばらつきの影響を受けずに計測できるものの、反射波の一部分の情報しか利用していないため、ノイズによってシステムが誤計測してしまうという欠点は解決されないままであった。

そこで、相関演算を用いる方法が数多く提案されてきた。相関演算は、S/N(signal to noise)比を最大にするマッチドフィルタであることが知られている[6]。Audenaert らはレーダー信号処理の分野で開発されたパルス圧縮という技術を超音波距離計に応用した[7]。パルス圧縮とは、送信信号にパルス幅の広い信号を使用し、受信信号に対して信号処理を行うことで、パルス幅の狭い信号に変換する技術である。これは、パルス幅の狭い信号を送信した時と同様の結果を得ることができる。これにより、送信信号に自己相関関数が鋭いピークを形成する信号を用いて、送信信号と受信信号の相関関数を計算することで、出力に鋭いピークが生じる。そして、このピークを利用して距離を求める。この方法は、その出力に対して閾値を用いることで、ノイズによる影響も小さく精度良く到達時間が求められるようになった。丹沢らは、各超音波センサに異なる送信パターンを用意し、受信信号との相関演算を行うことで複数のセンサによる同時計測を可能とした[8]。しかし、相関演算は、計算量が非常に多いため、受信信号を計測してから結果が出力されるまでに時間を要した。そこで Jorg と Berg は、計算を高速化させるために DSP(Digital Signal Processor)を用いたが、非常に多くの電子部品を必要とした[9]。

光子計数相関や電波天文学の分野では、これらの問題を解決するために Polarity Correlator が用いられる。Polarity Correlator のブロック図を図 2.3 に示す。Polarity Correlator を用いれば、相関関数を実時間で計算することができる。また Polarity Correlator では、Jakeman と Pike によって導入された clipping という概念を併用することで、相関関数の入力全体が2値化されるので、複雑な演算回路なしに相関関数を計算で

きる論理回路を構成できる[10]。ここで clipping とは、サンプリング間隔の間に検出される光子数がある数より大きければ 1、それ以下であれば 0 と単純化することである。

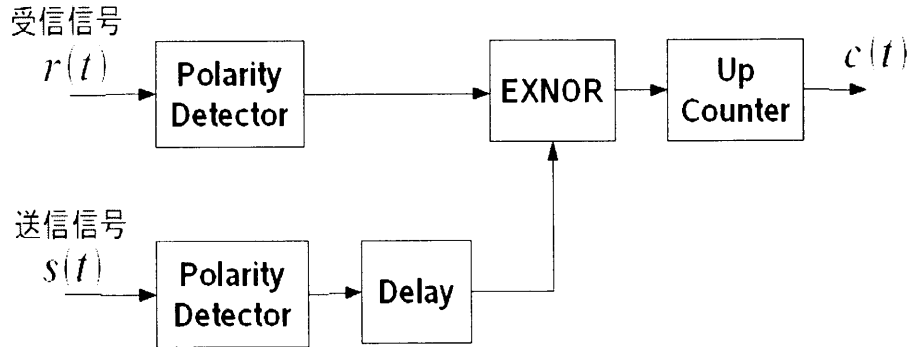


図 2.3 Polarity Correlator のブロック図

本研究では、超音波距離計に相関関数を用いたパルス圧縮と Polarity Correlator を適用することで、電子回路を簡素化し、小型・軽量で安価な超音波距離計を実現させた。

2.2 パルス圧縮の概要

レーダーなどのアクティブセンサは、波動の波源 $u(t)$ を計測システムが持っている。 $u(t)$ を対象に発射し、その反射波や透過波 $v(t)$ から対象の状態 $h(t)$ を把握する。これは、

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)u(t - \tau)d\tau = u(t) * h(t) \quad (2.2)$$

で表される。もし $u(t)$ が、デルタ関数であれば、式 2.2 は、

$$v(t) \approx h(t) \quad (2.3)$$

となり、 $v(t)$ から対象の状態を正確に把握できる。しかしデルタ関数を入力する方法は、送信電力などの制約から実現は困難である。そこで、 $u(t)$ として特定の周波数変調信号を用いて、 $u(t)$ と $v(t)$ の相関関数を計算するパルス圧縮という技術が超音波距離計にも適用されるようになってきた。パルス圧縮の概要を図 2.4 に示す。パルス圧縮とは、レーダー信号処理の分野で開発された技術で、レーダーの距離分解能を向上させるため、送信パルスとして特定信号で変調し、スペクトル拡散した広帯域パルスを用いて、受信後データ処理の段階で復調(圧縮)する技術である[11]。超音波距離計にこの技術を適用することで、 $u(t)$ にパルス幅の広い信号を用い、 $v(t)$ に対し相関演算処理を行うことで、反射波が到達した

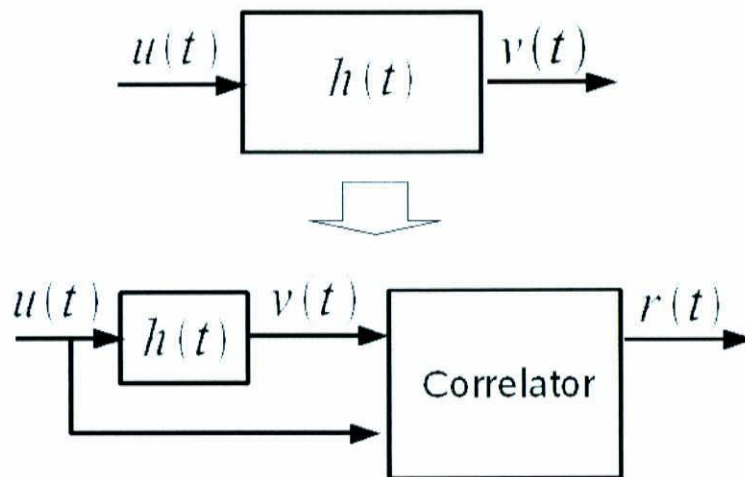


図 2.4 アクティブセンサでの計測とパルス圧縮

時点で出力に大きな相関ピークを生じさせることができる (図 2.5 参照)。これは、

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\xi)u(\xi - t)d\xi = \Gamma_{ee}(t) * h(t) \quad (2.4)$$

で表される。 $u(t)$ として自己相関関数 $\Gamma_{ee}(t)$ のピークが鋭い信号を用いることで、式 2.4 は、

$$r(t) \approx h(t) \quad (2.5)$$

となり、デルタ関数を用いた場合と同等な結果を得ることができる。パルス圧縮は、ノイズを伴う特定の入力信号に対して、限られた時間領域において、出力の S/N 比を最大とするマッチドフィルタとして知られている。パルス圧縮により、相関関数のピークの時間を利用することで、距離を求めることができる。

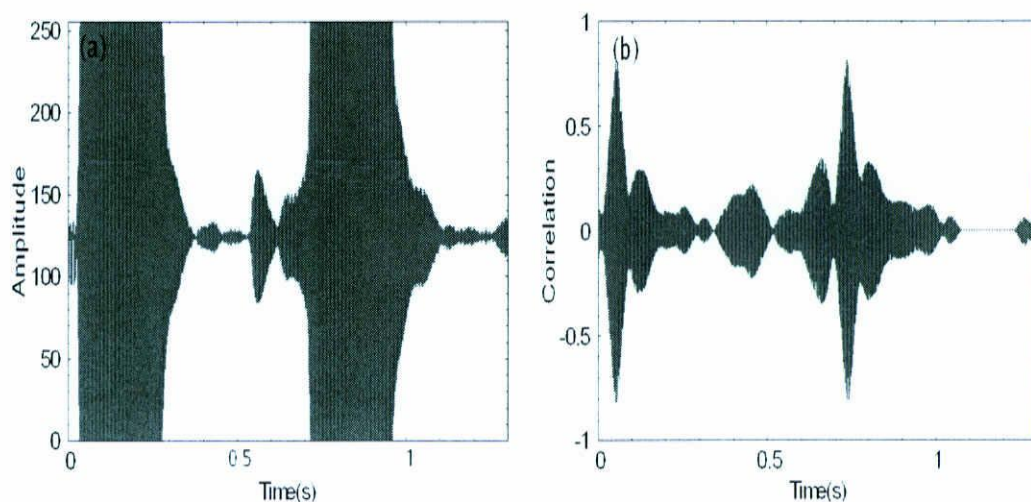


図 2.5 パルス圧縮 (a)受信信号(b)相関関数

2.3 相関関数の計算方法

サンプリングされた送信信号 $u(t_i)$ 、受信信号 $v(t_i)$ の相互相関関数は、

$$C(\tau_l) = \sum_{i=1}^N u(t_i)v(t_{i+l}), \quad l = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (2.6)$$

で与えられる。ここで $\tau_l = lT$ 、 $t_i = iT$ 、 T はサンプリング間隔であり、 N 、 L はそれぞれ $u(t_i)$ 、 $v(t_i)$ のサンプリング数である。式 2.6 を実時間で計算するためには、 N 、 L が大きな値であるほど、ディジタル回路が大規模化してしまう。そこで、Jakeman と Pike が提案した clipping という概念を導入することにより、相関関数の入力が全て2値化されるため、複雑な演算回路なしに相関関数を実時間で計算できる論理回路を構成できるようになった。clipping とは、

$$u_k(t_i) = \begin{cases} 1 & (u(t_i) > k) \\ -1 & (u(t_i) \leq k) \end{cases} \quad (2.7)$$

$$v_k(t_i) = \begin{cases} 1 & (v(t_i) > k) \\ -1 & (v(t_i) \leq k) \end{cases} \quad (2.8)$$

で表され、ある閾値 k を元に信号を2値化することである。この clipping を用いた場合、式 2.6 は、

$$D(\tau_l) = \sum_{i=1}^N u_k(t_i) \cdot v_k(t_{i+l}) \quad (2.9)$$

で表すことができる。ここで $D(\tau_l)$ の和の部分を計算するディジタル回路を、カウンタを用いて構成する場合を考える。式 2.9 では積の結果が1 か-1 の値になるため、その和を計算するのにアップダウンカウンタが必要になる。代わりに次の式を考える。

$$D'(\tau_l) = \sum_{i=1}^N \overline{u'_k(t_i) \oplus v'_k(t_{i+l})} \quad (2.10)$$

ここで、

$$u'_k(t_i) = \begin{cases} 1 & (u(t_i) > k) \\ 0 & (u(t_i) \leq k) \end{cases} \quad (2.11)$$

$$v'_k(t_i) = \begin{cases} 1 & (v(t_i) > k) \\ 0 & (v(t_i) \leq k) \end{cases} \quad (2.12)$$

である。 \oplus 、 $\bar{}$ はそれぞれ ExclusiveOR 演算子、NOT 演算子を表している。 $D(\tau_l)$ と $D'(\tau_l)$ の間には、

$$D(\tau_l) = 2D'(\tau_l) - N \quad (2.13)$$

の単純な関係が成り立ち、 $D'(\tau_l)$ の計算では、和をアップカウンタで構成できるため、clipping で 2 値化するときには $D'(\tau_l)$ を計算する方法が用いられる。

2.4 パルス圧縮に用いられる送信パルス

ディジタル符号の基本的な変調方式には、位相偏移変調方式や振幅偏移変調方式、周波数偏移変調方式がある[12-14]。図 2.6 は、これらの変調方式において 2 進符号（各符号に対して 1 周期のサブパルスを対応）における波形の例である。パルス圧縮に用いる送信信号は、反射波が到達した時点で送信信号と受信信号の相関関数が鋭いピークを形成する信号でなければならない。この相関関数のピークを用いて到達時間は計算される。ノイズがないと仮定した場合、受信信号は送信信号と等しい信号が反射されと考えられるので、相関関数が鋭いピークをなすためには、自己相関関数が鋭いピークを示す信号を用いる必要がある。自己相関関数とは、

$$C(\tau_l) = \sum_{i=1}^N u(t_i)u(t_{i+l}), \quad l = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (2.14)$$

で表される、相関関数の計算に用いられる 2 つの入力信号が同じものである。自己相関関数が鋭ければ鋭いほど、ノイズのある環境下でも精度良く距離計測を行うことができる。この自己相関関数が鋭いピークを示す信号として、バーカーコードや擬似乱数列を振幅とする信号、線形状周波数変調信号などが挙げられる。

Audenaert らは、送信信号として位相変調したバーカーコードを用いた[7]。バーカーコードとは、13 ビットの符号系列で表される信号である。ここでは、サブパルスを 0、 π の位相で変調している。バーカーコードを用いることによって、約 20mm の分解能で計測できることを示し、複数の物体の認識を可能とした。しかしバーカーコードは、13 ビットの符号系列が 1 つしか存在しないため、2 つ以上のセンサを同時に利用することができないといった問題があった。

Jorg と Berg は、送信信号として擬似乱数列を振幅とする信号を提案した[9]。これは振幅偏移変調方式の一種で、擬似乱数列を振幅に用いる信号である。この信号は、数多くの送信パルスが生成できるため、クロストークの影響を低減し、複数のセンサを同時に利用するには適していた。しかし相関関数を実時間で計算するには、非常に多くの電子部品を

必要とした。

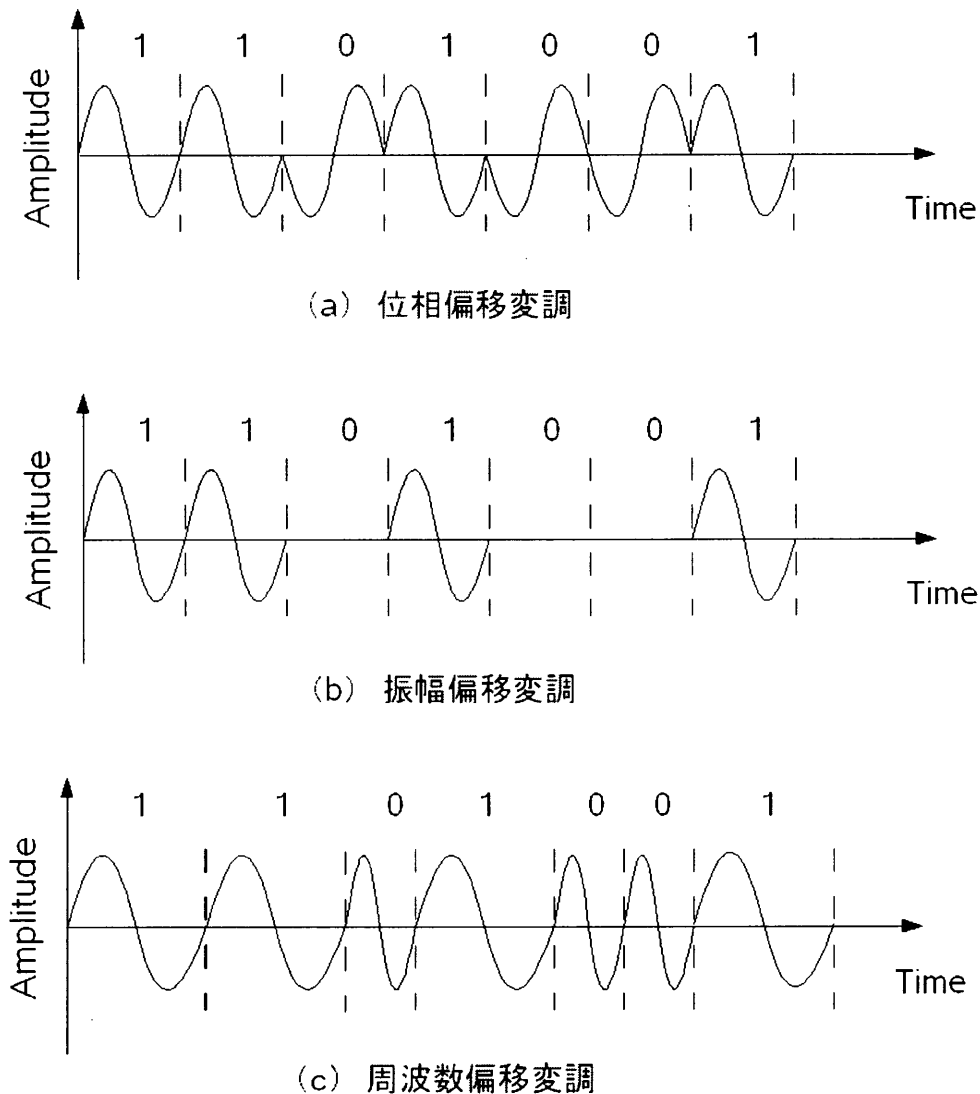


図 2.6 デジタル符号の変調方式 (a)位相偏移変調
(b)振幅偏移変調(c)周波数偏移変調

これら位相偏移変調方式や振幅偏移変調方式は、符号が変化するサブパルスの端点での高い周波数が無視できない。そのため、周波数帯域が広帯域になり、非共振型送波器を用いる必要がある。この非共振型送波器の駆動電圧は高電圧なため、電源を含めたシステム全体がかなり大規模なものになり、自律移動ロボットへの効率的な実装が困難であった。この問題を解決するため、本研究室では共振型送波器を使用し、狭帯域で実現できる周波数偏移変調方式を採用してきた。周波数偏移変調方式の代表的な信号として、線形状周波数変調信号がある。

2.5 線形状周波数変調信号

線形状周波数変調 (Chirp) 信号は、レーダーなどの分野において、パルス圧縮のために広く用いられている信号である。Chirp 信号 $u(t)$ は、時間とともに周波数が連続的に変化する信号で、

$$u(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{d}\right) \sin\left[2\pi\left(f_c t - \frac{k}{2}t^2\right)\right] \quad (2.15)$$

で定義される。ここで t は時間、 d はパルスの半値幅、 f_c は中心周波数である。 k は

$$k = \frac{B}{2d} \quad (2.16)$$

で表される瞬時周波数の時間に対する変化率である。 B は帯域幅であり、 $\text{rect}(t/d)$ は、

$$\text{rect}\left(\frac{t}{d}\right) = \begin{cases} 1 & (-d \leq t \leq d) \\ 0 & (t < -d, d < t) \end{cases} \quad (2.17)$$

で定義される。 $u(t)$ の瞬時周波数 f_t は、

$$\begin{aligned} f_t &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi(f_c t - \frac{k}{2}t^2)] \\ &= f_c - kt \end{aligned} \quad (2.18)$$

で表される。 $k < 0$ ならば瞬時周波数は線形状に単調増加、 $k > 0$ ならば瞬時周波数は線形状に単調減少する。図 2.7 は、中心周波数 40kHz、パルス幅 2ms、帯域幅 4kHz の単調減少の Chirp 信号の例である。図 2.8 は、この Chirp 信号の自己相関関数である。このように Chirp 信号は、鋭い自己相関関数をもつことで知られている。このピーク幅は、帯域幅のみで決定され、広帯域になるほどその幅は狭くなる。

レーダーなどの分野では、周波数帯域が非常に広帯域なため、Chirp 信号は非常に優れている。しかし、自律移動ロボットに搭載される超音波距離計は、小型軽量で低消費電力が求められている。本研究室では、その制約を満たすため、超音波センサには共振型送波器を用いているが、その帯域幅は非常に狭い。Sabatini と Rocchi は、狭帯域の場合でも相関の小さい 2 つの Chirp 信号が得られることを示した[15]。しかし共振型送波器を 3 つ以上用いる場合、クロストークの影響は、避けることができない課題である。それは単に Chirp 信号のパラメータが、中心周波数と帯域幅、単調増加/単調減少しかないからである。

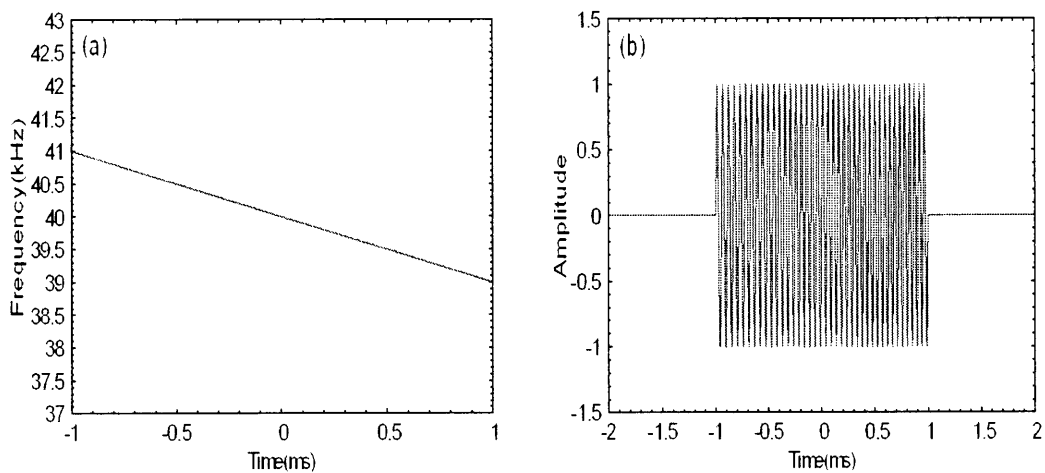


図 2.7 Chirp 信号 (a)瞬時周波数(b)振幅

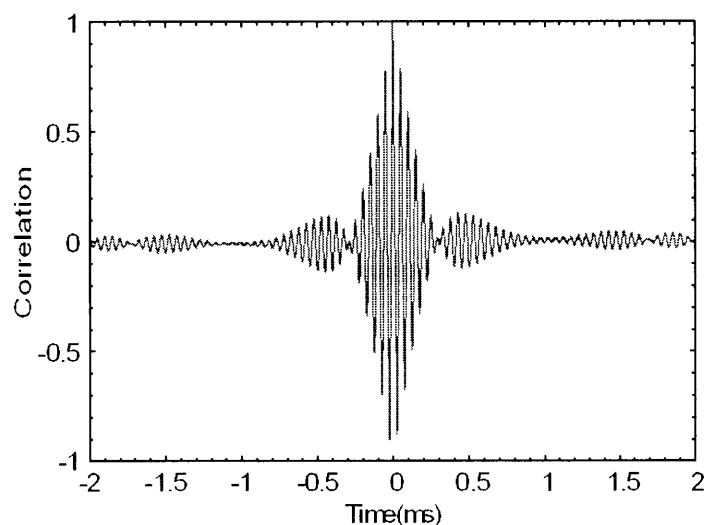


図 2.8 Chirp 信号の自己相関関数

表 2.1 は、中心周波数 40kHz、パルス幅 2ms、(a) 帯域幅 4kHz の単調減少、(b) 帯域幅 4kHz の単調増加、(c) 帯域幅 2kHz の単調減少、(d)帯域幅 2kHz の単調増加の Chirp 信号による相関関数のシミュレーション結果を示す。この表において 1 列目は送信信号、1 行目は受信信号に相当する。このように狭帯域の信号だけの利用に限定した場合、単調増加/単

表 2.1 chirp 信号の相関関数

	(a)	(b)	(c)	(d)
(a)	1.000	0.277	0.503	0.290
(b)	0.277	1.000	0.291	0.512
(c)	0.503	0.291	1.000	0.390
(d)	0.290	0.512	0.390	1.000

調減少同士の信号の相互相関関数の最大値が大きくなってしまう。これは、さらに信号を増やすことで顕著に表れる。このため、多数の超音波センサを用いたとき、クロストークが問題となる。そこで本研究では、クロストークの問題を解決するため、送信信号として 2 値周波数偏移変調 (Binary Frequency Shift Keyed: BFSK) 信号を用いてパルス圧縮を行うことにした。

2.6 2 値周波数偏移変調(BFSK)信号

BFSK 信号とは、図 2.9 に示すように 2 つの符号にそれぞれ異なる周波数のサブパルスを

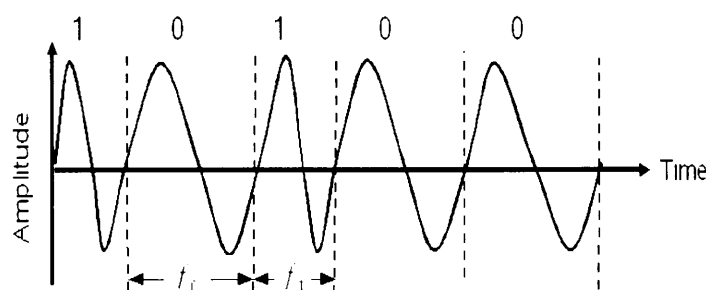


図 2.9 BFSK 信号の例

割り当て、この符号を L 個並べた符号系列で表される信号である。符号 0、符号 1 にそれぞれ異なる周波数 f_0 、 f_1 のサブパルスを割り当て、

$$\begin{cases} s_0(t) = A \sin(2\pi f_0 t) & \text{符号0のとき} \\ s_1(t) = A \sin(2\pi f_1 t) & \text{符号1のとき} \end{cases} \quad (2.19)$$

のように伝送する。本研究では、一般的な公称周波数 40kHz の超音波センサを使用しているため、符号 0、符号 1 にそれぞれ $f_0 = 38.461 \text{ kHz}$ 、 $f_1 = 41.666 \text{ kHz}$ を割り当てた。BFSK 信号 802022524D739A7CFDFF (Hex 表示) の自己相関関数を図 2.10 に示す。これは、図 2.8 に示した Chirp 信号の自己相関関数と同様に鋭いピークを示している。BFSK 信号は、周波数が狭帯域の場合でも異なる送信パルスを数多く生成できるという特徴がある。そのため適切な組み合わせとパルス圧縮技術を併用することにより、複数のセンサを同時に用いた場合でもクロストークの影響を低減することが可能となる。

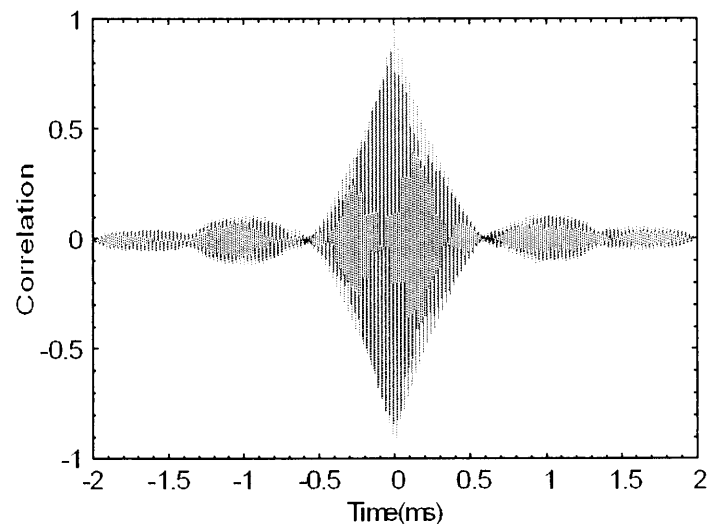


図 2.10 BFSK 信号の自己相関関数

第 3 章 ドップラー効果による劣化が小さい符号系列の探索

3.1 ドップラー効果

本研究で用いる BFSK 信号は、ドップラー効果の影響について検討する必要がある。ドップラー効果とは、音源と観測者の間に相対運動がある場合、音源が静止しているときの周波数と異なる周波数が観測される現象である。この現象は、オーストリアの物理学者クリスチャン・ドップラーにより 1842 年に発見された。音源と観測者が相対的に接近する場合、波の振動が詰められて周波数が高く感知され（図 3.1 参照）、逆に相対的に離れる場合は振動が伸ばされて低く感知される。例えば観測者が静止中、音源が 60km/h で接近する場合、音源の周波数 60kHz は、観測者には 63.1kHz として感知される。

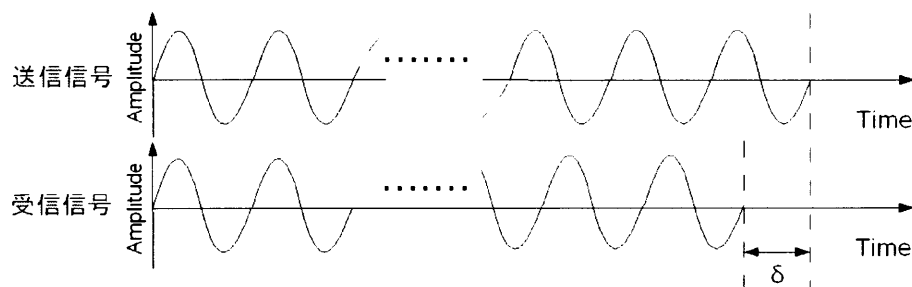


図 3.1 ドップラー効果（接近する場合）

ドップラー効果の影響により受信信号は、送信信号のパルス幅が T (ms) とした場合、伸縮率 α 倍した αT (ms) となる。 α は、

$$\alpha = \frac{c - v}{c + v} \approx 1 - \frac{2v}{c} \quad (3.1)$$

で表すことができる。ここで c (m/s) は音速、 v (m/s) は相対速度である。例えば超音波センサと目標の相対速度が 2.0m/s である時、パルス幅 2ms の送信信号における受信信号は、約 25 μ s 圧縮される。これは、相関関数を 1 μ s のサンプリング間隔で計算するのにおいて、送信信号と受信信号の相関関数のピークに大きな影響を与えられと考えられる。そこで表 3.1 の各符号系列（符号長 80、パルス幅約 2ms）において、気温 20℃ の状況における送信信号と受信信号の相関関数のピークと相対速度の関係をシミュレーションにより求めた。ここでは、ノイズの影響は無視し、各符号系列において -2.0m/s から 0.2m/s 間隔で 2.0m/s ま

で相関関数を計算した。受信信号は、送信信号を相対速度に応じて時間軸方向に α 倍伸縮させたものを用いる。シミュレーション結果を図 3.2 に示す。横軸は相対速度（接近する時を正）、縦軸は各速度における相関関数のピークを示している。

表 3.1 シミュレーションに用いた BFSK 信号 (Hex 表示)

Code.1	F00000C00C3CCCF FFCF
Code.2	802022524D739A7CFDFF
Code.3	DAFF824E13E09B3DBDFB
Code.4	929DE7D4BD3EC46C80C6

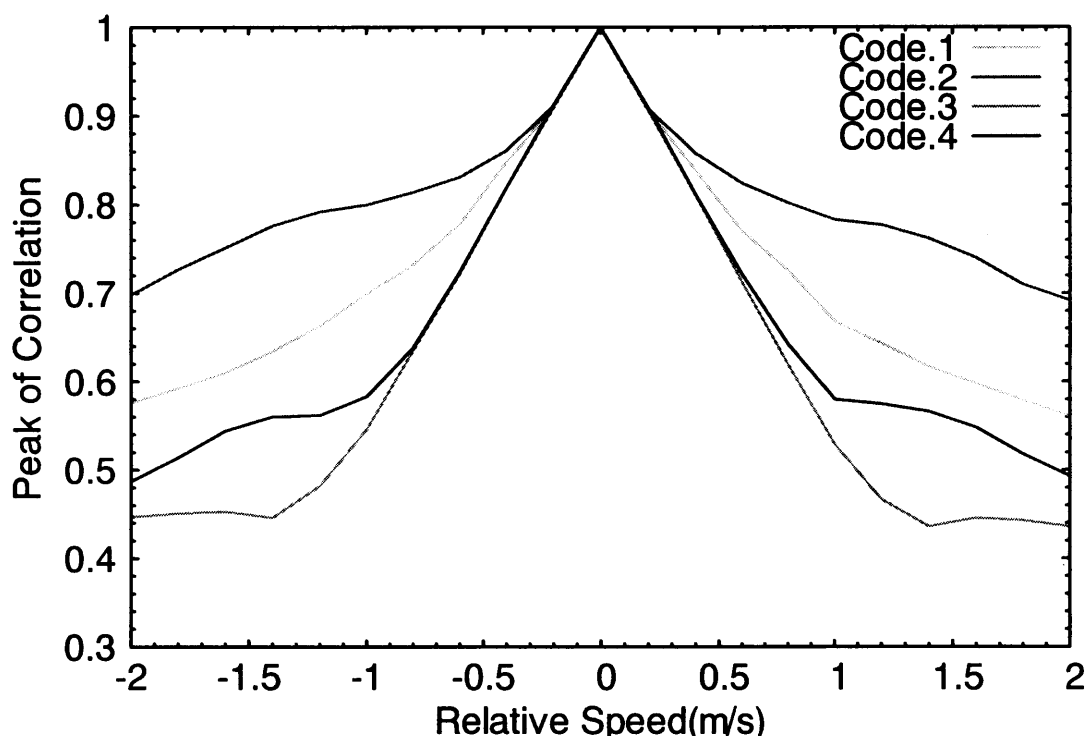


図 3.2 シミュレーション結果

相対速度 1.0m/s の時、Code.2 のピークは 0.783 と比較的高い値を維持しているのに対し、Code.3 のピークは 0.529 と大幅に劣化している。また各 Code の結果より、高速になるほど劣化が激しくなることが分かる。これらの結果から BFSK 信号では、ドップラー効果の影響によりピークが大幅に劣化する信号とそうでない信号が存在することが明らかである。このようにドップラー効果の影響による受信信号の伸縮のため、ピークが劣化し、ノイズがある環境では検出精度が悪化することが予想される。このため相対速度がある環境でも精度良く距離計測を行うためには、ドップラー効果の影響を受けにくい適切な送信信号を用意する必要がある。

そこで、ドップラー効果の影響を受けてもピークの劣化が小さい符号系列の組の探索を目指す。

3.2 遺伝的アルゴリズムによる符号系列探索

BFSK 信号の符号系列を得るために、離散最適化のアルゴリズムである遺伝的アルゴリズムを用いた。遺伝的アルゴリズムとは、自然界の生物の進化過程を模倣した最適化手法で解の候補を遺伝子で表現した「個体」を複数用意し、適応度の高い個体を優先的に選択して交叉・突然変異などの操作を繰り返しながら解を探索する手法である[16]。図 3.3 は、遺伝的アルゴリズムのフローチャートを示したものである。遺伝的アルゴリズムの最大の

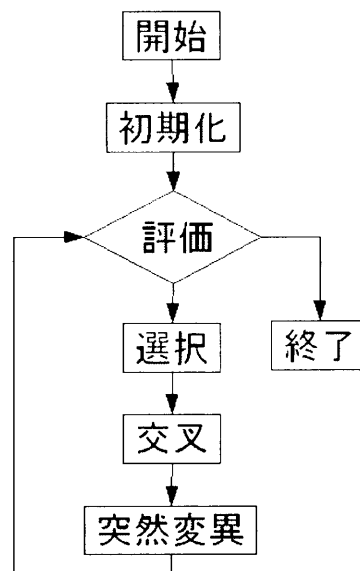


図 3.3 遺伝的アルゴリズムのフローチャート

特徴は、全探索が不可能と考えられるほど広大な解空間を持つ問題に有効であることが挙げられる。われわれは、いくつかの実験を通して比較的近距離の計測において、パルス幅は 2ms が最適だと考えている。そこで BFSK 信号で 2ms のパルス幅を生成するため、本研究では符号長 L を 80 とした。符号長 $L = 80$ 、同時に使用する超音波センサ数（ユーザ数） $U = 4$ の場合、符号系列の組み合わせ数は ${}_{280}C_4$ に及ぶ。そのためすべての組み合わせに対して評価を行うのは事実上不可能であり、遺伝的アルゴリズムを用いることで効率的に最適な符号系列の組み合わせを探索する。各個体は、図 3.4 に示すように符号長 L の符号系列をユーザ数 U 並べたもので表される。

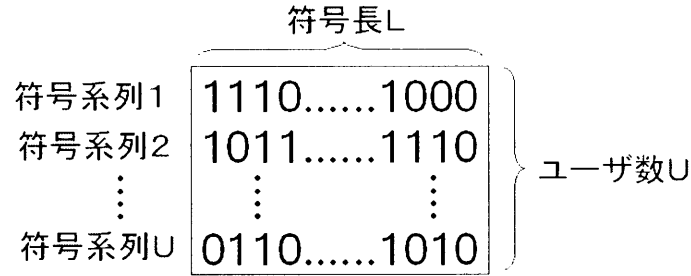


図 3.4 個体の形状

3.2.1 初期化

初期化では、ランダムな符号系列の初期集団を生成する。この集団が個体の第一世代を形成する。本探索では、個体数を 100 とした。

3.2.2 評価

評価とは、各個体がどの程度環境に適応しているかを数値（この数値を適応度と呼ぶ）で表し、次世代に残すかどうかの選択を行う。適応度が低い個体は、その環境に適応していないため、排除（淘汰）される。本探索の目的は、ノイズがある環境でも複数センサによる同時計測が高精度で行える符号系列の組の探索である。そこで1つめとして、各超音波センサから放射される送信信号の自己相関関数がインパルス関数に近いほど、ピークの位置がはっきりとするため、正確な反射波の到達時間が求められる。そのため、自己相関関数のピークは、鋭いことが望まれる。そこで各信号の評価には、図 3.5(a)に示すピークの幅 T_{pr} とサイドローブレベルの最大値 P_s を用いた。これらの値が小さいほど鋭いピークを形成しているといえる。ここで、ピークの幅とは、相関関数の値が 0.4 以上の幅と定義している (0.4 は、ピークの幅を求めるのに要する時間を短縮させ、探索を高速化させる目的で決定した)。次に2つめとしてクロストークの影響を抑えるため、図 3.5(b)に示す送信信号と他センサからの送信信号の相互相関関数の最大値 P_{cc} ができる限り小さいほどよい。そこで各個体は、以上の条件を満たすほど、高い適応度になるよう目的関数を

$$F = c_0 - c_1 \sum_{i=1}^U [P_s(i) + T_{pr}(i)] - c_2 \sum_{i=1}^U \sum_{j=1, i \neq j}^U P_{cc}(i, j) \quad (3.2)$$

と定義した。ここで c_0 、 c_1 、 c_2 は定数である。この適応度 F を計算し、次の選択を行った。

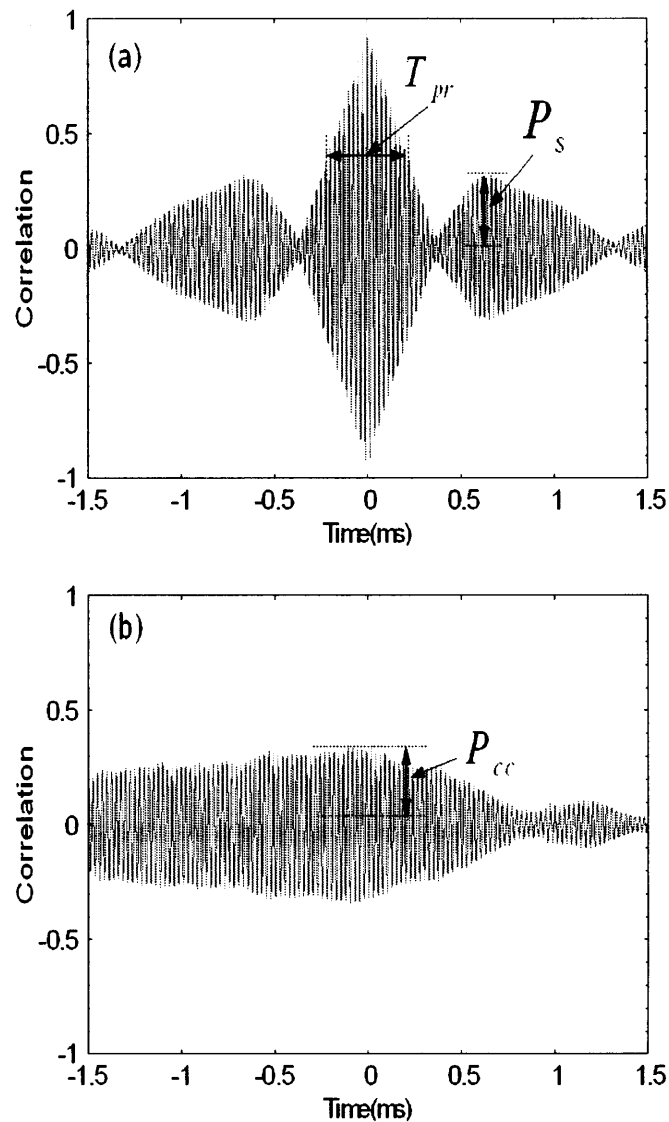


図 3.5 評価のパラメータ (a)自己相関関数(b)相互相関関数

3.2.3 選択

選択とは、集団中の最も適応度が高い個体に、より多く選択(再生)の機会を与えるものである。本探索では親の選択手法に、ルーレット方式選択を用いた。ルーレット方式選択とは、まず集団の全個体の適応度を合計する。次にこの合計の間からある境界を乱数により決定する。そして集団の先行する個体の適応度に個体の適応度を加えていき、境界を越えたときの個体を親として返す手法である。ルーレット方式選択の利点は、適応度に比例して親を選択するため、多世代にわたり最小適応度の個体を排除し、集団の最適個体の伝播に貢献することである。またエリート保存選択（最も適応度が高い個体を次世代に複製する選択）を併用することで、選択、突然変異により解が悪い方向に向かわないようにした。

3.2.4 交叉

交叉とは、生物が子孫を残すことをモデル化したもので、選択された2つの個体の遺伝子（親）を交叉させ、新しい個体（子）を生成することである。交叉は遺伝的アルゴリズムにおいて、最も重要な役割を果たす操作である。本探索では、一点交叉を用いた。一点交叉とは、図3.6に示すように遺伝子を交叉させる点（交叉点）をランダムに1箇所（ j 番目）

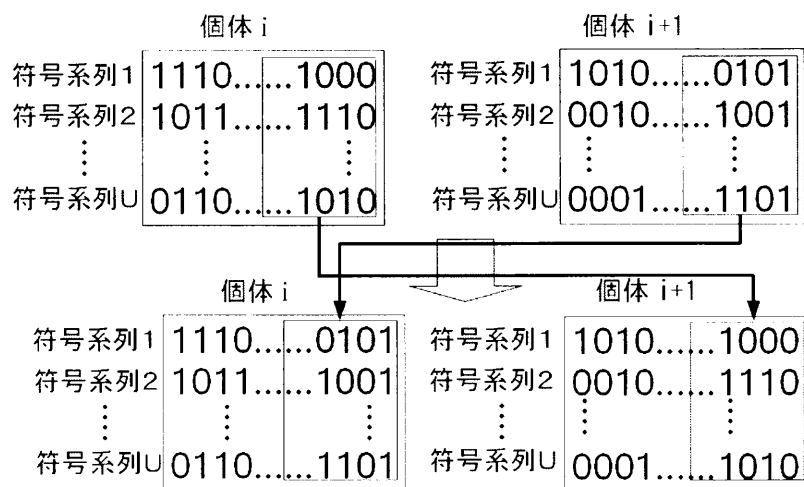


図 3.6 交叉

を決定し、隣り合う個体の後ろの遺伝子 j 番目以降を交換する操作である。この操作により最適解を表す個体の一部分を持った個体同士が交叉すれば、より最適解に近い個体が得られる可能性が高くなる。本探索では、交叉率を 0.8 とした。

3.2.5 突然変異

突然変異とは、生物に見られる遺伝子の突然変異をモデル化したもので、個体の遺伝子の一部をある確率で変化させる操作である。ここでは、図3.7が示すように任意の個体の

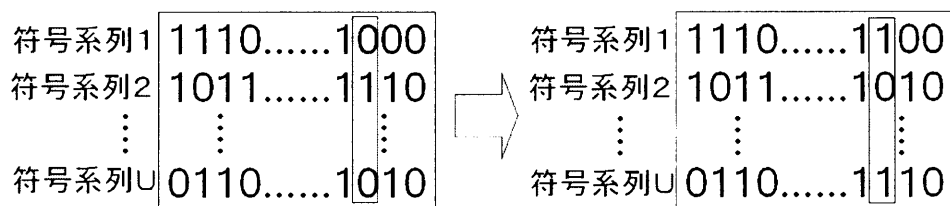


図 3.7 突然変異

全符号系列の i 番目をランダムに選択し符号を反転させる。突然変異を用いることにより局所的最適解からの脱出の効果が得られる。本探索では、突然変異率を 0.2 とした。

3.3 探索結果

世代交代数 100 として探索を行った。3.2 節の探索手法で得られた符号系列の組を、表 3.2 に示す。ここで Mainlobe とは、自己相関関数のピーク付近における相関関数の値が 0.5 以上の幅である。表 3.2 の符号系列における相対速度 $v = 0.0\text{m/s}$ 、 1.0m/s 、 -1.0m/s の相関関数の最大値を表 3.3、3.4、3.5 に示す。この表において 1 列目は送信信号、1 行目は受信信号に相当する。超音波距離計と目標の相対速度は、接近する時を $v > 0$ 、離れる時を $v < 0$

表 3.2 探索で得られた BFSK 信号の準最適解

	Code (Hex)	Mainlobe(ms)	Sidelobe
Code.1	7FFFB5804027F782E863	0.204	0.314
Code.2	929DE7D4BD3EC46C80C6	0.450	0.158
Code.3	DAFF824E13E09B3DBDFB	0.348	0.231
Code.4	01032481EE07C4D77018	0.456	0.176

表 3.3 表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = 0.0 \text{ m/s}$)

	Code.1	Code.2	Code.3	Code.4
Code.1	1.000	0.367	0.440	0.535
Code.2	0.367	1.000	0.483	0.329
Code.3	0.440	0.483	1.000	0.493
Code.4	0.535	0.329	0.493	1.000

表 3.4 表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = 1.0 \text{ m/s}$)

	Code.1'	Code.2'	Code.3'	Code.4'
Code.1	0.544	0.467	0.406	0.501
Code.2	0.441	0.581	0.467	0.509
Code.3	0.513	0.466	0.580	0.595
Code.4	0.483	0.455	0.436	0.525

表 3.5 表 3.2 の符号系列における相関関数 ($v = -1.0 \text{ m/s}$)

	Code.1'	Code.2'	Code.3'	Code.4'
Code.1	0.621	0.415	0.522	0.510
Code.2	0.453	0.652	0.465	0.434
Code.3	0.431	0.449	0.624	0.458
Code.4	0.526	0.468	0.576	0.607

とした。 $v \neq 0$ の時における各符号系列 $\text{Code}.i'$ とは、速度に応じてドップラーシフトした波形である。例えば、 $\text{Code}.i$ と $\text{Code}.i'$ の相関関数は、歪みのない元波形と速度に応じてドップラーシフトした波形により求められる。表 3.3 より、相互相関関数の最大値は、 $\text{Code}.1$ と $\text{Code}.4$ の 0.535 である。これは、閾値を適切に設定することにより、クロストークの影響を低減することが可能である。表 3.4 より、各符号系列 $\text{Code}.i$ と $\text{Code}.i'$ の相関関数のピークは、1.000 から 0.535～0.581 まで大幅に劣化している。また $\text{Code}.3$ と $\text{Code}.3'$ のピークが 0.580 であるのに対して、 $\text{Code}.3$ と $\text{Code}.4'$ の相互相関関数の最大値が 0.595 であるため、このとき正確に送信信号を判断することが困難であると考えられる。表 3.5 から同様に、各符号系列 $\text{Code}.i$ と $\text{Code}.i'$ のピークは、0.614～0.652 まで劣化している。実際の計測では、送受波器による歪み、空気中での減衰、目標との衝突による反射波の劣化などの影響によりピークは、さらに低下する。そのためこの符号系列では、各符号系列のピークの大幅な劣化や、相互相関関数の最大値のほうが高いため、超音波距離計と目標に相対的運動がある状況では、精度良く計測が行えないと考えられる。そこで、ドップラー効果の影響によるピークの劣化が小さい符号系列の組を生成するために、提案手法として 3.2 節で開発した遺伝的アルゴリズムにドップラー効果対策を施す。

3.4 提案手法と探索結果

提案手法は、ドップラー効果対策として、ある上限、下限の速度を設定し、その速度に応じてドップラーシフトした波形を用いた相関関数を求め、目的関数に代入するパラメータを追加した。これにより今までユーザ数 4 の場合、自己相関関数 ($U = 4$) + 相互相関関数 (${}_4C_2 = 6$) の 10 通りの相関関数からパラメータを抽出し適応度を計算していたが、上限速度、下限速度のそれぞれ $4 \times 4 = 16$ 通りの計 42 通りの波形による相関関数からパラメータを抽出する。

本研究では、上限、下限の速度をそれぞれ 1.0m/s、-1.0m/s と設定した。これは、一般的に BFSK 信号の送信信号と受信信号のピークは、図 3.2 から明らかであるように高速になるにつれて劣化する。そのため 1.0m/s (-1.0m/s) の時に高いピークを示していれば、それよりも低速におけるピークも充分高いと考えられるためである。この 1.0m/s は、人間の歩く速さが平均 1.0～1.5m/s であることを考慮して、選定した。

新たに追加するパラメータとして、上限（下限）速度における各 $\text{Code}.i$ の相関関数（元波形とドップラーシフトした波形）のピークの振幅 P_{ac} とピークの位置のずれ T_{pg} 、他符号系列 $\text{Code}.j$ との相互相関関数の最大値 P'_{cc} を用いる。図 3.8(a)に示す P_{ac} は、できるだけ高い値の個体がルーレット方式選択で選ばれるよう、ある閾値以下の場合には、適応度に損失を加えるものとする。この閾値を 0.7 とした。また通常 BFSK 信号の T_{pg} は 0 があるが、ドップラー効果の影響により、ピークの位置が変動する。この T_{pg} が小さいほど、より正確

な受信信号の到達時間を求められる。図 3.8(b)に示す P'_{cc} に関しては、先程と同様にできる限り小さいほどクロストークの影響を受けにくい。

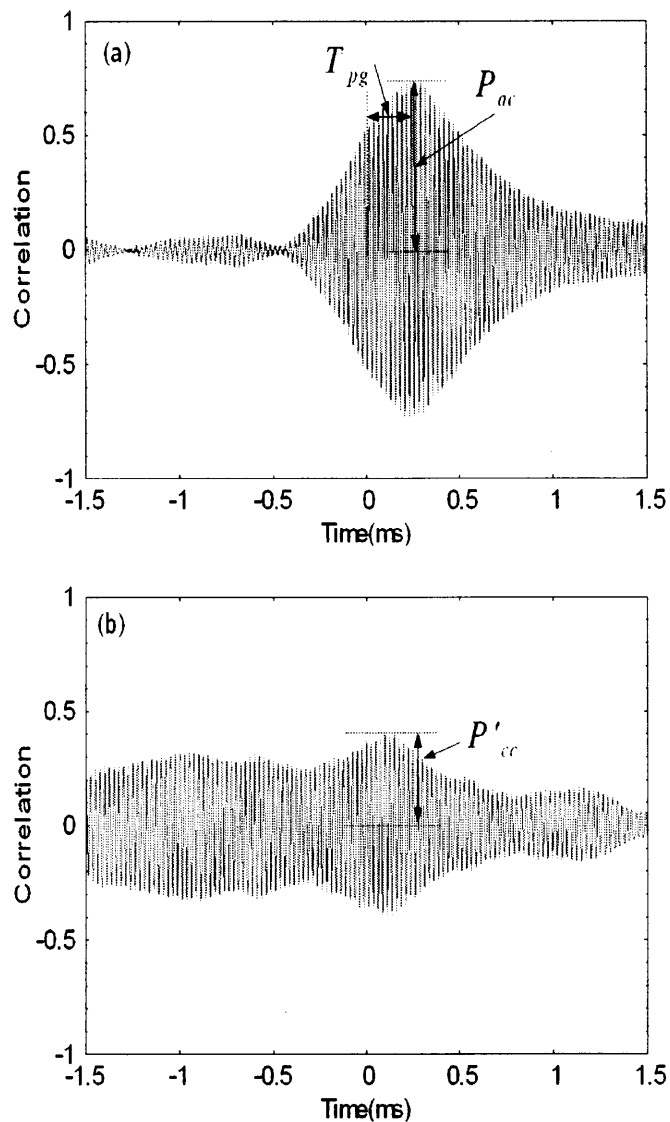


図 3.8 評価のパラメータ（追加） (a)相関関数(b)相互相関関数

以上のパラメータを追加した新たな目的関数 F' を

$$\begin{aligned}
 F' = & c_0 - c_1 \sum_{i=1}^U [P_s(i) + T_{pr}(i)] - c_2 \sum_{i=1}^U \sum_{j=1, j \neq i}^U P_{cc}(i, j) \\
 & - c_3 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^U T_{pg}(i, j) - c_4 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^U \sum_{l=1, l \neq j}^U P'_{cc}(i, j, l) - c_5 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^U A
 \end{aligned} \quad (3.3)$$

とした。ここで c_0 、 c_1 、 c_2 、 c_3 、 c_4 、 c_5 は定数である。また

$$A = \begin{cases} 1 & (P_{ac}(i, j) < 0.7) \\ 0 & (P_{ac}(i, j) \geq 0.7) \end{cases} \quad (3.4)$$

である。提案手法で得られた符号系列の組を表 3.6 に示す。表 3.7、3.8、3.9 に、表 3.6 の各符号系列における相対速度 $v = 0.0\text{m/s}$ 、 1.0m/s 、 -1.0m/s の相関関数の最大値を示す。この表において 1 列目は送信信号、1 行目は受信信号に相当する。

表 3.6 提案手法で得られた BFSK 信号の準最適解

	Code (Hex)	Mainlobe(ms)	Sidelobe
Code.1	C00882118586FEFD7DDA	0.252	0.320
Code.2	B7CF9771CFEEA88F6FCD	0.592	0.262
Code.3	1EE7D0055F62043F8F51	0.306	0.099
Code.4	74C7851358817088086F	0.726	0.522

表 3.7 表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = 0.0 \text{ m/s}$)

	Code.1	Code.2	Code.3	Code.4
Code.1	1.000	0.386	0.296	0.417
Code.2	0.386	1.000	0.300	0.239
Code.3	0.296	0.300	1.000	0.407
Code.4	0.417	0.239	0.407	1.000

表 3.8 表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = 1.0 \text{ m/s}$)

	Code.1'	Code.2'	Code.3'	Code.4'
Code.1	0.750	0.381	0.333	0.310
Code.2	0.314	0.762	0.466	0.334
Code.3	0.374	0.293	0.711	0.517
Code.4	0.473	0.183	0.320	0.737

表 3.9 表 3.6 の符号系列における相関関数 ($v = -1.0 \text{ m/s}$)

	Code.1'	Code.2'	Code.3'	Code.4'
Code.1	0.750	0.333	0.369	0.454
Code.2	0.384	0.770	0.319	0.184
Code.3	0.307	0.442	0.712	0.332
Code.4	0.341	0.315	0.503	0.718

表 3.7 より相互相関関数が 0.239～0.417 と低いため、静止状態での距離計測において、精度の良い計測が可能であると考えられる。表 3.8 より、各符号系列 Code. i と Code. i' のピークは、1.000 から 0.711～0.762 と表 3.2 の符号系列における 0.535～0.581 に比べて劣化の幅が小さい。この時の相互相関関数の最大は、Code.3 と Code.4' の 0.517 だが、Code.3 と Code.3' のピークは 0.711 のため、適切な閾値を設定することで送信信号の識別が可能である。表 3.9 も同様にピークは 0.712～0.770、相互相関関数の最大は Code.4 と Code.3' の 0.503 に対して、Code.4 と Code.4' のピークは 0.718 であるため、クロストークの影響を抑えられると考えられる。また $v = 1.0\text{m/s}$ 、 -1.0m/s における各符号系列の T_{pg} は、0.119～0.640ms であった。これは、計測において約 20.2mm～108.8mm の計測誤差になる。 T_{pg} が小さい場合は問題にならないが、大きな符号系列の場合、精度良く計測を行うためには、受信信号の伸縮度合いや速度計などにより相対速度を把握しながら、適宜補正しなければならない。

3.5 本章のまとめ

本章では、はじめにドップラー効果が存在するときの BFSK 信号の自己相関関数の劣化について検討した。その結果、BFSK 信号では、ドップラー効果の影響により受信信号にひずみが生じるため、ピークが大幅に劣化する符号系列が存在することがわかった。そのため相対速度がある環境でも精度良く計測を行うためには、ピークの劣化が小さい符号系列を用意する必要があった。

そこで劣化の小さい符号系列を生成するために、ドップラー効果対策を施した遺伝的アルゴリズムを開発した。そして探索で得られた BFSK 信号では、ピークの劣化を小さく抑えることができた。またピークと相互相関関数の最小差が 0.194 ため、これは適切な閾値を設定することで、各符号系列の識別が可能であると推測され、複数のセンサによる計測上の問題であるクロストークの影響も解決できると考えられる。

この符号系列が実際の移動計測において有効であるか検証するため、超音波距離計を開発し、実環境のなかで実験を行った。

第4章 実験による検証

4.1 システム構成

提案手法で得られた符号系列の有効性を検証するため、超音波距離計を開発した。超音波距離計のシステムのブロック図を図 4.1 に示す。信号発生器、制御装置を 1 チップの PLD(Programmable Logic Device)に実装した。この距離計の動作周波数は 20MHz、サンプリング周波数は 1MHz である。これらの開発において、記述言語に VHDL、シミュレー

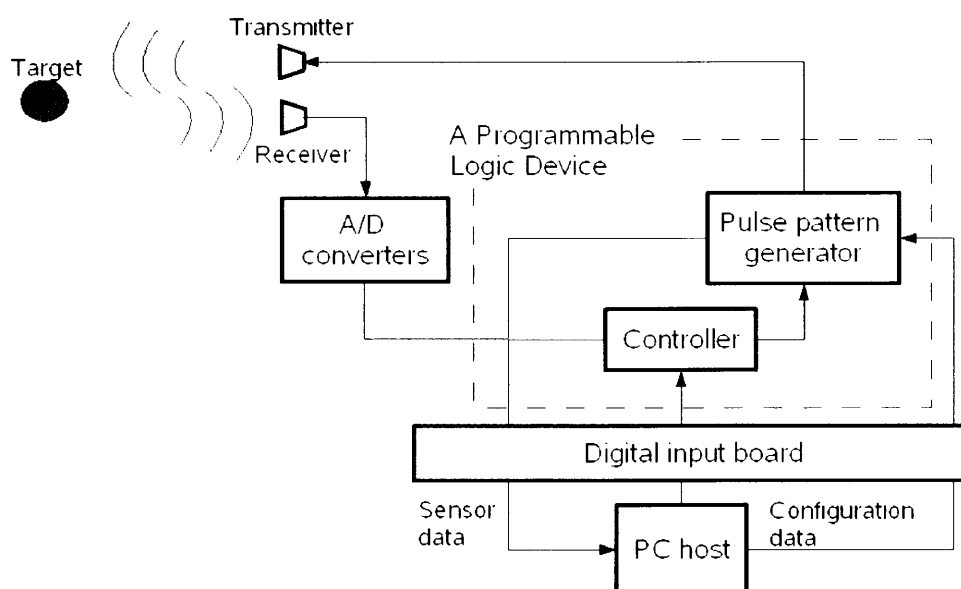


図 4.1 システムのブロック図

ション・配置配線・デバイスプログラミングツールに(株)Altera の Quartus II を用いた。PLD には、(株)Altera の APEX 20K EP20K 400EBC 652 (標準ゲート数 400,000) を使用し、PLD ボードには(株)三菱電機マイコン機器ソフトウェアの MU200-AP400 を用いた。PLD ボードとその周辺回路を図 4.2 に示す。ホスト計算機と PLD 間のデータの転送には(株)インタフェースのデジタル入力ボード PCI-2172C が PCI バスに接続されている。超音波センサには、共振型の(株)村田製作所の MA40S4S/R を用いた (図 4.3)。この超音波センサの仕様を表 4.1 に示す。またホスト計算機から各種機器の制御には、Visual C++を使用して開発したプログラムを用いた。

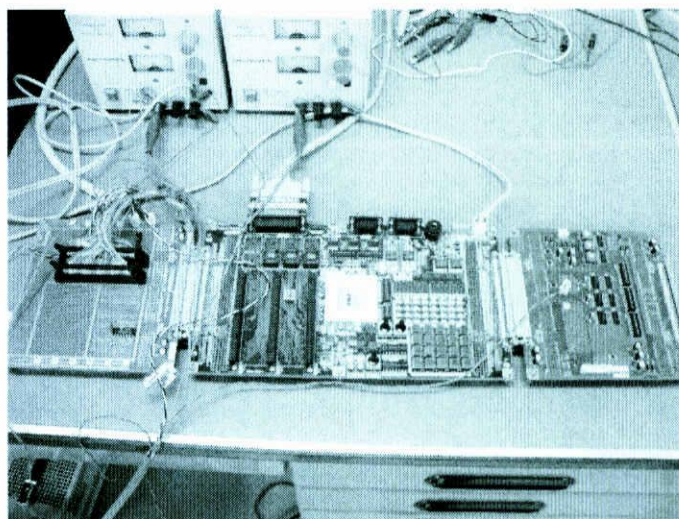


図 4.2 PLD ボードと周辺回路

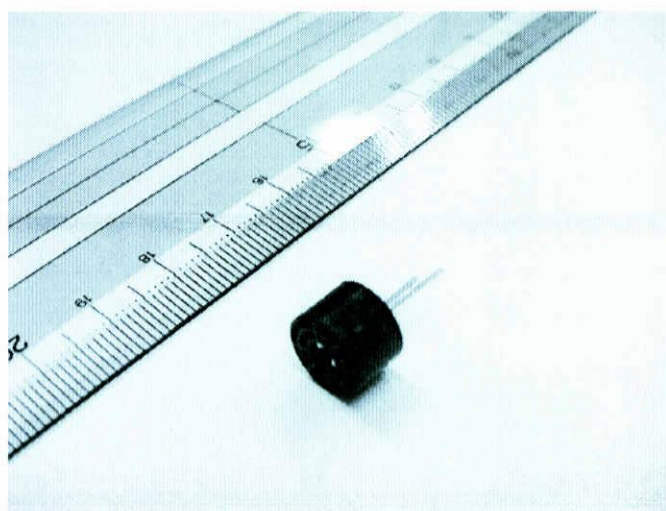


図 4.3 超音波センサ (MA40S4S/R)

表 4.1 超音波センサの仕様 (MA40S4S/R)

公称周波数	40kHz
周波数帯域(-6dB)	約 4kHz
感度	-67±6dB
音圧	113±6dB
指向性	100°
分解能	9mm
検知距離	0.2~4m
外形寸法 直径	9.9mm
厚さ	7.1mm

4.1.1 距離計測の流れ

実際の距離計測の流れを以下に示す。

1. 計測開始の合図として、ホスト計算機から PLD にトリガパルスが転送される。
2. 信号発生器により BFSK 信号が生成される。
3. この信号が印加電圧として超音波送波器に伝送され、超音波センサから超音波を発射する。
4. 物体からの反射波が、超音波受波器で受信・増幅され、A/D 変換器を通して PLD に転送される。
5. PLD からホスト計算機にデジタル入力ボードを通して、送信信号や受信信号などのデータが随時 ($1\mu\text{s}$) 転送される。
6. 制御装置では、パルス発射回数や計測間隔を制御し、必要に応じて 2 から 5 を繰り返す。
7. ホスト計算機では、転送されるデータから相関演算を行い、距離を求める。

送波器では、2 値化された時系列信号(BFSK 信号) $u_0(t)$ が入力されると、その振幅を $10V_{pp}$ まで増幅した矩形電圧を超音波センサに印加する。受波器は、超音波センサで受信した信号をオペアンプで増幅した後、コンパレータ AD790JN で、2 値化する。受波器からは、アナログ信号 $v(t)$ と 2 値化された信号 $v_k'(t)$ が出力される。PLD ボードに取り付けた A/D 変換器への入力を $3V\sim 5V$ にする必要があるため、受波器の 2 段目のオペアンプで $4V$ のバイアスをかけている。受信信号の増幅率は $49.1\text{dB}\sim 65.8\text{dB}$ の間で調整できる。また、コンパレータの入力側に可変抵抗を付け、受信信号を 2 値化するときの閾値 k を変えられるようにした。このような送波器と受波器を、1 枚のユニバーサル基板上に実装した(図 4.4)。

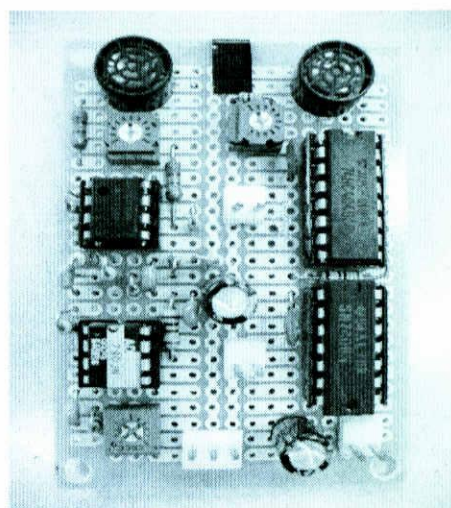


図 4.4 超音波送受波器

4.2 実験方法及び結果

超音波送受波器と目標が相対的に接近する場合と離れる場合の実験を行った。移動計測用のロボットは、LEGO MINDSTORMS で製作し、超音波送受波器を搭載した（図 4.5）。移動ロボットと目標の位置関係を図 4.6 に示す。ロボットに搭載された超音波送受波器は、地面から 140mm の位置にセットし、地面と平行方向に超音波を発射する。目標は、金属性の板（縦 908mm、横 1090mm、厚さ 1mm）を用意した。実際の実験は、図 4.7 のような環境で行った。

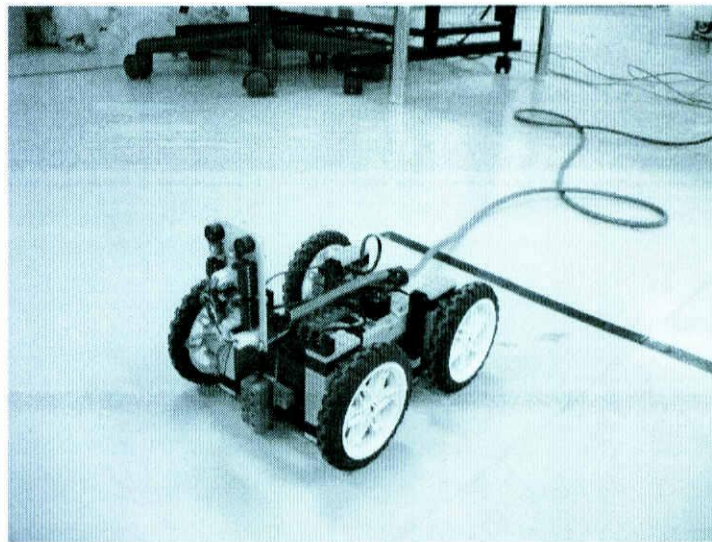


図 4.5 超音波送受波器を搭載した移動ロボット

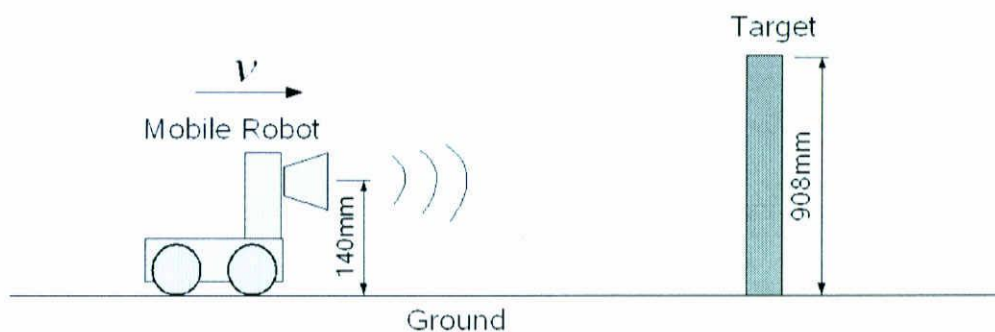


図 4.6 実験環境

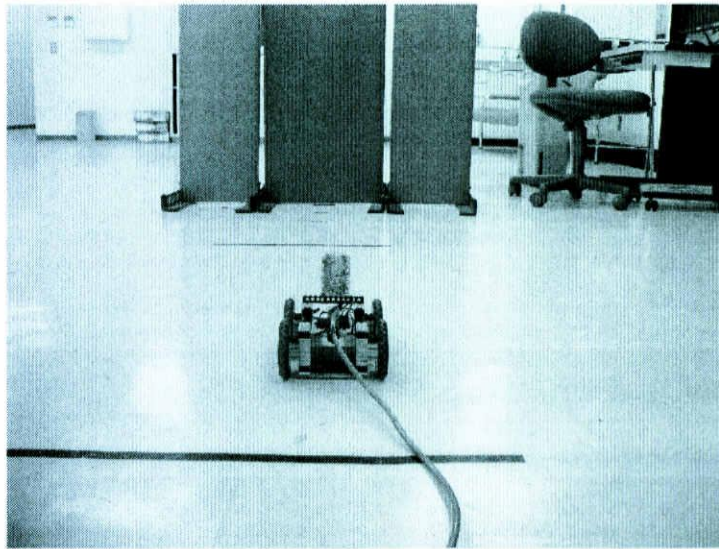


図 4.7 実験の様子

今回実験には、表 3.6 の Code.1(C00882118586FEFD7DDA 以後 Code.A と呼ぶ)と表 3.2 の Code.1(7FFFB5804027F782E863 以後 Code.B と呼ぶ)の符号系列を用いた。それぞれの符号系列における自己相関関数を図 4.8(a)、(b)に示す。図 4.8 に示すようにそれぞれの符号系列で

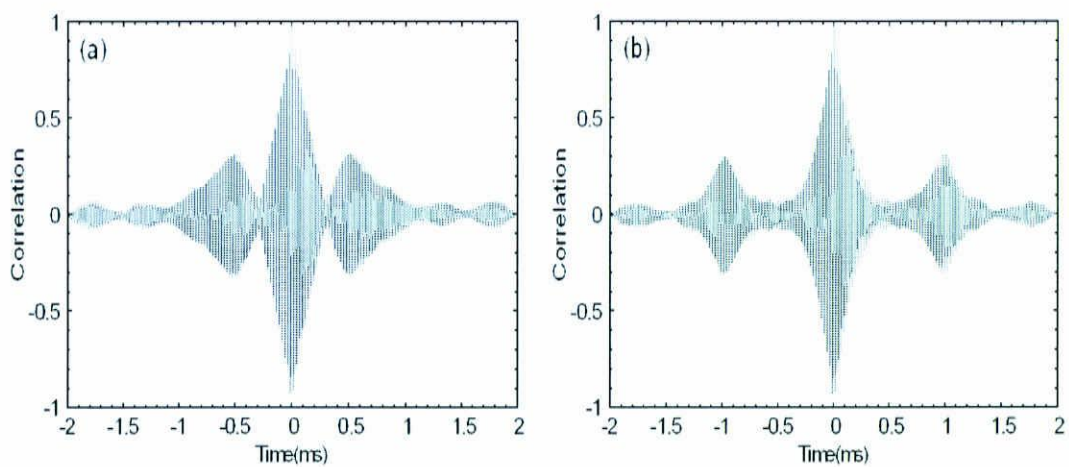


図 4.8 自己相関関数 (a)Code.A (b)Code.B

は、サイドローブレベルの形状が若干違うが、鋭いピークを示している。実際の計測では、目標からの反射波と送信信号の相関関数を求め、そのピークの位置を利用して距離を求める。これらの符号系列を用いた静止状態での実験におけるピークは、Code.A では 0.83、Code.B では 0.81 であった。これは、送波器による歪み、空気中での減衰、目標との衝突による反射波の劣化の影響などによるためである。

4.2.1 実験 1（接近する場合）

はじめに接近する場合の実験を行った。図 4.6 において $v = 0.82\text{m/s}$ 、計測開始地点 2000mm 、計測間隔 200ms 、送信パルス発射回数 5 回の条件による計測を各符号系列において 10 回試行し、距離とピークの平均と標準偏差を表 4.2、4.3 に示す。ここでホスト計算機から転送されるトリガ信号から、超音波パルスが発射されるまでの初期遅延は、 400ms とした。

表 4.2 実験 1 結果（距離）

		Distance(mm)			
		Code.A		Code.B	
Time(ms)	Reference(mm)	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	1672	1683	16	1692	23
600	1508	1519	19	1533	26
800	1344	1344	22	1367	28
1000	1180	1178	22	1207	28
1200	1016	1025	19	957	99

表 4.2 より標準偏差の平均は、Code.A は 19.6mm 、Code.B は 40.8mm であった。この結果、Code.A のほうが Code.B と比べて、計測誤差が小さい。また Code.A に関して、実際の距離との差が平均 6.2mm と小さいため、精度良く距離計測が行われたといえる。

表 4.3 実験 1 結果（ピーク）

	Peak			
	Code.A		Code.B	
Time(ms)	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	0.741	0.033	0.618	0.045
600	0.776	0.03	0.632	0.058
800	0.764	0.014	0.61	0.03
1000	0.752	0.009	0.617	0.014
1200	0.744	0.025	0.649	0.037

表 4.3 よりピークの平均は、Code.A は 0.755 、Code.B は 0.625 であった。これより Code.A は Code.B に比べて、 0.1 以上高い値を示している。そのため、ノイズの多い環境では、距離計測の精度に差が生じると考えられる。また $v = 0.82\text{m/s}$ におけるピークは、Code.A が 0.83 から 0.755 (約 9%劣化)、Code.B は 0.81 から 0.625 (約 23%劣化) であった。これより Code.A のほうがピークの劣化が小さいことがわかる。

4.2.2 実験 2（離れる場合）

次に離れる場合の実験を行った。図 4.6 において $v = -0.78\text{m/s}$ 、計測開始地点 800mm、計測間隔 200ms、送信パルス発射回数 5 回の条件による計測を各符号系列において 10 回試行し、距離とピークの平均と標準偏差を表 4.4、4.5 に示す。また初期遅延は、400ms とした。

表 4.4 実験 2 結果（距離）

		Distance(mm)			
		Code.A		Code.B	
Time(ms)	Reference(mm)	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	1112	1153	23	1012	76
600	1268	1312	25	1275	61
800	1424	1476	32	1530	64
1000	1580	1643	27	1652	43
1200	1736	1803	28	1804	25

表 4.4 より実際の距離との差の平均は、Code.A は 53.4mm、Code.B は 70.6mm であった。先程の実験 1 と同様に Code.A のほうが Code.B より計測誤差が小さい。しかし実験 1 に比べて、誤差がかなり大きくなった。

表 4.5 実験 2 結果（ピーク）

	Peak			
	Code.A		Code.B	
Time(ms)	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	0.757	0.014	0.623	0.07
600	0.755	0.025	0.543	0.036
800	0.715	0.027	0.519	0.015
1000	0.738	0.047	0.523	0.027
1200	0.759	0.029	0.509	0.026

表 4.5 よりピークの平均は、Code.A は 0.745、Code.B は 0.543 であった。ピークについても距離の結果と同様に実験 1 に比べて悪化した。また Code.A は Code.B に比べて、0.2 以上高いピーク値を示している。Code.B に関して、よりノイズの多い環境では、接近するとき以上に誤計測が増えると考えられる。また $v = -0.78\text{m/s}$ におけるピークは、Code.A が 0.83 から 0.745(約 10%劣化)、Code.B は 0.81 から 0.543(約 33%劣化)であった。

4.3 劣化の小さい符号系列の特徴について

前節までに BFSK 信号の符号系列により、相対速度がある状況における計測においてピークの劣化に差が生じることについて述べてきた。本節では、静止状態ではピークに差がみられない符号系列において、なぜ移動中の計測ではピークの劣化に差が生じるのか、劣化の小さい符号系列に何か特徴がないか考察した。

そこで今回、各符号系列の符号（周波数）が切り替わる回数に着目した。共振型送波器において周波数が変化する付近では、歪みが生じ、正確に f_0 、 f_1 を実現できていない可能性がある。それは、信号発生器から伝送される矩形電圧により駆動する超音波センサの圧電素子において、立ち上がりによる定常状態になるまでの遅延時間や、立下りによる影響などのためと推測される。そこで、周波数が切り替わる回数と計測精度の関係について検討することにする。

符号系列は、3.4 節で開発したアルゴリズムを使用して、1つの符号に複数のサブパルスを対応させることにより、周波数が切り替わる回数を調整した。実験に用いた符号系列を表 4.6 に示す。 λ は 1 符号に対応させたサブパルスの数、 L は符号長、 C は周波数が切り替わる回数を表している。それぞれの自己相関関数を図 4.9(a),(b),(c),(d) に示す。

表 4.6 実験に用いた符号系列

Code (Hex)	λ	L	C	Mainlobe(ms)	Sidelobe
802022524D739A7CFDFF	1	80	32	0.302	0.142
C1294B2E75	2	40	24	0.552	0.107
FE901	4	20	6	0.160	0.341
1111010000 (binary)	8	10	3	0.156	0.373

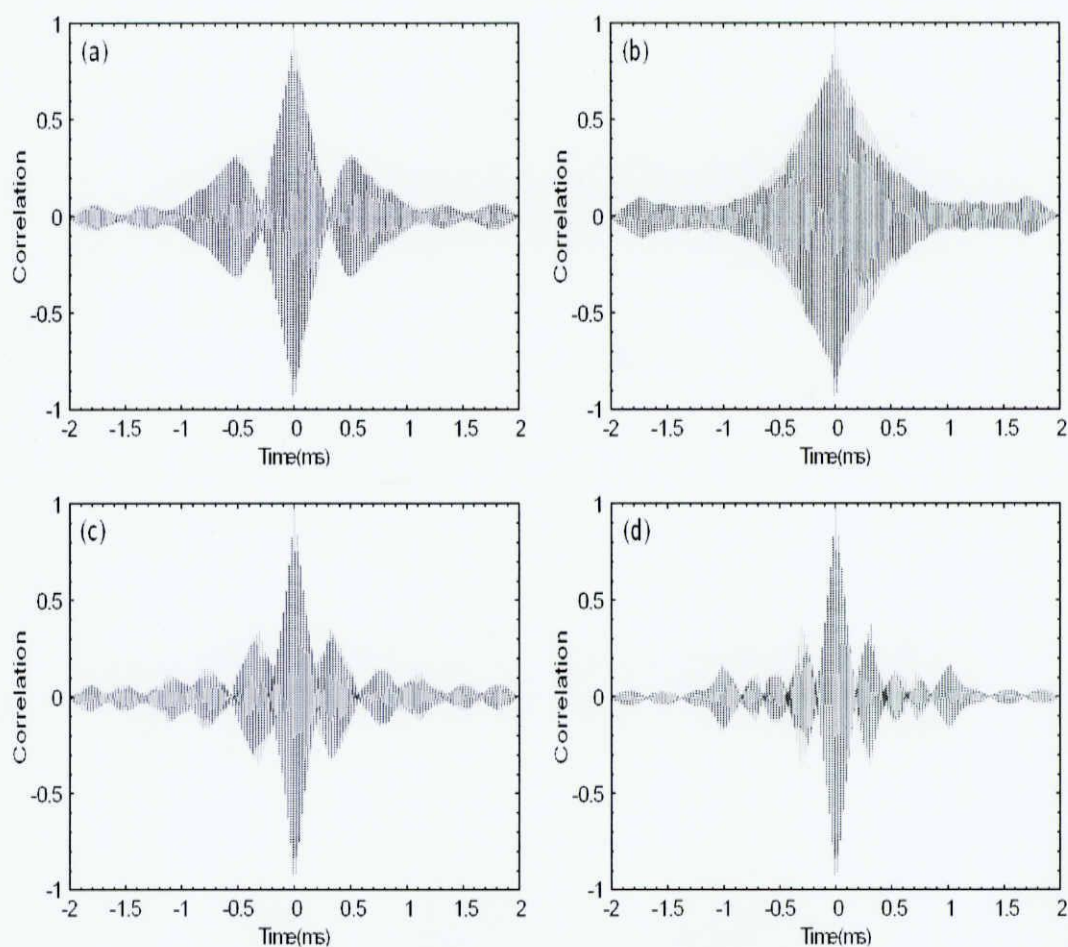


図 4.9 自己相関関数 (a) $\lambda = 1$ (b) $\lambda = 2$ (c) $\lambda = 4$ (d) $\lambda = 8$

4.3.1 実験 3

接近する場合において実験を行った。図 4.6 において $v = 0.82\text{m/s}$ 、計測開始地点 2000mm 、計測間隔 200ms 、送信パルス発射回数 5 回の条件による計測を各符号系列において 10 回試し、距離とピークの平均と標準偏差を表 4.7、4.8 に示す。また初期遅延は、 400ms とした。

表 4.7 実験 3 結果 (距離)

		Distance(mm)							
λ		1		2		4		8	
Time (ms)	Reference (mm)	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	1672	1683	16	1685	17	1660	16	1677	18
600	1508	1519	19	1524	21	1493	22	1511	25
800	1344	1344	22	1348	22	1312	12	1339	27
1000	1180	1178	22	1183	20	1143	14	1174	30
1200	1016	1025	19	1027	16	965	34	1016	28

表 4.7 より標準偏差の平均は、 $\lambda = 1$ は 19.6mm、 $\lambda = 2$ は 19.2mm、 $\lambda = 4$ は 19.6mm、 $\lambda = 8$ は 25.6mm であった。また各符号系列において、実際の距離との差は数十 mm 以内と移動ロボットからの計測としては、十分な精度といえる。

表 4.8 実験 3 結果（ピーク）

λ	Peak							
	1		2		4		8	
	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
400	0.741	0.033	0.759	0.031	0.607	0.048	0.564	0.029
600	0.776	0.03	0.762	0.012	0.544	0.047	0.555	0.062
800	0.764	0.014	0.762	0.01	0.596	0.052	0.549	0.043
1000	0.752	0.009	0.756	0.012	0.65	0.036	0.616	0.02
1200	0.744	0.025	0.768	0.022	0.62	0.034	0.596	0.024

表 4.8 よりピークの平均は、 $\lambda = 1$ は 0.755、 $\lambda = 2$ は 0.761、 $\lambda = 4$ は 0.603、 $\lambda = 8$ は 0.576 であった。周波数が切り替わる回数が多い $\lambda = 1$ 、 $\lambda = 2$ が高いピークを示しているのに対し、回数が少ない $\lambda = 4$ 、 $\lambda = 8$ は、ピークの劣化がかなり大きくなった。また標準偏差についても、 $\lambda = 1$ 、 $\lambda = 2$ は、ばらつきを小さく計測できたのに対し、 $\lambda = 4$ 、 $\lambda = 8$ は、かなり大きくなった。

4.4 本章のまとめ

本章では、提案手法で得られた符号系列が、実際に相対速度がある状況における計測において有効であるのかを検証するため、接近する場合と離れる場合について実験を行った。その結果、接近する場合では、実際の距離との計測誤差が平均 6.2mm と精度良く距離計測が行えた。また離れる場合についても、ドップラー効果を考慮していない符号系列に比べて、ピークの劣化を約 10%に抑えることができた。これより遺伝的アルゴリズムにドップラー効果対策を施したアルゴリズムの有効性を示すことができた。また劣化の小さい符号系列に特徴がないか考察した。そして周波数の切り替わる回数に着目し、周波数が切り替わる回数と相対速度がある状況における計測精度との関係を実験により検討した。その結果、周波数が切り替わる回数が極端に少ない符号系列では、計測精度が悪化することがわかった。これより適度に周波数を切り替えることがドップラー効果対策に有効であるといえる。

第5章 結論

5.1 本研究のまとめ

本論文は、ドップラー効果が存在するときでも精度の高い計測の実現を目指した。そして、提案手法としてドップラー効果対策を施したアルゴリズムを開発し、得られた符号系列を用いた実験を行い、その有効性を示した。

第1章では、本研究の背景や超音波距離計を自律移動ロボットに搭載するにあたり生じる問題点などを挙げた。それらの問題のうち、ドップラー効果による問題を克服し、超音波距離計と目標に相対的運動がある状況でも精度の高い計測の実現を本研究の目的とした。

第2章では、超音波を用いた距離計測の方法や問題点などを述べ、計測精度を向上させるため行われてきた研究についてまとめた。そこでパルス圧縮という技術が超音波距離計において有効であることを述べ、数ある送信信号の中から BFSK 信号を採用した理由を示した。

第3章では、ドップラー効果が BFSK 信号の自己相関関数のピークに与える影響について検討した。その結果、ピークが大幅に劣化するものとそうでない符号系列が存在することを示した。そこで劣化の小さい符号系列を生成するために、提案手法であるドップラー効果対策を施した遺伝的アルゴリズムを新たに開発し、ピークの劣化が小さい符号系列を生成した。

第4章では、提案手法で得られた符号系列の有効性を検討するため、いくつかの実験を行った。その結果、提案手法で得られた符号系列では、相対速度がある状況でも精度の高い計測ができることを示した。また周波数が切り替わる回数と相対速度がある状況における計測精度との関係を実験により検討した。その結果、周波数の切り替わる回数が極端に少ない符号系列では、計測精度が悪化することがわかり、適度に周波数を切り替えることがドップラー効果対策に有効であることを示した。

5.2 今後の課題

今後の課題を以下に示す。

はじめに提案手法では、従来手法と比べて、探索時間が大幅に増加した。それは、ドップラー効果への対策を施す上で、評価に多数のパラメータを必要としたためである。そこで探索時間を短くするため、パラメータの選定を行うとともに効率の良い探索手法に改良する余地がある。

次に第4章で周波数の切り替わる回数が計測精度に与える影響について述べた。その結果を探索に反映し、劣化の小さい符号系列のより詳細な特徴について検討する必要がある。

最後に実際の測定において、送信信号と受信信号の相関関数のピークは、0.8~0.9 まで劣化する。この原因として、送波器による歪み、空気中での減衰、目標との衝突による反射波の劣化などが挙げられる。そこで、これらの影響による歪みをモデル化できれば、相関関数の計算に送信信号の代わりに歪みを考慮した信号を用いることで、より1に近いピーク値を得ることができる。これにより、ノイズの影響による誤計測を減らすことができるとともに、同時に使用するセンサ数が増えた場合でも、クロストークの影響を低減することが可能になる。

参考文献

- [1] 松日楽信人, 大明準治, “わかりやすいロボットシステム入門 メカニズムから制御まで”, オーム社, 1999
- [2] 川端昭, 一ノ瀬昇, 高橋貞行, “やさしい超音波工学”, 工業調査会, 1998
- [3] 谷腰欣司, “超音波とその使い方 超音波センサ・超音波モータ”, 日刊工業新聞社, 1994
- [4] 油田信一, “ロボットのための超音波センシング ―その限界と今後への期待―”, 日本ロボット学会誌, Vol. 20, No. 4, pp.389-392, 2002
- [5] B. Barshan and R. Kuc, “A bat-like sonar system for obstacle localization”, IEEE Trans. Systems Man Cybern., vol. 22, pp.636-646, 1992.
- [6] 高木相, 清水洋, 西澤潤一, 村上孝一, 木村正行, “通信工学”, 朝倉書店, 1992
- [7] K. Audenaert, H. Peremans, Y. Kawahara and J. Van Campenhout, “Accurate Ranging of Multiple Objects using Ultrasonic Sensors”, Proc. IEEE Int. Conf. Robotics Automat., pp.1733-1738, 1992
- [8] 丹沢勉, 清弘智昭, 森英雄, “屋外移動ロボットのための雑音に強い超音波センサ”, 日本ロボット学会誌, Vol.15, No.4, pp.542-549, 1997
- [9] K.W. Jorg and M. Berg, “Sophisticated mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes”, Robot. Autonom. Syst., Vol.25, pp.241-251, 1998
- [10] E. Jakeman and E.R. Pike, “Spectrum of clipped photo-counting fluctuations of Gaussian light”, 1969
- [11] 近藤倫正, 大橋由昌, 実森彰郎, “計測・センサにおけるデジタル信号処理”, 昭晃堂, 1993
- [12] 滑川敏彦, 奥井重彦, “通信方式”, 森北出版, 1990
- [13] 木村英俊, 吉田庄司, “情報通信工学”, 丸善, 2002
- [14] 石井聡, “無線通信とデジタル変復調技術”, CQ 出版社, 2005
- [15] A.M. Sabatini and A. Rocchi, “Digital-signal-processing techniques for the design of coded excitation sonar ranging systems”, Proc. IEEE Int. Conf. Robotics Automat., pp.335-340, 1996
- [16] 嘉数侑昇, 三上貞芳, 皆川雅章, 川上敬, 高取則彦, 鈴木恵二, “遺伝的アルゴリズムハンドブック”, 森北出版, 1994

研究業績

1. 吉川貴彦, 児玉哲司, “超音波距離計における2値周波数偏移変調信号の特性”, 平成18年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, O-261, 2006.9
2. 児玉哲司, 中平健治, 金谷勇気, 吉川貴彦, “超音波距離計へのデジタル相関器の応用”, 電気学会論文誌C, 127巻第3号, 2007

謝辞

本研究の遂行及び修士論文の作成にあたり、終始適切な御指導を賜りました、本学工学部教授 成瀬 央先生に深く感謝致します。

本研究の実施に対し終始熱心な御指導とご助言を賜りました、本学総合情報処理センター助教授 児玉 哲司先生には熱く御礼申し上げると共に感謝の念が耐えません。

本研究に対し貴重なご助言を頂きました、本学工学部助手 竹内 一郎先生に深く感謝いたします。

そして本研究に対し適切な御指導を賜りました名古屋大学大学院電気工学専攻大熊研究室の中平 健治氏に厚く御礼申し上げます。

また共にデジタル信号処理について学び、研究活動の遂行に協力して頂いた、金谷 勇氣氏に心より御礼申し上げます。

最後に大学における研究活動を暖かく見守って下さった両親に感謝いたします。