

超音波距離計へのデジタル相関器の応用

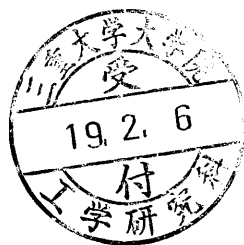
平成 18 年 度

三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 情報工学専攻

金 谷 勇 気

修士論文

超音波距離計へのデジタル相関器の応用



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

金谷 勇気

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景.....	1
1.2 1ビットディジタル相関器を用いた超音波距離計.....	3
1.3 送信信号の変調方式.....	3
1.3.1 送信信号の制約.....	3
1.3.2 超音波距離計の変調方式.....	4
1.3.3 2値周波数偏移変調の符号系列.....	5
1.3.4 送信信号のコードセットの生成方法.....	10
1.4 本研究の目的.....	10
1.5 本論文の構成.....	13
第2章 超音波距離計における信号の歪み	15
2.1 緒言.....	15
2.2 超音波距離計における信号の伝播経路.....	15
2.3 超音波送受波器の特性による波形の歪み.....	18
2.4 結言.....	19
第3章 シミュレーションモデルの構築	21
3.1 緒言.....	21
3.2 超音波送受波器のモデル.....	21
3.2.1 M.Pollakowski らの超音波送受波器のモデル.....	23
3.2.2 圧電振動子の等価回路のモデル.....	25
3.3 シミュレーション精度の検証.....	28
3.4 時間遅れの考慮.....	31
3.5 結言.....	33
第4章 探索プログラムの改良	36
4.1 緒言.....	36
4.2 遺伝的アルゴリズム.....	36
4.2.1 初期化.....	38
4.2.2 評価.....	38
4.2.3 選択.....	39
4.2.4 交叉.....	41
4.2.5 突然変異.....	41

4.3	パラメータ設定.....	41
4.4	相関関数のシミュレーション.....	44
4.5	遺伝的アルゴリズムの改良.....	46
4.6	実験方法および結果.....	49
4.7	結言.....	53
第5章	結論	54
5.1	本研究のまとめ.....	54
5.2	今後の課題と展望.....	55
参考文献.....		57
研究業績.....		58
謝辞.....		59

第1章 序論

1.1 研究の背景

超音波は光や電波などに比べて反射し易いといった特徴がある。そのため、送波器から空気中に向けて超音波パルスを発射すると、空間中になんらかの物体がある場合は、物体で超音波が反射するので、その反射波の一部を受波器で受波することができる。また、超音波の空気中での伝播速度は約 340 m/s と遅いので、この超音波の伝播時間 τ は容易に計測することができ、超音波の伝播速度 c から $l=c\tau/2$ として物体までの距離を算出することができる[1]（この手法はパルスエコー法と呼ばれる）。加えて、このような信号処理は比較的簡単な電子回路で実現できるなどの利点もあるため、距離計などに広く用いられている。

パルスエコー法による超音波距離計測を行う場合、反射波を検出する最も簡単な方法に、受信波形にしきい値を設ける方法がある[2]。この方法では、図 1.1 に示すように、しきい値を超える振幅の波を受信した時刻 t_d を反射波の受信時刻とする。この方法は、極めて単純なハードウェアで実現可能であるため多用されているが、多重反射や他のシステムが使用する超音波などで検出精度が悪くなるといった問題があるため、ほとんどの場合、物体の有無を確認する程度の極めて簡単なアプリケーションにしか用いられていない。そこで、最近では、このような問題を解決するために、送信波形と受信波形の相関関数を計算する手法が研究されるようになってきた。この手法を用いる場合、相関関数の出力は、反射波を受信した時刻で鋭いピークを示すので、それをもとに反射波を検出することができる。従来のしきい値法が、反射波の波頭のみの情報を用いて検出を行っているのに対し、この手法は反射波全体の情報を用いて検出を行うため、雑音に影響されにくいという特徴がある[3]。また、互いに相関の低い送信信号を用いれば、複数台の超音波距離計が互いに混信することなく同時に距離計測

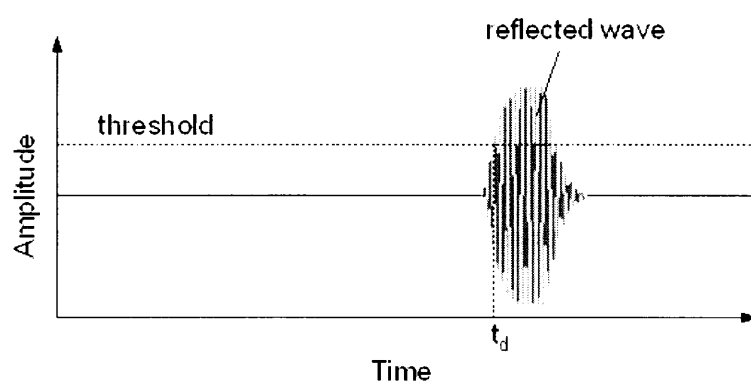


図 1.1 しきい値法による反射波の検出

を行うことができる。しかし、Jörgら[4]やUreñaら[5]が、DSP(Digital Signal Processor)やFPGA(Field Programmable Gate Array)で実現したように、相関関数を実時間で処理する場合、相関関数を計算するハードウェアはとても膨大なサイズとなってしまうという問題があった。そこで、私たちは、互いに混信することのない小型・軽量で高精度な超音波距離計の開発を目指し研究を進めてきた。以下、これまでの研究成果について概観する。

1.2 1ビットデジタル相関器を用いた超音波距離計

反射波の検出に相関関数を用いる超音波距離計は、精度の高い距離計測を行うことができる。しかし、相関器の回路規模は非常に膨大であり、「小型・安価である」という超音波距離計の利点を相殺してしまうという問題があった[4, 5]。そこで、私たちは、回路規模を低減するために、相関器として、入力信号を1ビットに量子化してから乗算を行う1ビットデジタル相関器を用いることを提案してきた。

乗算を1ビットや2ビットで演算するデジタル相関器は、相関関数の実時間処理においては主要な技術の一つとなっているが、この技術はシステムの構成を極めて簡単にする一方で、精度を保つことが出来ないという欠点がある。そのため、これまで超音波距離計に応用されたことはなかった。しかし、私たちの検証の結果、この精度低下は超音波距離計においてはあまり問題にならないことが分かった。そのため、1ビットデジタル相関器を用いた場合、通常の8ビットや12ビットで乗算を行う相関器に比べ、あまり精度を落とすことなく、回路規模を大幅に削減することができ、性能/回路規模（コスト）が劇的に改善されることを示した。

1.3 送信信号の変調方式

1.3.1 送信信号の制約

反射波の検出に相関関数を用いる場合、送信信号にはいくつか求められる条件がある。まず第1に、送信信号は、

- ・自己相関関数のピークが鋭く、相互相関関数が低い値を示す。 (条件1)

といった条件を満たす必要がある。距離分解能を向上させるために、自己相関関数の

ピークは鋭いことが望まれる。また、同時に複数台の距離計を使用する場合は、各距離計が互いに混信することのないように、各送信信号の相互相関関数が低い値を示すことが望まれるからである。さらに、超音波距離計においては、

・送信信号が狭帯域信号である。 (条件2)

といった条件も満たす必要がある。一般に、超音波送受波器は、

□非共振型送受波器（周波数帯域が広いが、駆動電圧が高い）

□共振型送受波器（周波数帯域が狭いが、駆動電圧が低い）

の2種類に大別することができるが、電源を含めたシステム全体を小型化するために、駆動電圧の低い共振型送受波器を利用したい。しかし、共振型送受波器は周波数帯域が極めて狭いといった特徴があるため、超音波パルスが十分な強度を得るには、この狭い帯域を越えないように変調を行わなければならない。またさらに、

・送信信号の長さがあまり長くない。 (条件3)

といった条件も満たす必要がある。これは、計測の繰り返し周期を小さくし、単位時間あたりの計測回数を多くしたいからである。また、超音波距離計の計測範囲は10cm～十数m程度なので、送信信号が長いと、空気中に伝播する超音波パルス同士が干渉を起こしやすく、誤動作の確率が高くなる。このように、超音波距離計においては、送信信号に求められる条件が多数あるが、これらの全てを満たす適切な変調方式を選択しなければならない。

1.3.2 超音波距離計の変調方式

デジタル信号の変調方式には、振幅偏移変調 (Amplitude Shift Keying)、位相偏移変調 (Phase Shift Keying)、周波数偏移変調 (Frequency Shift Keying) 等がある [6]。図1.2はこれらの変調方式の2値符号の伝送における波形の例である。図1.2(a)は、振幅偏移変調で、この変調方式では、入力波形（2値波形）に応じて、搬送波を断続（振幅変化でも構わない）するような操作を行う。回路構成がとても単純になる反面、受信波形の振幅をあるしきい値をもって、0と1の判定をするので、実際の通信では受信レベル変動やノイズに弱いため伝送誤り率が悪いという難点があげられる。図1.2(b)は周波数偏移変調で、この変調方式では、符号が0のとき搬送波を低周波数、1のとき高周波数に変化させることで変調を行う。異なる周波数を対応させるので、振

幅偏移変調と比較して広い帯域幅が必要であるが、受信レベルの変動による符号誤り率は低いといった特徴がある。図 1.2(c)は位相偏移変調で、この変調方式では、一定周波数の搬送波の位相を変化させることで変調を行う。伝送品質 (C/N 比) に対する伝送誤り率が良好で、帯域幅も優れているため、移動体通信を始め、衛星デジタル放送や 2400, 4800bps のメタル回線用のモデム、アマチュア無線の PSK31 などで多く用いられている。

伝送誤り率や帯域幅の点で、位相偏移変調が最も適切な変調方式であると考えられるが、超音波距離計においては必ずしもそうではない。超音波距離計においては、送信信号の長さを長く出来ないの (1.3.1 項 条件 3 参照)、図 1.3 のように、各符号に 1 つの正弦波あるいは 2 ~ 4 つ程度の正弦波を対応させる。この場合、位相偏移変調であっても、図 1.3(c)に示すように、符号の変化する点での高い周波数が無視できなくなり、送信信号の周波数帯域を狭くする (1.3.1 項 条件 2 参照) ことが出来なくなる。そこで、私たちは、2 値周波数偏移変調 (Binary Frequency Shift Keying) を用いることにし、符号 0, 1 に対応する正弦波の周波数 f_0, f_1 を、使用する超音波送受波器の帯域幅に収まるように設定した。本研究で使用する超音波送受波器は、表 1.1 に示すように、中心周波数が約 40 kHz、帯域幅が約 4 kHz であることから、 $f_0=38.46\text{kHz}$, $f_1=41.67\text{ kHz}$ (1 周期がそれぞれ 26、 $24\mu\text{s}$) とした。

1.3.3 2 値周波数偏移変調の符号系列

超音波距離計においては、送信信号の周波数帯域が狭くなければならない (1.3.1 条件 2) ことや、送信信号の長さがあまり長くできない (1.3.1 条件 3) ことから、送信信号の変調方式として 2 値周波数偏移変調を採用することになった。そのため、この変調方式を用いて、自己相関関数のピークが鋭く、相互相関関数が低いといった条件 (1.3.1 条件 1) を満たす送信信号の組を探すことになる。一般に、相関特性の優れた符号系列として、バーカー符号や M 系列符号 [7] などが知られている。図 1.4(a)は、13 ビットのバーカー符号で、図 1.4(b)に示すように、自己相関関数のピークの鋭い、優れた自己相関特性を持つ。このバーカー符号を、本研究で用いる 2 値周波数偏移変調に応用すると、送信信号の自己相関関数の波形は、図 1.5 のような形を示す。図 1.5 (a)は、符号 0, 1 にそれぞれ f_0, f_1 の正弦波を 1 つ割り与えた場合の送信信号の自己相関

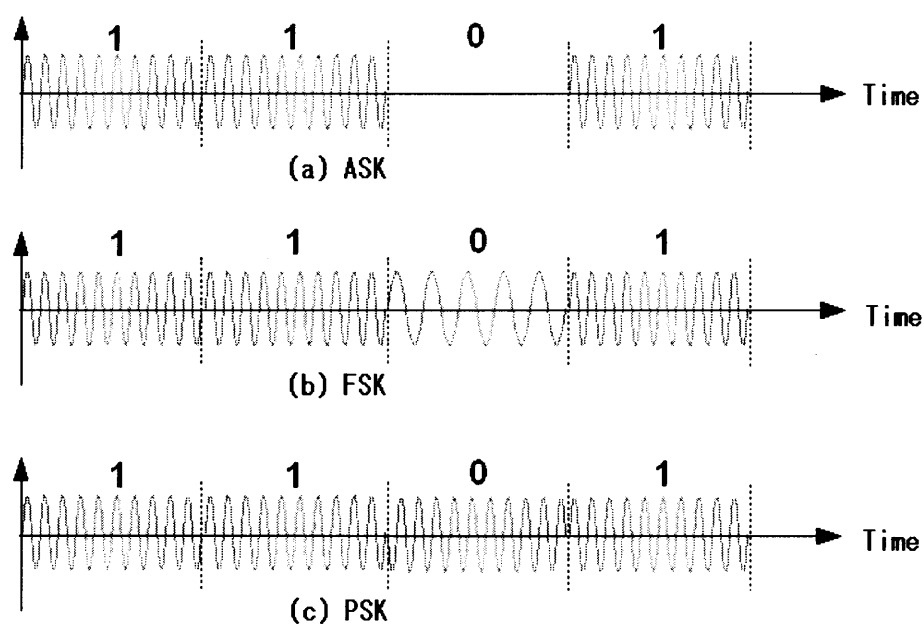


図 1.2 デジタル信号の変調方式

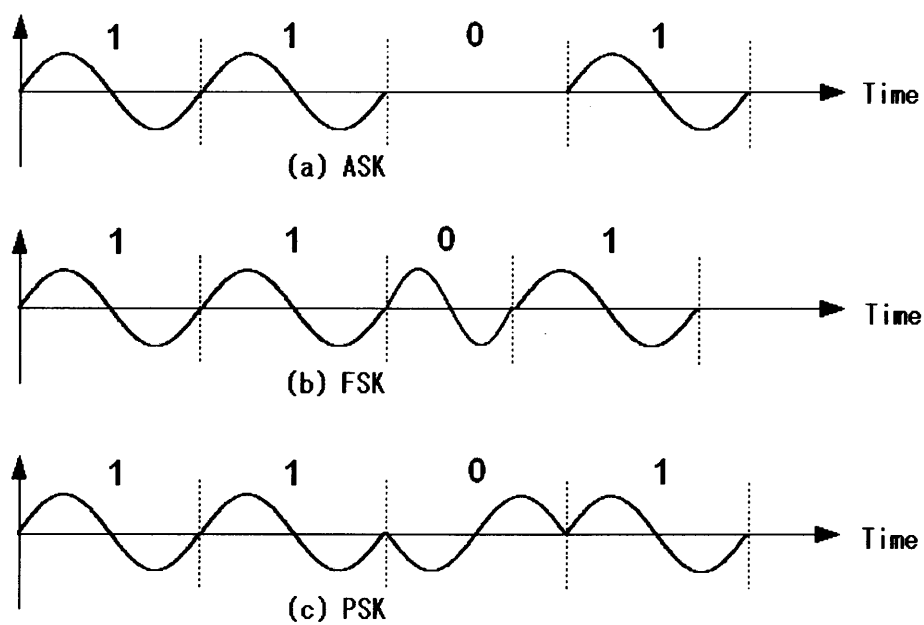


図 1.3 超音波距離計におけるデジタル信号の変調方式

表 1.1 超音波送受波器の特性

名称	MA40S3R/S (株式会社村田製作所)
中心周波数	約 40 kHz
帯域幅 (-6dB)	約 4 kHz
指向性 (-6dB)	100° typical
外形寸法 (直径×高さ)	9.9 mm×7.1 mm

関数の波形である。図 1.5(b)～(d)は、同じ周波数の正弦波を 2～4 つ割り当てた場合の自己相関関数の波形である。本研究のように、狭帯域の 2 値周波数偏移変調を用いる場合、正弦波の割り当て数が 1 つであると、符号 0 と符号 1 に対応する各サブパルスの持つ情報の差が小さすぎて、バーカー符号の相関特性を受け継ぐことが出来ていない。一方で、正弦波の割り当て数が 4 つ程度あれば、サイドローブは低く抑えられており、超音波距離計にも応用可能であると考えられる。実際に、Audenaer ら[8]は、サブパルスに 4 つの正弦波を割り当てる位相変調で超音波距離計に応用している。しかし、バーカー符号は送信信号間の相互相関については考慮されていないので、1 つの信号しか生成できず、マルチユーザの信号処理には適さない。これに対し、M 系列符号では 63 ビットの符号系列で、自己相関および相互相関の特性が優れた 6 ユーザの符号系列の組が生成できるが、バーカー符号と同様に、各符号に 4 つ程度の正弦波を割り当てるとすると、送信信号は約 6.3 ms もの長さになってしまう。これは、超音波の伝播速度を 340 m/s とすると、空気中の距離に換算して、約 2.1 m もの距離になる。超音波距離計の計測範囲が数十 m（伝播距離としてはその 2 倍）と比較的近距離であることを考えると、距離計測の周期を短くすることができないといった問題が出てくる。

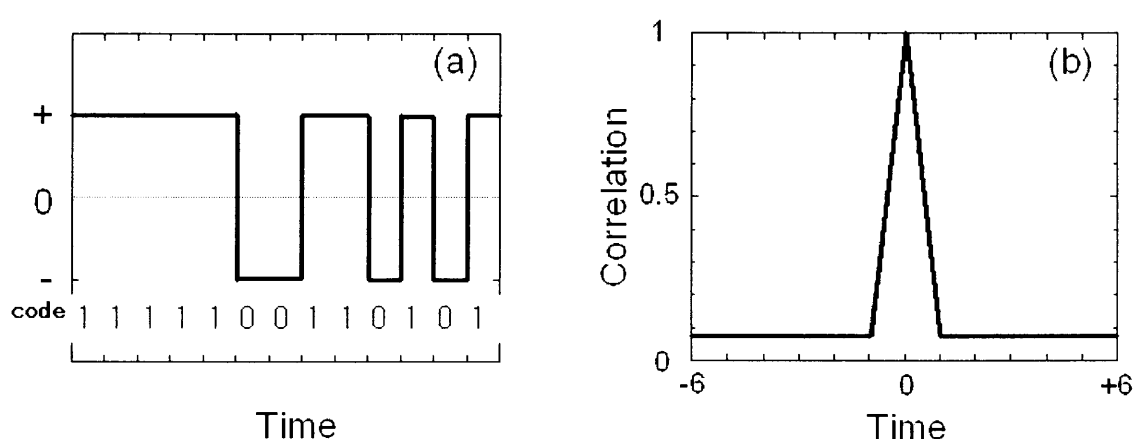


図 1.4 バーカー符号 ((a) 符号系列、(b) 自己相関関数)

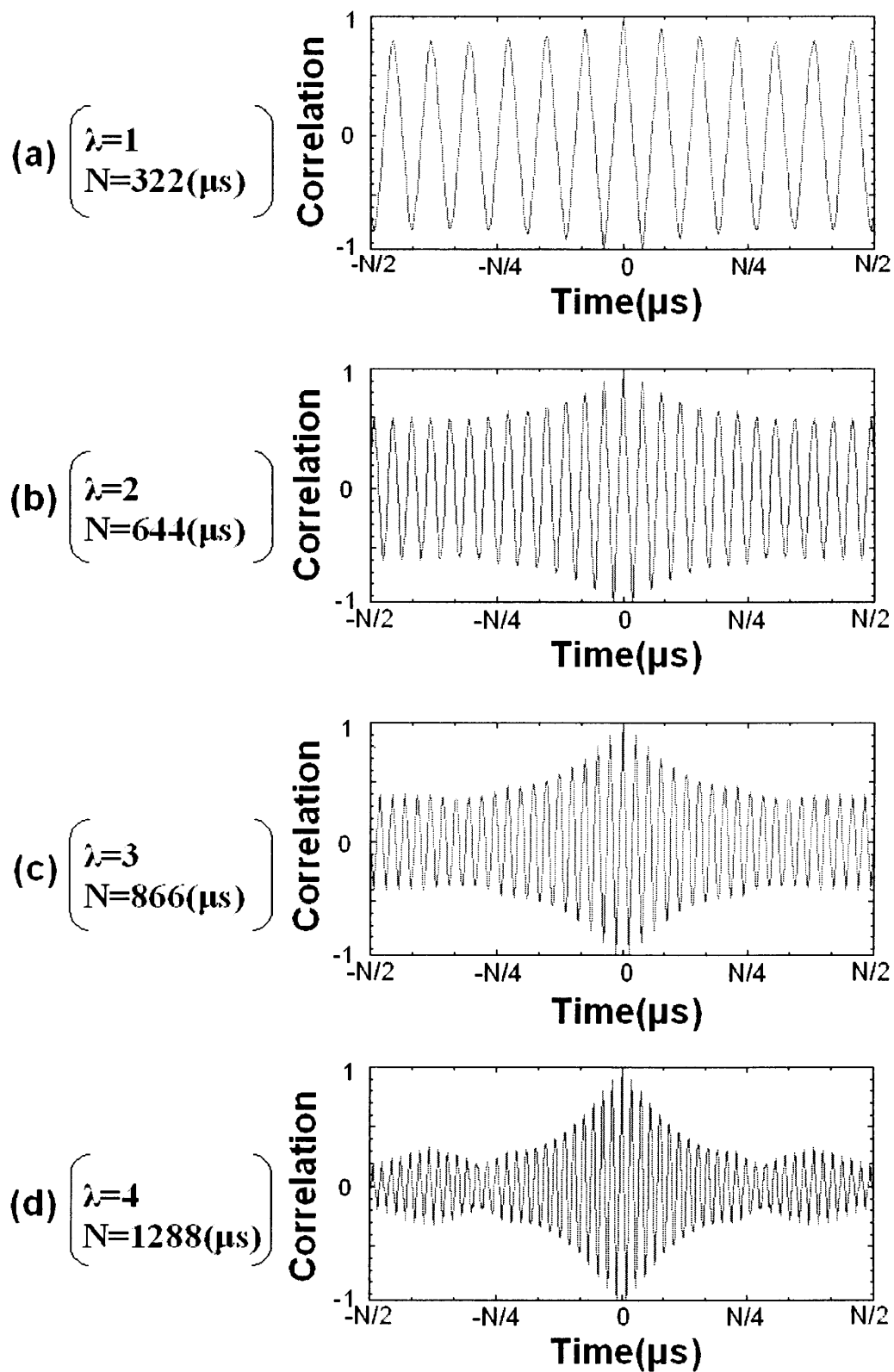


図 1.5 バーカー符号の波形レベルでの自己相関関数

※ 1) λ : 正弦波の割り当て数

※ 2) N : 送信信号のパルス幅

1.3.4 送信信号のコードセットの生成方法

前節で述べたように、超音波距離計向けの複数ユーザの送信信号を生成するために、バーカー符号やM系列符号を応用することは難しい。そこで、本研究では、2値周波数偏移変調の1符合に対応させる正弦波の数を1つとして、複数の符号系列の組の中から、波形レベルでの自己相関の特性および相互相関の特性が優れた符号系列を選択することにした。しかし、数十ビットの長さの符号系列の組み合わせの候補はとても膨大な数になってしまうので、全探索して、最も優れた符号系列の組を探すということは、現実的に不可能である。そのため、効率良く波形レベルでの相関特性が優れた符号系列の組を探索するために、遺伝的アルゴリズム (Genetic Algorithm:GA) で評価値の高い準最適解を求めることにした。GAでは、その探索過程において、繰り返し相関関数のシミュレーションを行い、最終的に、相関特性の優れた符号系列が生き残るように設計する。ここでいう相関特性とは、送信信号の自己相関関数のピーク幅、サイドローブの最大値、相互相関関数の最大値である。これらの値が、小さいほど相関特性が優れているとし、小さいほど評価が高くなるように評価関数を設計し探索を進めることになる。その他、このGAの詳細については、第4章で述べるが、これによって相関特性の優れた狭帯域信号が生成できるようになった。本研究室では、このような送信信号の生成方法を利用した場合、符号長80の符号系列で、8ユーザ程度の送信信号が生成できることを確認した。

1.4 本研究の目的

本研究室では、これまでに、相関器の回路規模を低減することに成功してきた。また、効率の良い共振型送受波器を利用することを目的に、相関特性の優れた狭帯域信号を生成することに成功してきた。後者は、狭帯域の共振型送受波器であっても、出力波形が十分な音圧を得るためであるが、信号が送受波器を通過する際に、その波形が歪んでしまうことを防ぐためでもあった。しかしながら、送受波器の帯域幅に収まるような狭帯域信号を用いても、出力波形は歪んでしまうことが確認されている。このように、出力波形に歪みがある場合、主に、以下で説明する2つの点が問題となってくる。

まず、第1の問題点として、S/N比の良い環境での計測であっても、自己相関関数のピーク値が1よりかなり劣化してしまうという点があげられる。ここでいう、自己相関関数とは、自身が発射した超音波パルスを受波したときの相関関数のことである。これに対し、他の距離計が使用する超音波を受波したときの相関関数を相互相関関数と呼ぶ。厳密には、どちらも「送信信号と受信信号の相互相関関数」であるが、本論文では両者を区別するためにこのように表記することに注意されたい。図1.6は、実際に、比較的S/N比が良い環境で計測した、(a)自己相関関数の波形と、(b)相互相関関数の波形である。S/N比が良い環境にも関わらず、自己相関関数のピーク値は、1よりかなり劣化した0.8程度の値を示している。これに対し、相互相関関数の最大値は0.45程度の値を示しているので、適切なしきい値を設定すれば、各距離計はクロストークしない。しかし、複数の超音波距離計を同時に使用する場合は、他の超音波距離計の使用する超音波パルスもノイズとなるので、S/N比が悪くなる。このような場合、自己相関関数のピーク値は、さらに低下することが予想されるので、しきい値の設定が難しくなるなど、送受波器での波形の歪みによる自己相関関数のピーク値の劣化が問題となってくる。

第2の問題点として、GAの探索過程で符号系列の評価をする際に実行する相関関数のシミュレーションと、実際の相関関数との誤差が大きい点があげられる。GAでは、送信信号の符号系列の組(コードセット)を評価するために、繰り返し相関関数のシミュレーションし、自己相関関数のピーク幅、自己相関関数のサイドローブの最大値、相互相関関数の最大値といった相関特性を求めることになるが、そこでは、送受波器による波形の歪みを考慮していないため、送信信号間の相関関数を計算している。これに対し、実際の超音波距離計では、送信信号と受信信号との相関関数を計算している。送受波器による波形の歪みが小さい場合は、送信信号と受信信号の持つ情報の差も小さいので、シミュレーションと実機の相関関数の誤差は小さい。したがって、探索で得られたコードセットは、探索過程で評価された際と同程度の相関特性を示す。しかし、送受波器による波形の歪みが大きい場合、送信信号と受信信号の持つ情報の差も大きいので、シミュレーションと実機の相関関数の誤差は大きい。したがって、GAによる探索過程で、高い評価をされたコードセットが、必ずしも、実機での相関特性が優れるとは限らないといった問題が出てくる。

このような問題点から、狭帯域の送受波器を用いる場合は、波形の歪みが無視でき

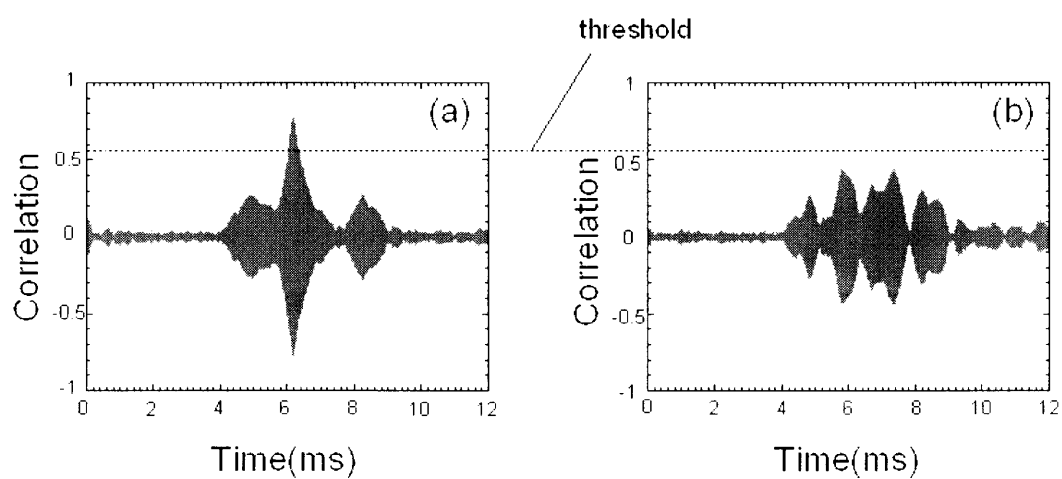


図 1.6 1 ビットデジタル相関器を用いる超音波距離計で計測した相関関数
((a) 自己相関関数 (b) 相互相関関数)

なくなる。第1の問題点に関しては、本研究室の佐伯が、超音波送受波器のモデルを構築し、そのモデルを用いて、あらかじめ歪んだ波形(予想される受信信号)を作成しておき、それを参照信号として受信信号との相関関数を計算すれば、自己相関関数の最大値は最大で10 %程度改善されるといった報告をしている。しかし、場合によっては、この手法を用いることによって自己相関関数のピーク値がさらに劣化する場合もあり、佐伯の設計したモデルの精度は、おそらくあまり良くないだろうと思われるものであった。

そこで、本研究の第1の目的は、信号が、その伝播経路でどのような歪みの影響を受けるか検証し、送受波器による波形の歪みが原因でおおよそ何パーセント程度自己相関関数のピーク値が劣化するかを明らかにすることである。第2の目的は、より精度良く、送受波器で歪んだ波形をシミュレーションできるモデルを構築し、シミュレーションで作成した波形を相関関数の参照信号とすることで、自己相関関数のピーク値を改善することである。第3の目的は、相関関数のシミュレーション精度を上げ、GAの評価のフェーズに、精度の高い相関関数のシミュレーションモジュールを組み込み、より実機での相関特性が優れるコードセットを探索することである。相関関数のシミュレーション精度を上げるには、第2の目的と同様に、送受波器での波形の歪みを精度良くシミュレーションすることが重要となってくるので、本研究における最も重要な課題は、いかに送受波器での波形の歪みを精度良くシミュレーションできるかである。

1.5 本論文の構成

本論文は、超音波送受波器による波形の歪みを精度良くシミュレーションすることによって、これまで本研究室で開発してきた超音波距離計のデジタル相関器や使用する送信信号の最適化をするための研究をまとめたものであり、本章を含む5つの章で構成される。以下に、各章の概要を述べる。

第1章では、研究の背景、本研究室におけるこれまでの研究成果とともに、本研究の目的について述べた。

第2章では、まず、送信信号が歪む原因について述べる。次に、その中でも特に影響の大きい送受波器を通過する際の波形の歪みについて述べる。次に、送受波器によ

る波形の歪みが原因で、おおよそ何パーセント程度自己相関関数のピーク値が劣化するかを明らかにする。

第3章では、送受波器によって歪んだ波形のシミュレーションによる作成する手法について述べる。次に、圧電振動子の等価回路のモデルを用いれば、送受波器によって歪んだ波形を、従来より精度良くシミュレーションできることを示す。また、そのシミュレーションにより作成した歪んだ波形を、相関関数の参照信号とすることで、第2章で示す値に近い自己相関関数のピーク値の改善ができることを示す。

第4章では、まず、GAによる、送信信号の組の探索について述べる。次に、実際の相関関数を精度よくシミュレーションするための手法について述べる。次に、その相関関数のシミュレーションモジュールを組み込んだ新しいGAについて述べる。次に、その新しいGAを用いて探索されたコードセットは、従来のGAで探索されたコードセットよりも、実機レベルで優れた相関特性をということを示す。

第5章では、本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題について述べる。

第2章 超音波距離計における信号の歪み

2.1 緒言

現状の私達の超音波距離計では、比較的 S/N 比の良い環境で、自己相関関数のピーク値は、1 より劣化した 0.7～0.8 程度の値を示す(図 1.6(a)参照)。これに対し、相互相関関数の最大値は 0.4～0.5 程度の値を示す(図 1.6(b)参照)ので、適切なしきい値を設定すれば、混信することなく距離計測を行うことができる。しかし、実際に複数台の超音波距離計が同時に距離計測を行うような場合は、検出したい反射波に対し、他の超音波距離計が使用する超音波パルスが重なって受信されることが多くなる。この場合、他の超音波距離計が使用する超音波パルスはノイズとなるので、自己相関関数のピーク値はさらに低下して、しきい値よりも下回ると、計測ミスを起こしてしまう。したがって、この場合の計測ミスの確率を下げるためには、現状で 0.7～0.8 を示している自己相関関数のピーク値が、より 1 に近い値を示すことが望ましい。ここで、自己相関関数のピーク値が 1 にならない原因は、送信波形と受信波形(反射波)の持つ情報が異なることであるので、信号の伝播過程において波形が歪んでいるといえる。そこで、本章では、超音波距離計において、送信信号が受信信号として観測されまでの間に、どのような波形の歪みを起こすか検証していく。

2.2 超音波距離計における信号の伝播経路

私達の超音波距離計では、送信信号と受信信号の相関関数を計算することで得られた自己相関関数のピークをもとに、物体からの反射波を検出する。送信信号がそのままの形で受信信号として観測されるならば、自己相関関数のピーク値は 1 となる。したがって、自己相関関数のピーク値が 1 にならないのは、送信信号の波形がその伝播

過程で、波形に歪みを起こしているからである。そこでまず、信号の伝播経路をモデル化し、歪みを起こす箇所・原因について考察することにした。

図 2.1 は、私達の超音波距離計における信号の伝播経路をモデル化したものである。信号生成器は、計測開始の合図を受け取ると、あらかじめ遺伝的アルゴリズム (GA) で探索しておいた符号系列から、電圧波形 (送信信号) を生成する。ここで、超音波送波器は帯域通過フィルタとして動作するので、通常、電圧波形は 2 値波形 (方形波) とする。超音波送波器は電圧波形が印加されると、その電圧波形を超音波パルスに変換し前方に放射する。放射された超音波パルスは、空気中を伝播し、空間中になんらかの物体が存在すると、その物体で反射され、反射波としてまた空気中を伝播し、その一部が超音波受波器で受波される。すると、受波された超音波パルスは電圧波形に変換され、増幅器で増幅された後、1 ビットディジタル相関器の入力波形とするために、2 値化された電圧波形 (受信信号) に変換される。1 ビットディジタル相関器では、参照信号と受信信号の相関関数が計算される。ここでは、送信信号と受信信号の相関関数を計算したいので、参照信号には送信信号がセットされる。

このような信号の伝播経路のモデルから、送信信号が受信信号として観測されるまでの間で、波形が歪む可能性のある箇所を推測すると、

- 1) 信号生成器 - 送波器 間 (受波器 - 1 ビットディジタル相関器 間)
- 2) 送波器 (受波器)
- 3) 空気中

等が挙げられる。また、その原因は、

- 1) 電気的なノイズ
- 2) 超音波送受波器の特性
- 3-1) 空気中を伝播することによる、超音波の吸収・拡散減衰
- 3-2) 物体による反射
- 3-3) 同時に受信したノイズ (環境雑音や他の超音波) の重ね合わせ

等である。従って、送信信号にこれらの歪みを加えたものを参照信号とすれば、自己相関関数のピーク値は 1 となるはずである。ここで、原因 2 は、使用する超音波送受波器のインパルス応答によるもので、計測物体や、計測環境によらない固定的な歪みである。逆に言うと、送信信号にこの歪みを加えたものを参照信号とすると、自己相関関数のピーク値は、一定の改善を得ることができるといえる。

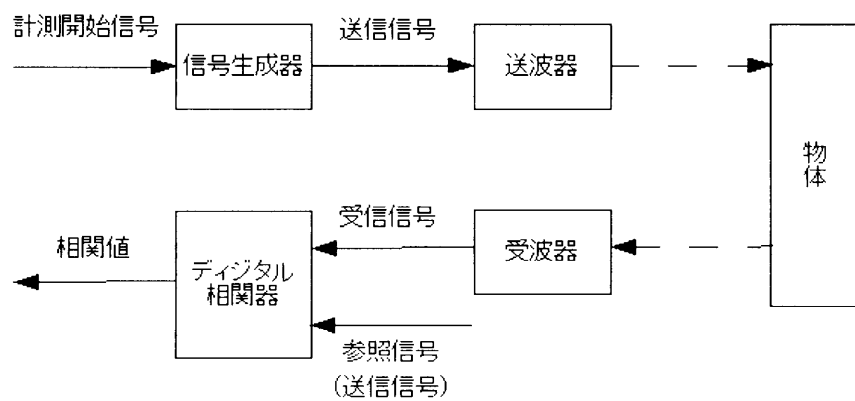


図 2.1 超音波距離計における信号の伝播経路

2.3 超音波送受波器の特性による波形の歪み

超音波送受波器は帯域通過フィルタとして作用するので、信号は波形に歪みを起こす。本論文では、これ以降、その他の歪みも加わった実際の受信信号 $v(t)$ に対し、送受波器を通過する際の歪みのみが加わった出力信号を受信信号 $v'(t)$ と呼ぶ。使用する超音波送受波器のインパルス応答がインパルス関数（ δ 関数）であれば、 $u(t)=v'(t)$ となり、送信信号の波形は歪まないことになるが、私たちの使用する超音波送受波器は狭帯域の共振型送受波器であるため、インパルス応答の波形は尾を引いたものとなる。そのため、送信信号は送受波器を通過する際に波形に歪みを生じてしまう。従って、狭帯域の場合、参照信号に送信信号 $u(t)$ をセットし、受信信号 $v(t)$ との相関関数

$$w(t)=u(-t)*v(t) \quad (2.1)$$

を計算しても、超音波送受波器による波形の歪みに応じて、自己相関関数のピーク値が劣化してしまうことになる。しかし、あらかじめ $v'(t)$ がどのような波形になるか分かっているならば、参照信号を $v'(t)$ とし、受信信号との相関関数

$$w'(t)=v'(-t)*v(t) \quad (2.2)$$

を計算すれば、自己相関関数のピーク値の劣化が補償され、より 1 に近い値を示すと考えられる。そこで実際に、どの程度自己相関関数のピーク値が改善されるかを実験により確かめた。以下に、その実験方法を示す。

1. 適当な送信信号 $u(t)$ を G A によって探索する。
2. 1 で得られた送信信号 $u(t)$ を送波器より超音波パルスとして発射し、前方に配置した受波器でその超音波パルスを受波する。
3. 2 を 30 回繰り返し、得られた 30 の受信信号 $v(t)$ を同期加算し、その平均値の波形を $v'(t)$ とする。
4. 参照信号に $u(t)$ を設定した場合の相関関数 $w(t)$ と、参照信号に $v'(t)$ を設定した場合の相関関数 $w'(t)$ を計算させ、自己相関関数のピーク値を比較する。

この実験では、 $v'(t)$ を出来る限り正確に取得するため、図 2.2 に示すように、送受波器を分離して配置し、伝播経路に物体を配置しないことで、超音波パルスに物体反射時の歪みが含まれないようにした。また、送受波器間の距離を 2m と短くすることで、

極力、空気中での歪みも含めないようにした。さらに、同期加算することで、ノイズを除去した。表 2.1 は実験で計測した $w(t)$ と $w'(t)$ の自己相関関数のピーク値である。1 列目は、使用した送信信号の符号系列であり、16 進数で表記してある。また、本論文で記載する符号系列は、全て、末尾から順に波形に変換される。2 列目は参照信号として、送信信号を用いた場合の自己相関関数のピーク値であるが、0.755 と自己相関関数のピーク値が 1 より劣化していることが分かる。これに対し、 $w'(t)$ は自己相関関数のピーク値が 0.939 と高い値を示しており、その差は 0.184 と送受波器の歪みによる影響が大きいことが分かった。

2.4 結言

本章では、自己相関関数のピーク値が劣化する原因の「波形の歪み」について検証した。私たちの超音波距離計では、使用する共振型送受波器の帯域幅を超えない 2 値周波数偏移変調信号を用いているが、それでも、波形の歪みによる影響が大きく、十数パーセント近く、自己相関関数のピーク値の劣化することが分かった。しかし、参照信号を $v'(t)$ とすれば、自己相関関数のピーク値は改善できることを示した。本章では、 $v'(t)$ を実測により求めたが、この場合、送信信号を変更するたびに、 $v'(t)$ を求める必要があり、あまり効率的ではない。そこで、次章では、シミュレーションによる $v'(t)$ の作成について記述する。

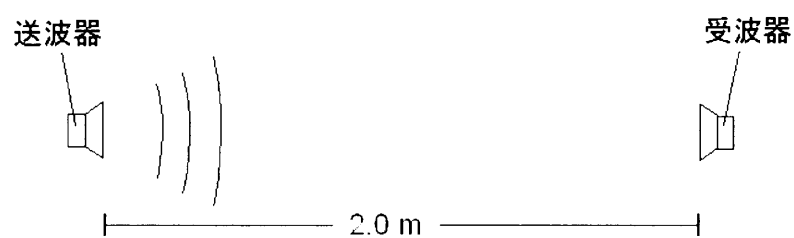


図 2.2 実験環境

表 2.1 実験結果

code (Hex)	Peak Response of $w(t)$ (avg [std])	Peak Response of $w'(t)$ (avg [std])
000003f089e3ffff900	0.755 [0.00449]	0.939 [0.00649]

第3章 シミュレーションモデルの構築

3.1 緒言

前章で、参照信号に、送受波器によって歪んだ波形 $v'(t)$ を設定すれば、自己相関関数のピーク値を改善することが出来ると述べた。しかし、この歪んだ波形 $v'(t)$ は実際に計測することによって調べていたので、あまり効率的ではない。そこで、本研究では、圧電振動子の等価回路のモデルを応用して、シミュレーションにより $v'(t)$ を作成する。本章では、圧電振動子の等価回路のモデルを用いれば、高い精度で $v'(t)$ をシミュレーションにより作成できることを示す。

3.2 超音波送受波器のモデル

図 3.1 に示すように、送受波器のインパルス応答を $h_T(t)$, $h_R(t)$ とすると、送信信号 $u(t)$ と送受波器を通過後の出力信号 $v'(t)$ の関係は、

$$v'(t) = h_R(t) * h_T(t) * u(t) \quad (3.1)$$

で表される[9]。ここで、 $*$ は畳み込み演算を表している。送受波器により歪んだ波形 $v'(t)$ を作成する場合は、この式を用いて作成することになるので、送受波器のインパルス応答について知る必要がある。インパルス応答を知るには、直接インパルスを入力したときの出力を観察すればよいが、実際にインパルスを加えるのは、なかなか難しく、また、出力にノイズが混入している場合には、出力信号中からインパルス応答をのみを抽出するのは難しい。これに対し、本研究室の佐伯は、M. Pollakowski ら[10] が用いた超音波送受波器のモデルを応用し、インパルス応答を同定すれば、 $v'(t)$ をシミュレーションにより作成でき、それを参照信号として相関関数を計算すれば、自己相関関数のピーク値は最大で 10 % 程度改善できると報告している。しかし、実質、平

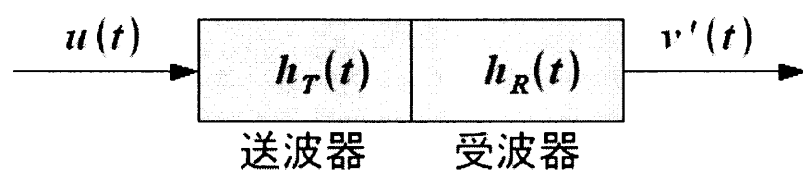


図 3.1 送受波器の入出力信号

均としては7% 程度の改善で、第2章での結果と比較することにより、精度が悪いということが分かってきた。これに対し、本研究では、共振型送受波器の圧電振動子の等価回路のモデルを応用することを提案する。本節では、従来の M. Pollakowski らのモデルと、圧電振動子の等価回路のモデルについて述べる。その際、M. Pollakowski らのモデルで同定したインパルス応答を $h_1(t)$ 、圧電振動子の等価回路のモデルで同定したインパルス応答を $h_2(t)$ とする。

3.2.1 M. Pollakowski らの超音波送受波器のモデル

超音波送受波器のモデルに、M. Pollakowski と H. Erment らが chirp 信号に用いたモデルがある。このモデルでは、送波器(受波器)の周波数応答は

$$H_1(f) = \text{rect}\left(\frac{f-f_c}{B}\right) \cos^2\left(\frac{\pi(f-f_c)}{2B}\right) \quad (3.2)$$

で近似される。ここで、真の $H(f)$ と区別するため、 $H_1(f)$ と表記した。また、 f_c は中心周波数、 $2B$ は帯域幅(-6dB)であり、 $\text{rect}(t/T)$ は、

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & (-T \leq t \leq T) \\ 0, & (t < -T, T < t) \end{cases} \quad (3.3)$$

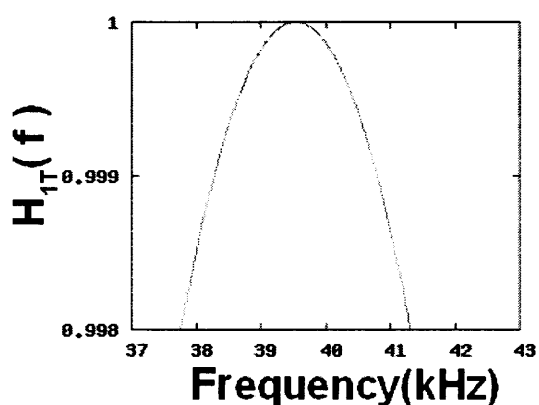
で定義される。送波器(受波器)のインパルス応答は、 $H_1(f)$ を逆フーリエ変換することにより、

$$\begin{aligned} h_1(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{f-f_c}{B}\right) \cos^2\left(\frac{\pi(f-f_c)}{2B}\right) \exp(j2\pi ft) df \\ &= \frac{B}{2} \exp(j2\pi f_c t) \left[\frac{1}{2} \frac{\sin(\pi B t + \pi/2)}{\pi B t + \pi/2} + \frac{1}{2} \frac{\sin(\pi B t - \pi/2)}{\pi B t - \pi/2} + \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \right] \end{aligned} \quad (3.4)$$

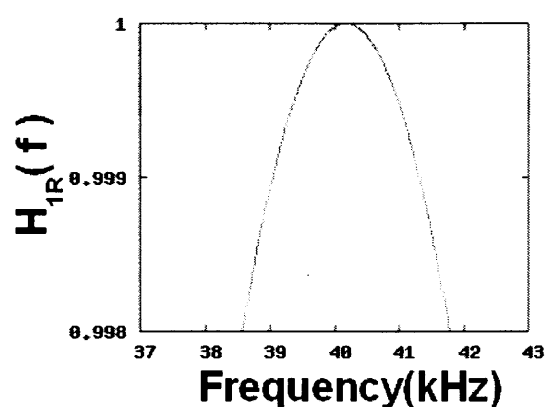
で与えられる。本研究で使用する超音波送受波器の周波数特性は、表 1.1 で示したとおり、中心周波数約 40 kHz、帯域幅約 4 kHz であるが、送波器と受波器の中心周波数と帯域幅は、厳密には微妙にその値が異なる。そのため、本研究では、M. Pollakowski らのモデルのパラメータに、表 3.1 に示す値を設定した。参考までに、パラメータとして表 3.1 の値を使った場合の送受波器の周波数応答とインパルス応答の波形を図 3.2 に示す。

表 3.1 送受波器のパラメータ (周波数特性)

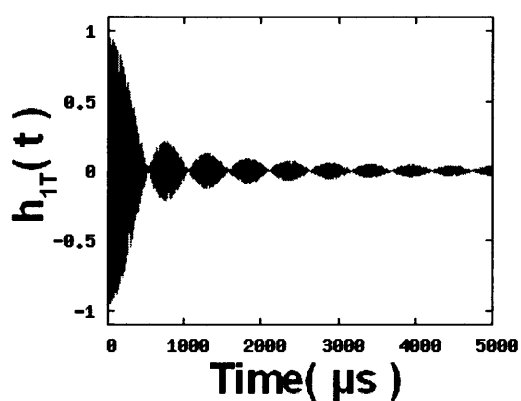
	送波器	受波器
中心周波数	39.54 (kHz)	40.18 (kHz)
帯域幅(-6dB)	3.80 (kHz)	4.20 (kHz)



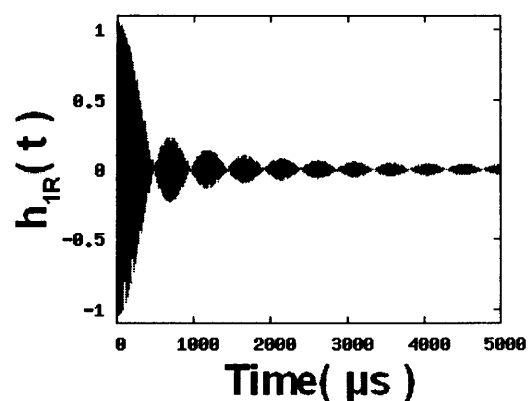
(a) 送波器の周波数応答



(b) 受波器の周波数応答



(c) 送波器のインパルス応答



(d) 受波器のインパルス応答

図 3.2 M.Pollakowski らのモデルでの周波数応答とインパルス応答

3.2.2 圧電振動子の等価回路のモデル

圧電セラミックスに電圧を印加すると、電圧と周波数に応じた機械的なひずみが発生し、振動する。逆に圧電セラミックスに振動を加えると電荷が発生する。共振型の空中超音波センサは、このような原理を応用して、圧電セラミックスを利用した構造となっている。圧電セラミックスは、一定の周波数で共振し、共振周波数付近の等価回路は図 3.3 で表すことができる[11]。図中 C_s は振動子の寸法などによる容量、LCR 直列回路は振動子の振動を表している。したがって、振動子の周波数特性は、この LCR 直列回路のアドミタンスで記述できる。

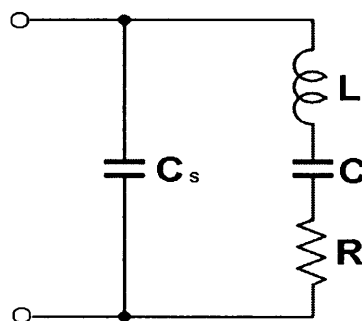


図 3.3 圧電振動子の等価回路

LCR 直列回路の電源電圧 V と、容量 C に蓄えられる電荷 q を関係付ける方程式は、キルヒホッフの法則によると、

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = V \quad (3.5)$$

になる。したがって、共振型の空中超音波センサは、近似的に 2 階の線形定係数微分方程式で記述できる。ここで、入力 $V(t)$ は既知の時間関数、出力 $q(t)$ は微分方程式の解で、入力 $V(t)$ とした 2 次のシステムの強制応答である。この回路の共振周波数は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

である。

式(3.5)の初期値をすべて 0 としてラプラス変換を行うと、この回路の伝達関数は、

$$H_2(s) = \frac{1/L}{s^2 + Rs/L + 1/LC} \quad (3.7)$$

で与えられる。周波数応答は、式(3.7)に $s=j2\pi f$ を代入することで、

$$H_2(f) = \frac{1/4\pi^2 L}{-f^2 + jRf/2\pi L + 1/4\pi^2 LC} \quad (3.8)$$

になる。インパルス応答は、式(3.7)の逆ラプラス変換により求められるので、分母の2次方程式を

$$s^2 + 2\zeta(2\pi f_c)s + (2\pi f_c)^2 = 0 \quad (3.9)$$

とする。ここで、

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R}{(2\pi f_c)L} = \frac{1}{2} Q \quad (3.10)$$

である。 Q は共振の尖鋭度と呼ばれ、回路の電流の大きさが共振時の-3 dBになる周波数を f_0, f_1 とすれば、

$$Q = \frac{f_c}{f_1 - f_0} \quad (3.11)$$

になる。 $Q > 1$ であるので、 $0 \leq \zeta \leq 1$ とすると、式(3.9)の2次方程式は、

$$\begin{aligned} s_1 &= -2\pi\zeta f_c + j2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2} \\ s_2 &= -2\pi\zeta f_c - j2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2} \end{aligned} \quad (3.12)$$

なる根をもつので、式(3.7)は、

$$H_2(s) = \frac{1/L}{s_1 - s_2} \left(\frac{1}{s - s_1} - \frac{1}{s - s_2} \right) \quad (3.13)$$

になる。したがって、共振型の空中超音波センサのインパルス応答は、

$$\begin{aligned} h_2(t) &= \frac{1/L}{s_1 - s_2} (e^{s_1 t} - e^{s_2 t}) = \frac{1/L}{s_1 - s_2} e^{-2\pi\zeta f_c t} (e^{j2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2} t} - e^{-j2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2} t}) \\ &= \frac{1/L}{2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-2\pi\zeta f_c t} \sin(2\pi f_c \sqrt{1-\zeta^2} t) \end{aligned} \quad (3.14)$$

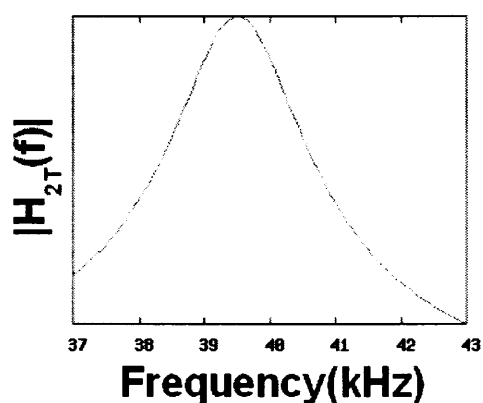
で与えられる。式(3.14)を本研究で扱いやすい形に変形すると、

$$h_2(t) = G \cdot e^{-\pi(f_1 - f_0)t} \sin \left(2\pi f_c \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{f_1 - f_0}{f_c} \right)^2} t \right) \quad (3.15)$$

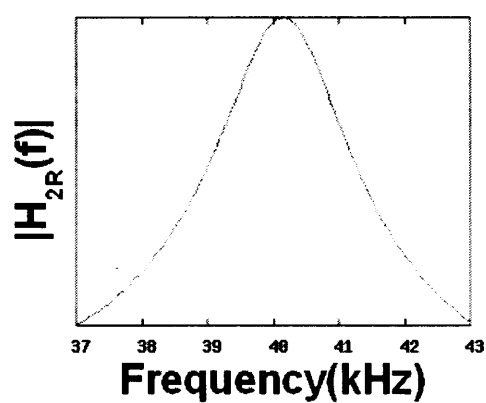
と、 f_c, f_0, f_1 の関数であることが分かる。ここで、 G は定数であるので、1ビットディジタル相関器を用いる本研究においては無視することができる。参考までに、圧電振動子の等価回路のモデルに、パラメータとして表3.2の値を使った場合の、送受波器の周波数応答とインパルス応答の波形を図3.4に示す。表中の-3dB帯域幅とは、 $f_1 - f_0$ のことであり、使用する送受波器に添付の周波数特性表から読み取った。

表 3.2 送受波器のパラメータ (周波数特性)

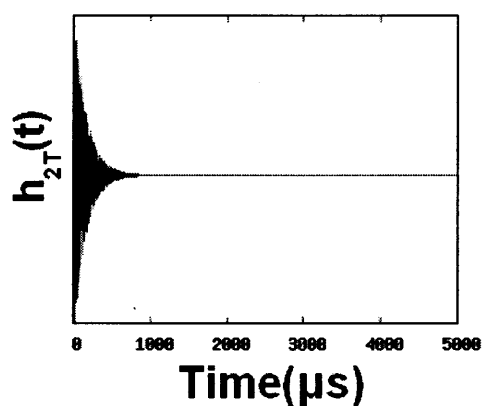
	送波器	受波器
中心周波数(共振周波数)	39.54 (kHz)	40.18 (kHz)
-3dB 帯域幅	2.02 (kHz)	2.04 (kHz)



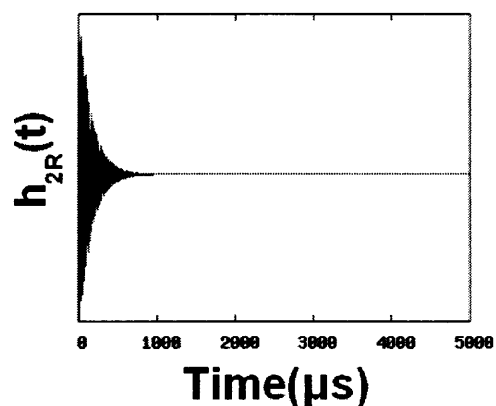
(a) 送波器の周波数応答



(b) 受波器の周波数応答



(c) 送波器のインパルス応答



(d) 受波器のインパルス応答

図 3.4 圧電振動子の等価回路のモデルでの周波数応答とインパルス応答

3.3 シミュレーション精度の検証

まず、比較のために、実際の受信信号 $v(t)$ の波形とシミュレーションにより作成した $v'(t)$ の波形の例を図 3.5 に示す。図 3.5(a) は図 2.2 で示した実験環境で計測した実際の受信信号 $v(t)$ である。図 3.5(b) は M. Pollakowski らのモデルで作成した受信信号 $v_1'(t)$ である。図 3.5(c) は圧電振動子の等価回路のモデルで作成した受信信号 $v_2'(t)$ である。特に後者の方は、かなり正確にシミュレーション出来ている。ここで用いた送信信号の長さは約 2 ms であるが、出力信号は、約 3 ms 程度の長さとなっている。先頭 2 ms に送信信号の情報が含まれるとすると、残りの 1 ms は信号の立下り部である。狭帯域の送受波器を用いた場合は、インパルス応答が尾を引いた形状になるため、このように受信信号の残響音が長くなる。

$v'(t)$ を参照信号とした場合の、受信信号 $v(t)$ との相関関数 $w'(t)$ を実験により確かめた。参照信号には $v'(t)$ の先頭 2 ms を用いた。以下、実験方法を示す。

1. 適当な符号系列を 20 個用意する。
2. 用意した符号系列から、あらかじめ前述の 2 つのモデルで $v_1'(t)$ と $v_2'(t)$ を作成しておく。
3. 図 2.2 に示した環境で、各符号系列を変調し(送信信号 $u(t)$ を生成し)、送波器に印加し、空気中に向け超音波パルスを放射する。
4. 前方に配置した受波器で超音波パルスを受波し、受信信号 $v(t)$ を観測する。
- 5-1. 送信信号 $u(t)$ と受信信号 $v(t)$ の相関関数 $w(t)$ を計算する。
- 5-2. $v_1'(t)$ と受信信号 $v(t)$ の相関関数 $w_1'(t)$ を計算する。
- 5-3. $v_2'(t)$ と受信信号 $v(t)$ の相関関数 $w_2'(t)$ を計算する。

実験結果を表 3.3 に示す。1 列目は使用した符号系列を示し、2～4 列目はそれぞれ相関関数 $w(t)$, $w_1'(t)$, $w_2'(t)$ のピーク値を示す。相関関数のピーク値は、 $w_1'(t)$ で平均 7.6 %, $w_2'(t)$ で平均 15.6 % 改善された。また、後者は、2 章の実験結果に近い値を示しているため、圧電振動子の等価回路のモデルは、受信信号のシミュレーション(参照信号の最適化)に、極めて有効であるといえる。

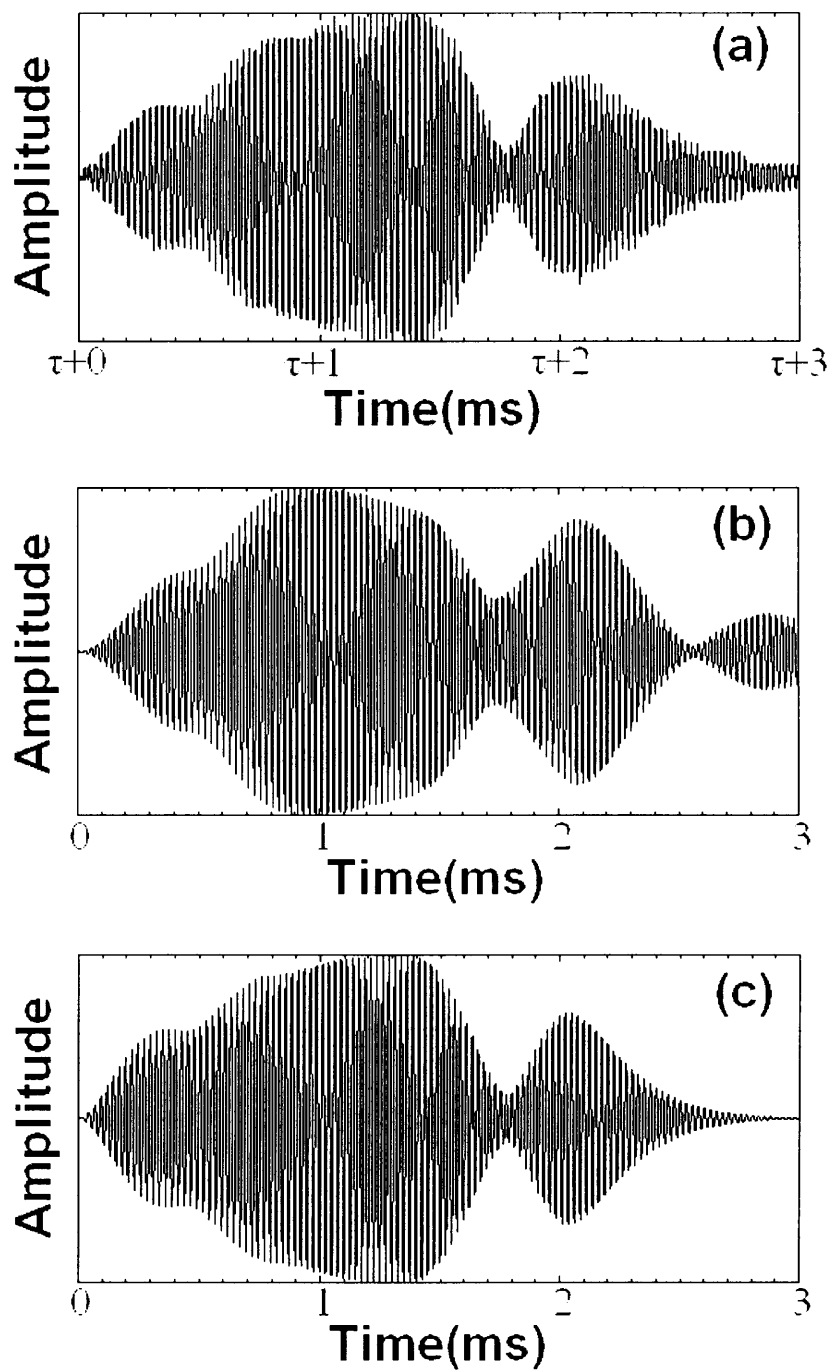


図 3.5 受信波形の比較

(a)実際の受信信号

(b)M. Pollkowski らのモデルで作成した受信信号

(c)圧電振動子の等価回路のモデルで作成した受信信号

表 3.3 実験結果

Code No.	Code (Hex.)	Peak Response of $w(t)$	Peak Response of $w_1'(t)$	Peak Response of $w_2'(t)$
1	fffffe00a54001ffc07f	0.7716	0.8571	0.9296
2	ffffffc2ffa0ff000000	0.7678	0.8251	0.9005
3	fb07f9ffffe00000040	0.7964	0.8373	0.9122
4	fbffe000fe9f00000003	0.7954	0.8719	0.9305
5	ffe6a07fe00000ffffff	0.7477	0.8759	0.9243
6	0fffffff80d0000807fc	0.7745	0.8307	0.9319
7	0080ddfbe0005ffffff80	0.7580	0.8370	0.9330
8	781fe800ff8000003fff	0.7201	0.8825	0.9243
9	27fc0000a2ffffffffff0	0.7972	0.8587	0.9162
10	007ffe2ffff00dfc0000	0.7620	0.8350	0.9110
11	00000003dc12beffffff8	0.7938	0.8546	0.9273
12	0007fdf7580007ffc000	0.7378	0.8461	0.9086
13	0090ff407fffffd8002	0.7663	0.8084	0.9178
14	c000ffdf809000bfbfff	0.7385	0.8537	0.9289
15	0000ff0bffff415fe000	0.7355	0.8573	0.9202
16	ffe003f9ffffe00002080	0.7779	0.8616	0.9303
17	00fffffffffe80004bf7e8	0.7513	0.7472	0.9124
18	0000fe01ffffffc5bf80	0.7359	0.8143	0.9016
19	2000001fffffd00fb6c	0.7750	0.7860	0.9220
20	001f8801bfbf6fff0000	0.7699	0.8506	0.8994
average (standard deviation)		0.7636 (0.0228)	0.8396 (0.0321)	0.9191 (0.0109)
upgraded level		–	+0.076	+0.156

3.4 時間遅れの考慮

3.3節では、圧電振動子の等価回路のモデルを用いれば、送受波器によって歪んだ波形 $v'(t)$ を、正確にシミュレーションすることができると示した。それと同時に、 $v'(t)$ を参照信号として設定することによって、自己相関関数のピーク値の劣化を改善できることを示した。ここで、より詳細に述べると、 $v'(t)$ の先頭約 N us に送信信号の情報が含まれると仮定し、 $v'(t)$ の $[0 - N(\text{us})]$ の区間を参照信号として設定していた。しかし、

・実際にはいくらか時間遅れも発生していると考えられる。

ということから、時間遅れ α を考慮して、 $[\alpha - \alpha + N]$ の区間を参照信号として設定した方が良いのではないかと考えた。また、

・参照信号は、定常状態部の使用効率が高いほど、
ノイズの影響は少ないと考えられる。

ということからも、時間遅れを考慮したほうが良いだろうと判断した。図 3.6 に示すように、圧電振動子の振動波形は立ち上がり部、定常状態部、立下り部に分けることができるが、立ち上がり部や、立下り部は、振幅が小さく、1 波長の周期も不安定である。図 3.7(a) は、時間遅れを無視した場合の参照信号の設定方法であり、このような設定の仕方であると、参照信号には、立ち上がり部が多く含まれてしまう。これに対し、図 3.7(b) は時間遅れを考慮した場合の参照信号の設定方法であり、こちらのほうが、定常状態部の使用効率が高く、自己相関関数のピーク値はさらに上昇するであろうと予測できる。そこで、この時間遅れを推定して、参照信号を設定することにした。

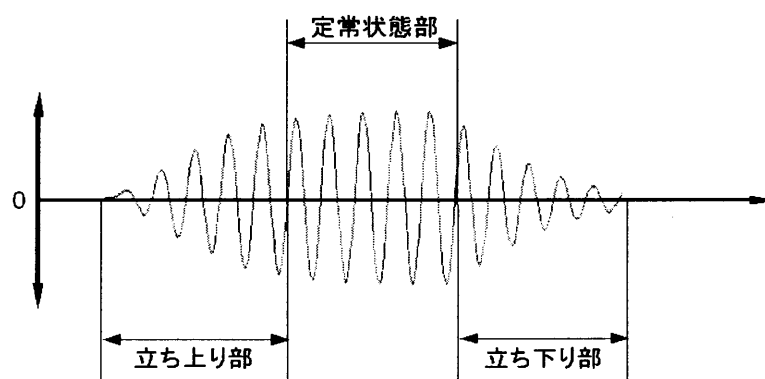
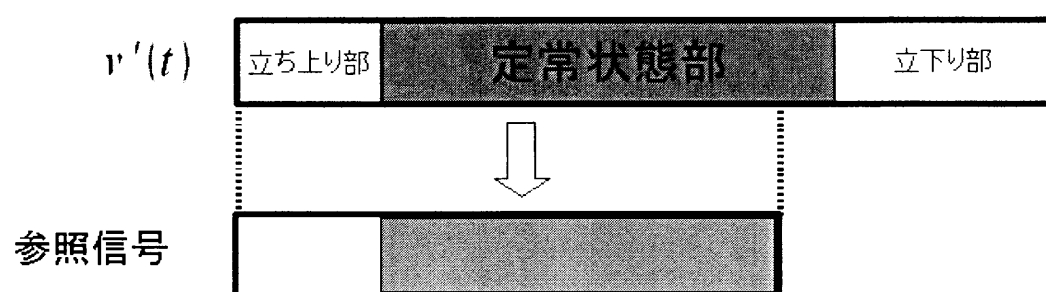


図 3.6 圧電振動子の振動波形

(a)



(b)

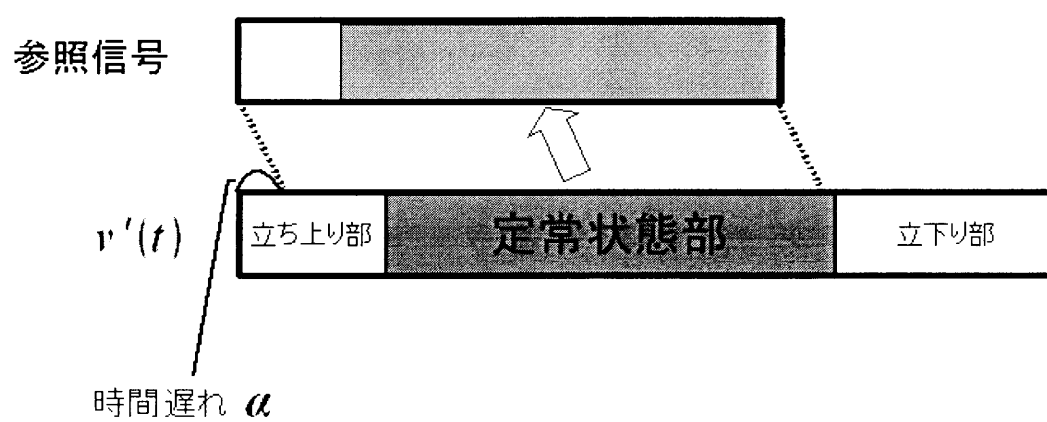


図 3.7 参照信号の設定方法

時間遅れを考慮するにあたって、まず、時間遅れ α を推定する必要がある。そこで、表 3.4 に示す符号系列を使って、時間遅れ α を推定した。表 3.4 に示す符号系列は、一度だけ周波数の切り替えを行う符号系列であり、送信信号は 41 波長目から周波数が切り替わる。従って、 $v'(t)$ の周波数が x 番目の波長から切り替わるとすると、 $x-41$ で、送受波器の特性により何波長ずれるかが分かる。

そこで、まず、圧電振動子の等価回路のモデルを用いて $v'(t)$ を作成した。図 3.8 は、作成した $v'(t)$ に含まれる各波長の周期をプロットしたものである。縦軸は周期を示し、横軸は何番目の波長であるかを示す。図 3.8(a)、(b) は、それぞれ表 3.4 の code1, code 2 から作成した $v'(t)$ について示したものである。このグラフを見ると、最初、十数番目までの波長の周期は不安定である。すなわち、ここは信号の立ち上り部にあたる。また、82, 3 番目以降の波長の周期は 25 us と送信信号に含まれない周期である(送信信号は 24 us と 26 us の周期の波長しか含まない)。すなわち、ここは信号の立下り部にあたる。さて、私たちが求めたい周期(周波数)の切り替え位置であるが、このグラフを見ると、段階的ではあるが、44 番目あたりの波長から数波長かけて徐々に周期が切り替わり始めている。そこで、本研究では、全ての信号は 4 波長ほどずれると仮定し、 $\alpha = 110$ (us) と設定する。ここで、110 という数値は平均的な 4 波長分の周期の合計と、最初 1 ~ 2 波長の極端に長い波長の周期を考慮して、 $4 \times 25 + 10 = 110$ と計算した。

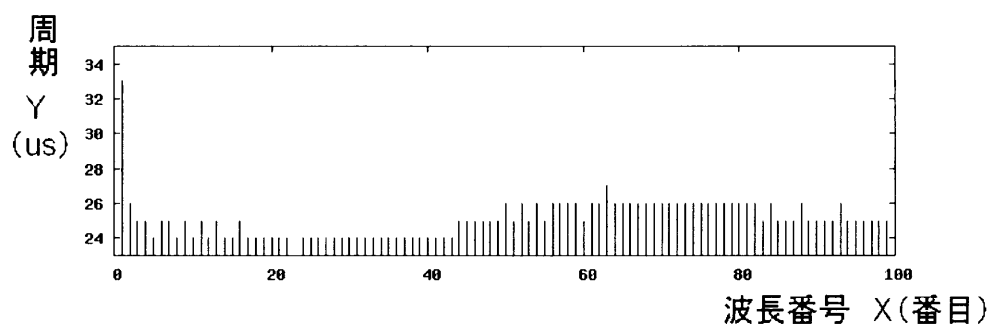
次に、時間遅れ α を考慮した場合の自己相関関数のピーク値について調べ、その結果を表 3.5 に示した。4 列目の時間遅れ考慮無し ($\alpha = 0$) の場合と、5 列目の $\alpha = 110$ の場合を比較すると全てのコードで、 $\alpha = 110$ の場合の方が、僅かながら高い値を示しており、平均 1.4% 改善されていることが確認できる。また、最終的に $w(t)$ のピーク値より、平均 17 % の改善を図ることができた。

3.5 結言

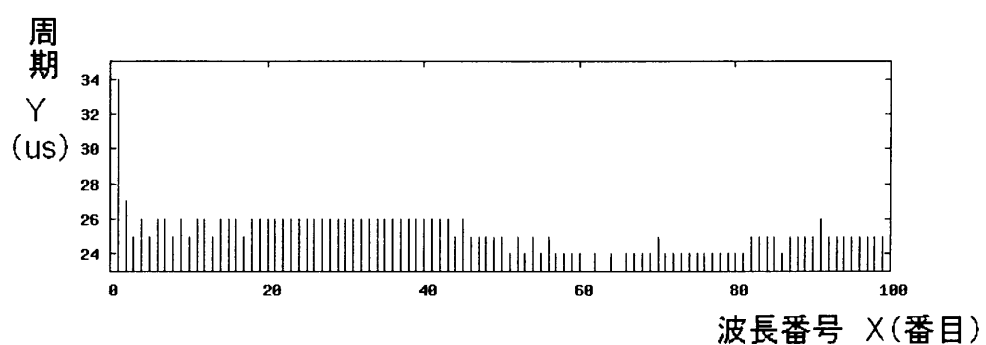
本章では、インパルス応答を同定し、送受波器による送信信号の歪みを再現した。インパルス応答の同定には、M. Pollakowsk らの超音波送受波器のモデルと、圧電振動子の等価回路のモデルを用いたが、後者の方が自己相関関数のピーク値をより大きく改善できた。また、送受波器を通過後の出力信号の時間遅れ α も考慮することによって、最終的に、自己相関関数のピーク値を平均 17 % も改善できることを示した。

表 3.4 時間遅れ α

Code No.	Code (Hex)	Ca[us]	Cb[us]	α [us] (Cb-Ca)
1	0000000000ffffffff	960	1050	90
2	ffffffffffff0000000000	1040	1146	106



(a) code1



(b) code2

図 3.8 $v'(t)$ 中に含まれる各波長の周期

表 3.5 実験結果

Code No.	Code (Hex.)	Peak level $w(t)$	Peak level $w_2'(t)$ [$\alpha=0$]	Peak level $w_2'(t)$ [$\alpha=110$]
1	fffffe00a54001ffc07f	0.7716	0.9296	0.9427
2	ffffffc2ffa0ff000000	0.7678	0.9005	0.9216
3	fb07f9ffffe00000040	0.7964	0.9122	0.9331
4	fbffe000fe9f00000003	0.7954	0.9305	0.9335
5	ffe6a07fe00000ffffff	0.7477	0.9243	0.9435
6	0fffffff80d0000807fc	0.7745	0.9319	0.9509
7	0080ddfbe0005ffffff80	0.7580	0.9330	0.9520
8	781fe800ff8000003fff	0.7201	0.9243	0.9392
9	27fc0000a2ffffffffff0	0.7972	0.9162	0.9374
10	007ffe2ffff00dfc0000	0.7620	0.9110	0.9260
11	00000003dc12beffffff8	0.7938	0.9273	0.9283
12	0007fdf7580007ffc000	0.7378	0.9086	0.9196
13	0090ff407fffffd8002	0.7663	0.9178	0.9288
14	c000ffdf809000bfbfff	0.7385	0.9289	0.9389
15	0000ff0bffff415fe000	0.7355	0.9202	0.9391
16	ffe003f9ffe00002080	0.7779	0.9303	0.9502
17	00fffffff80004bf7e8	0.7513	0.9124	0.9225
18	0000fe01ffffffc5bf80	0.7359	0.9016	0.9157
19	2000001ffffffd00fb6c	0.7750	0.9220	0.9250
20	001f8801bfbf6fff0000	0.7699	0.8994	0.9233
average (standard deviation)		0.7636 (0.0228)	0.9191 (0.0109)	0.9336 (0.0109)
upgraded level		—	+0.156	+0.171

第4章 探索プログラムの改良

4.1 緒言

3章で示したように、参照信号に $v'(t)$ を設定することで、自己相関関数のピーク値は15-7%程度改善される。この値は、2章で示した結果に近い値であるので、 $v'(t)$ は、高い精度で再現できていると言える。このことから、実機での相関関数を、より高い精度でシミュレーション可能になったとも言える。本章では、この精度の高い相関関数のシミュレーションを送信信号の探索アルゴリズムに組み込めば、送受波器による歪みの波形を考慮し、最適化された送信信号の組を探索できることを示す。まず、4.2節では、遺伝的アルゴリズムについて説明し、4.3節以降に最適化の詳細について述べていく。

4.2 遺伝的アルゴリズム

遺伝的アルゴリズム(Genetic Algorithm:GA)は、J.Hollandら[12]によって提案された、適用範囲の非常に広い、生物の遺伝のメカニズムを模倣した学習的アルゴリズムである。生物が進化してきたような遺伝的な法則を工学的にモデル化し、また参考にして工学に役立つような学習方法を与えるものであり、探索範囲の広い最適化問題に対して有効であることが知られている。図4.1にGAのフローチャートを示す。以下、本節では、送信信号の組の探索のために、本研究で用いるGAについて各フェーズ毎に説明する。

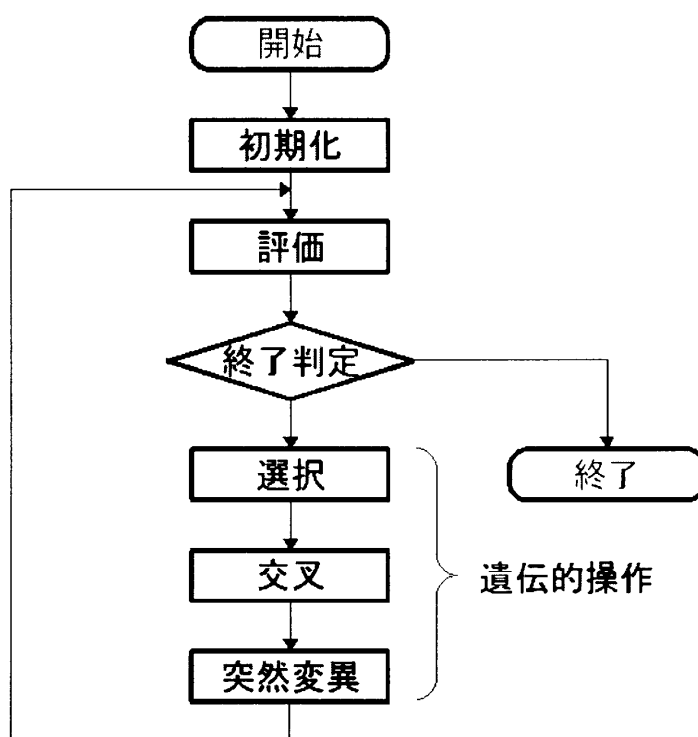


図 4.1 GA のフローチャート

4.2.1 初期化

最初に解のコード化について示す。同時に使用する超音波距離計の数を U とし、符号系列のコード長を M として、図4.2に示すように、 U 個の符号系列の組で1つの染色体であるとした。初期化のフェーズでは、このような染色体をランダムに S 個つくる。本研究（本論文）においては、 $M=80$, $U=4$, $S=150$ で固定である。

4.2.2 評価

評価のフェーズでは、まず、染色対の符号系列を2値周波数変調により波形（信号）に変換し、波形レベルでの相関関数 $w_s(i, j; t)$ を計算する。ここで、 i, j は符号系列の番号であり、 $i=j$ の場合が自己相関関数、 $i \neq j$ の場合が相互相関関数にあたる。 t は時間変数である。さて、いま私たちが探索したいのは、

- ・ 各信号の自己相関関数がインパルス関数に近い。
- ・ 異なる信号の組の相互相関関数が0に近い。

といった特徴をもつ解である。従って、次の評価基準を用いた。

1. $w_s(i, i; t)$ のピークの幅 $T_{pr}(i)$ が小さいこと。
2. $w_s(i, i; t)$ のサイドローブの最大値 $P_s(i)$ が小さいこと。
3. $w_s(i, j; t)$ の最大値 $P_{cc}(i, j)$ が小さいこと。 ※ ($i \neq j$)

$T_{pr}(i)$, $P_s(i)$, $P_{cc}(i, j)$ の例を図4.3に示す。この3つの評価値を用いて、評価関数 E を

$$E = c_1 \left[\frac{1}{U} \sum_{i=1}^U T_{pr}(i) \right] + c_2 \left[\frac{1}{U} \sum_{i=1}^U P_s(i) \right] + c_3 \left[\frac{1}{U(U-1)} \sum_{i=1}^U \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^U P_{cc}(i, j) \right] + c_4 \left[\max_i \{T_{pr}(i)\} \right] + c_5 \left[\max_{\substack{i, j \\ i \neq j}} \{P_{cc}(i, j)\} \right] \quad (4.1)$$

と定義し、評価関数 E が小さいものほど優れた解、すなわち波形レベルでの相関特性の優れた符号系列の組であると評価する。式(4.1)の右辺第4, 5項は、全ての信号中での最大値を抑えることで、優れた小数の信号の相関特性だけで全体の評価が決定されてしまうことを防ぐためのものである。 $P_s(i)$ に関しては、経験的に、少数の信号だけ

が飛びぬけて良くなるということはないので、評価には加えなかった。ここで、 $c_1 \sim c_3$ は各項の相対的な望ましさを調整する係数であり、定数である。ここで、相対的な望ましさは同じである場合は、適当な数だけランダムに作成した符号系列の組の、 $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ の標準偏差をそれぞれ $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ として、

$$c_1 = \frac{1}{\sigma_1}, \quad c_2 = \frac{1}{\sigma_2}, \quad c_3 = \frac{1}{\sigma_3} \quad (4.2)$$

として決定する。望ましさを調整したい場合は、分母の値を調整する。

この評価関数 E を用いて、適応度 f を

$$f = C_0 - C_1 E \quad (4.3)$$

と定義することで、評価関数 E の最小化問題から適応度 f の最大化問題へと置き換え探索を進める。ここで、 C_0, C_1 は定数であり、適応度の値が正の値を保つように、あらかじめ適切な値を設定しておく。

4.2.3 選択

選択のフェーズでは、ルーレット選択により、次の世代に生き残る個体を選択する。ルーレット選択は確率的な選択モデルであり、個体群の中の各個体の適応度と、その統計を求めて、適応度の統計に対する各個体の割合を統計確率として個体を選択する。

ルーレット選択では、適応度の高い個体が次世代の個体として選ばれる可能性が大きいわけであるが、適応度の低い個体でも次世代の個体として選ばれる可能性が残されている。このことにより、個体群の多様性を維持し、局所的な最適解に陥るのを防いでいる。

さらに、エリート戦略も併用する。エリート戦略とは、個体群の中で最も適応度の高い個体を無条件でそのまま次世代に残す手法である。エリート戦略を採用するとその時点で最良の個体は交叉や、突然変異によって破壊されることはないという利点がある。その反面、エリート個体の遺伝子が個体群の中に急速に広がる可能性が高いので局所的な解に陥る危険性も含んでいる。したがってエリート戦略は他の選択方法と組み合わせて使用されることが多い。本研究の場合、ルーレット選択とエリート戦略の併用である。

符号系列 1	0	1	1	1	...	1
符号系列 2	1	0	1	0	...	0
⋮	⋮					
符号系列 U	1	0	0	1	...	1

図 4.2 解のコード化

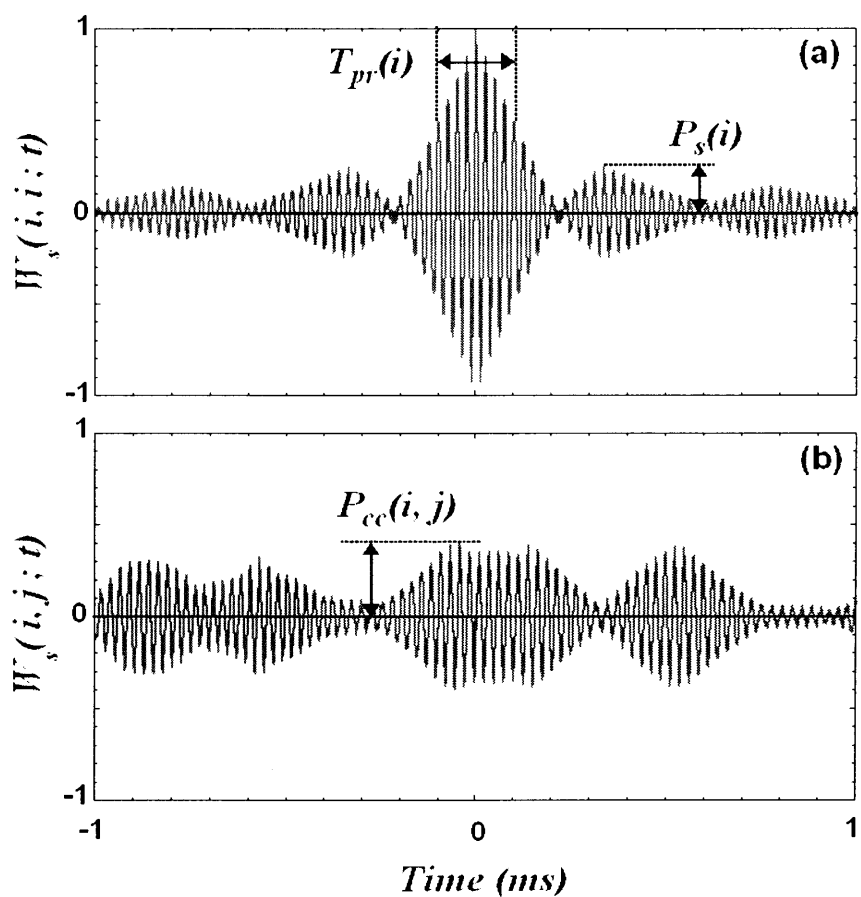


図 4.3 相関関数と $T_{pr}(i)$, $P_s(i)$, $P_{cc}(i, j)$ の例
 ((a) 自己相関関数, (b) 相互相関関数)

4.2.4 交叉

交叉のフェーズでは、選択された個体間での染色体の組み換えにより新しい個体を生成する。GAでは最も重要な役割を果たす遺伝的操作である。交叉の手法には一点交叉や、多点交叉などもあるが、本研究では一様交叉を用いる。一様交叉とは、図4.4に示すように、交叉の度にランダムにマスクパターンを生成し、マスクパターンに合わせて、交叉点を決定する。本研究のGAでは、染色体が2次元配列であるため(図4.2参照)、図4.5に示すように交叉させる。

4.2.5 突然変異

突然変異のフェーズでは、染色体の一部を突然変異させる。交叉だけでは、初期個体に依存してしまう可能性が高い。そこで突然変異は染色体上のある遺伝子の値を他に変化させることにより、交叉だけでは生成できない子を生成して多様性を維持する。本研究では、染色体の中から1つ遺伝子を選択し、ビット値を反転させる。この様子を図4.6に示す。

4.3 パラメータ設定

本節では、GAのパラメータについて述べる。一様交叉や突然変異は、全ての染色体に施される処理ではなく、ある確率に基づいて実行される。交叉させる確率を交叉率、突然変異させる確率を突然変異率とすると、一般には、突然変異率<<交叉率とすることが多い。本研究では、交叉率を1.0、突然変異率を0.3と設定した。

また、染色体の個体数は150とし、最大終了世代を1000世代としている。しかし、80世代連続で、エリート（最高適応度の値）が更新されない場合は、そこで、完全に収束してしまったと判断し、探索を終了する。参考までに、本研究で用いるGAの各種パラメータ等を表4.1にまとめる。

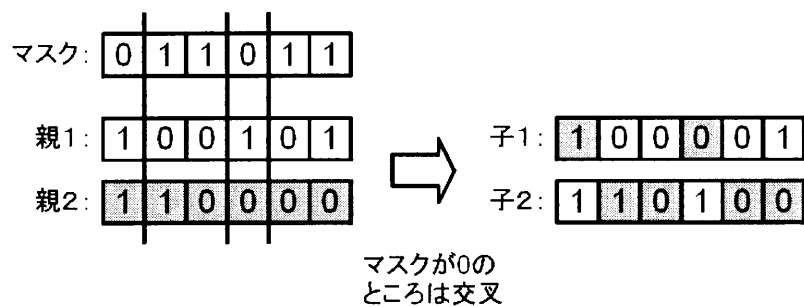


図 4.4 一様交叉

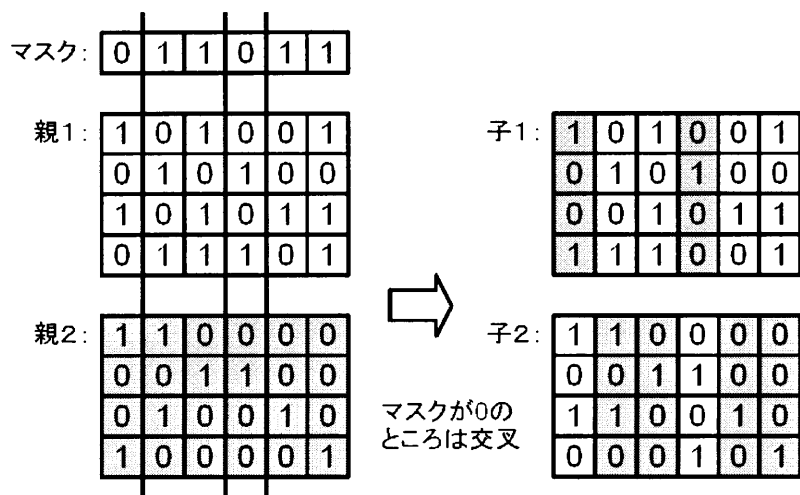


図 4.5 本研究のGAにおける一様交叉

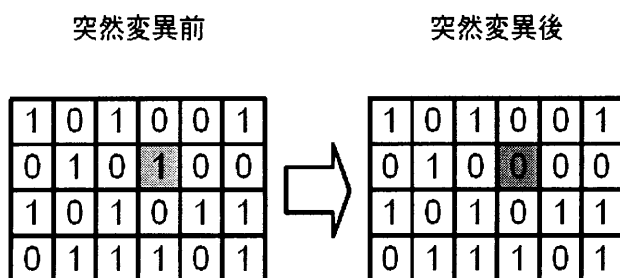


図 4.6 突然変異

表 4.1 GA の設定一覧

染色体の大きさ	4×80 ビット (ユーザ数 4, 符合長 80)
個体数	150
最大世代数	1000
交叉率	0.3
突然変異率	0.3
選択方式	ルーレット選択+エリート戦略
交叉方式	一様交叉
突然変異方式	染色体中の 1 ビットを反転
終了条件	最大世代数に到達 or 80 世代連続で最高適応度の更新無し

4.4 相関関数のシミュレーション

GA内における評価のフェーズでは、符号系列 $\text{code}(i)$ を波形（送信信号 $u(i;t)$ ）に変換し、その波形間の相関関数（シミュレーション）

$$w_s(i, j; t) = u(i; t) * u(j; t) \quad (1 \leq i \leq U, 1 \leq j \leq U) \quad (4.4)$$

を計算している。これに対し実機では、送信信号 $u(i; t)$ と受信信号 $v(j; t)$ の相関関数

$$w(i, j; t) = u(i; t) * v(j; t) \quad (1 \leq i \leq U, 1 \leq j \leq U) \quad (4.5)$$

を計算している。ここで、 $v(j; t)$ とは、送信信号 $u(j; t)$ を放射した場合に観測される受信信号のことである。送受波器による歪みが大きい場合には、 $u(j; t)$ と $v(j; t)$ の持つ情報の差が大きく、シミュレーション誤差も大きい。さらに、本研究においては、自己相関関数のピーク値が劣化するのを防ぐ目的で、送信信号 $u(i; t)$ が送受波器を通過することで歪んだ波形 $v'(i; t)$ をあらかじめ作成しておき、相関関数

$$w'(i, j; t) = v'(i; t) * v(j; t) \quad (1 \leq i \leq U, 1 \leq j \leq U) \quad (4.6)$$

を計算させる（第3章参照）。この場合、さらにシミュレーションとの誤差が大きくなる。しかし、相関関数（シミュレーション）

$$w_s'(i, j; t) = v'(i; t) * v'(j; t) \quad (1 \leq i \leq U, 1 \leq j \leq U) \quad (4.7)$$

を計算すれば、シミュレーション誤差は小さくなると考えられる。

図4.7は、表4.2に示す符号系列で、 $w'(t)$ 、 $w_s(t)$ 、 $w_s'(t)$ を計算させた場合の自己相関関数の波形である。図4.7(a)は、 $w'(t)$ の波形であり、実機での相関関数である。図4.7(b)は、 $w_s(t)$ の波形であり、従来の相関関数のシミュレーションである。図4.7(c)は、 $w_s'(t)$ の波形であり、提案する相関関数のシミュレーションである。これらの波形を比較すると、 $w_s'(t)$ は、実機の相関関数 $w'(t)$ をほぼ正確にシミュレーションできている。また、従来、シミュレーションの範囲外であった+1 ms以降の受信信号の立下り部での相関も計算できる。この符号系列のように、+1 ms以降にサイドローブの最大値がある場合は、従来のシミュレーションでは、サイドローブの最大値を実際より低く見積もる。これは相互相関関数の最大値に関しても同様である。さらに、この符号系列の場合、ピークの幅も実際より低く見積もっている。そのため、従来のシミュレーションによって符号系列の評価を行っているGAでは、適切な符号系列の組の探索ができていないことが考えられる。そこで本研究では、評価のフェーズで、式(4.7)のシミュレーションを用いる新しいGAを開発した。次節でその詳細を記述する。

表 4.2 図 4.7 の比較に用いた符号系列

Code (Hex)
ffffffc2ffa0ff000000

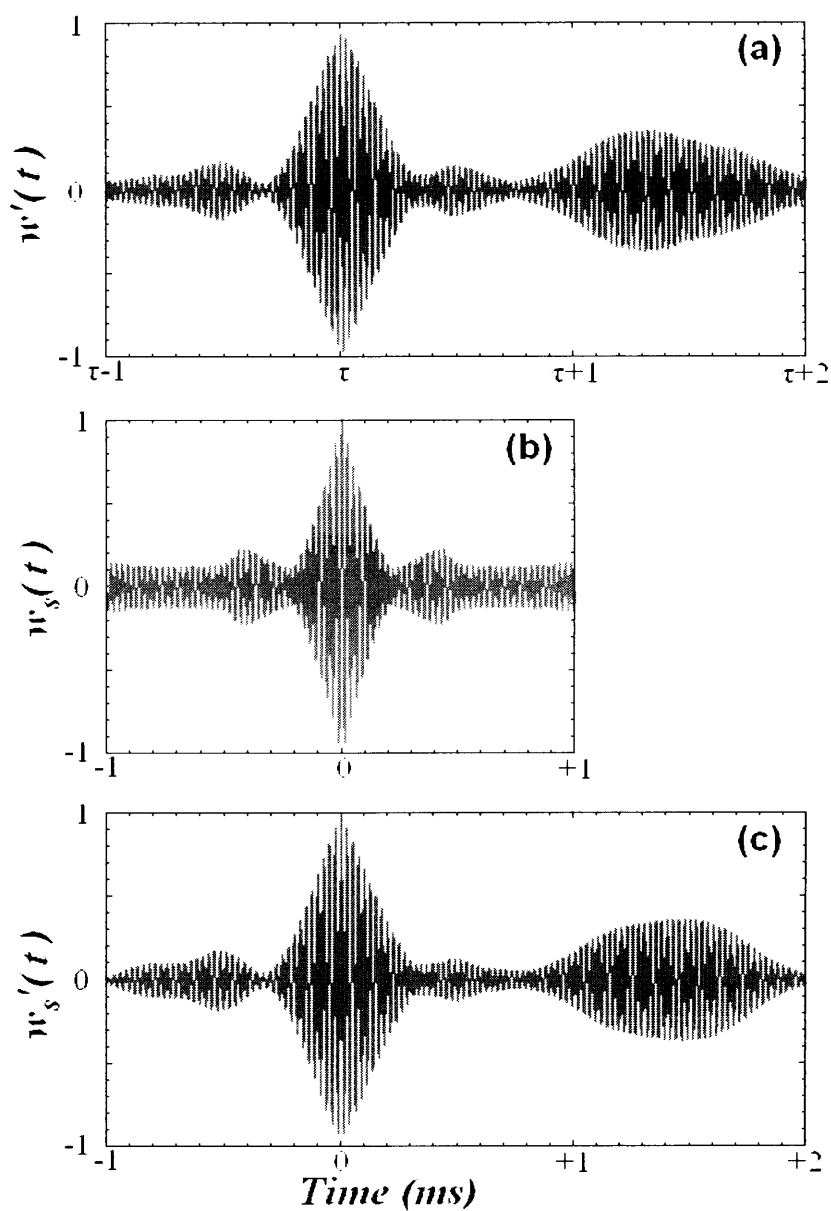


図 4.7 相関関数の波形

- (a) $w'(t)$ の波形 (実機仕様)
- (b) $w_s(t)$ の波形 (従来のシミュレーション仕様)
- (c) $w_s'(t)$ の波形 (提案するシミュレーション仕様)

4.5 遺伝的アルゴリズムの改良

本研究では、適切な符号系列を探索するために、GAの評価のフェーズを改良した。まず、従来の評価のフェーズでの評価方法について説明する。

1. 染色体中の符号系列を2値周波数変調により全て波形($u(i;t)$)に変換する。
2. 相関関数 $w_s(i, j; t)$ を計算する(式(4.4)参照)。
3. $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ を求める。
4. 式(4.1)、式(4.3)と計算し、得られた値を染色体の適応度とする。

処理4で式(4.1)を計算するために、あらかじめ、 $c_0 \sim c_3$ を式(4.2)で決定しておく必要がある。そこで、ランダムに作成した染色体150個体の $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ の標準偏差 $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ を計算した。図4.8(a)～(c)は、150個体の染色体の $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ のヒストグラムである。(a) $\sigma_1 = 0.352$ ms, (b) $\sigma_2 = 0.156$, (c) $\sigma_3 = 0.137$ であったので、(a) $c_0 = 2.8 (\doteq 1/0.352)$, (b) $c_1 = 6.4 (\doteq 1/0.156)$, (c) $c_2 = 7.3 (\doteq 1/0.137)$ と設定した。

これに対し、改良を加えた評価のフェーズでの評価方法を以下に示す。

1. 染色体中の符号系列を2値周波数変調により全て波形($u(i;t)$)に変換する。
2. 圧電振動子の等価回路のモデルを使って、 $u(i;t)$ を $v'(i;t)$ に変換する。
3. 相関関数 $w_s'(i, j; t)$ を計算する(式(4.7)参照)。
4. $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ を求める。
5. 式(4.1)、式(4.3)と計算し、得られた値を染色体の適応度とする。

ここで注意することは、処理3で、式(4.7)の相関関数の計算を行う際、右辺第1項は、参照信号として扱うので、送信信号の情報が含まれる $v'(t)$ の $[0 + \alpha - N + \alpha]$ (ms) の区間を利用する。ここで、 α は時間遅れ、 N は送信信号の長さである。一方、右辺第2項は、受信信号として扱うので、 $[0 - 3]$ (ms) の区間を利用し、信号の立ち下がり部分も含める。これにより、図4.7(c)のように、立下り部での相関も計算できるようになる。また、従来の評価のフェーズと同様、処理5で式(4.1)を計算するために、あらかじめ、 $c_0 \sim c_3$ を式(4.2)により決定しておく。そこで、ランダムに作成した染色体150個体の $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ の標準偏差 $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ を計算により求めた。図4.9(a)～(c)は、150個体の染色体の $T_{pr}(i), P_s(i), P_{cc}(i, j)$ のヒストグラムである。ここで、(a) $\sigma_1 = 0.548$ ms, (b) $\sigma_2 = 0.129$, (c) $\sigma_3 = 0.142$ であったので、(a) $c_0 = 1.8 (\doteq 1/0.548)$, (b) $c_1 = 7.7 (\doteq 1/0.129)$, (c) $c_2 = 7.0 (\doteq 1/0.142)$ と設定した。

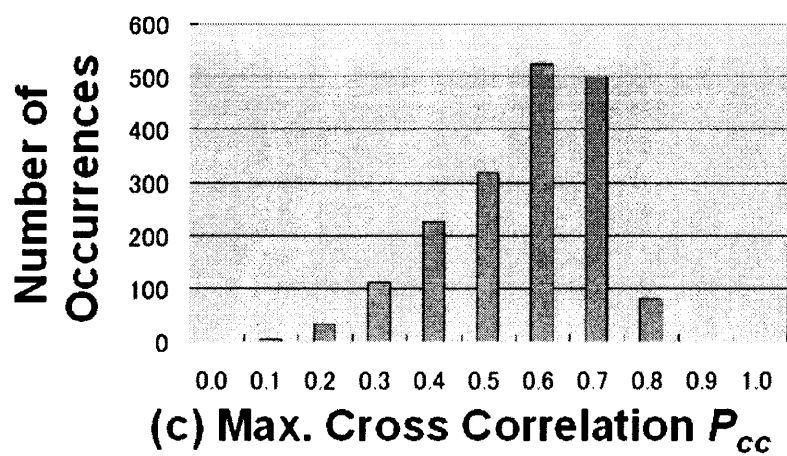
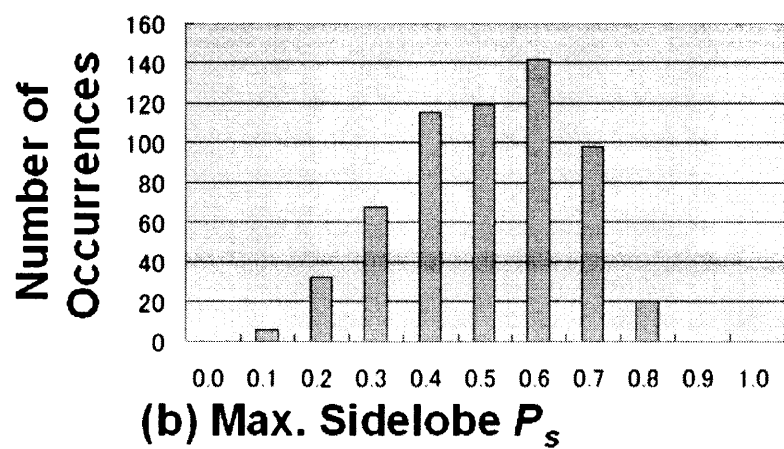
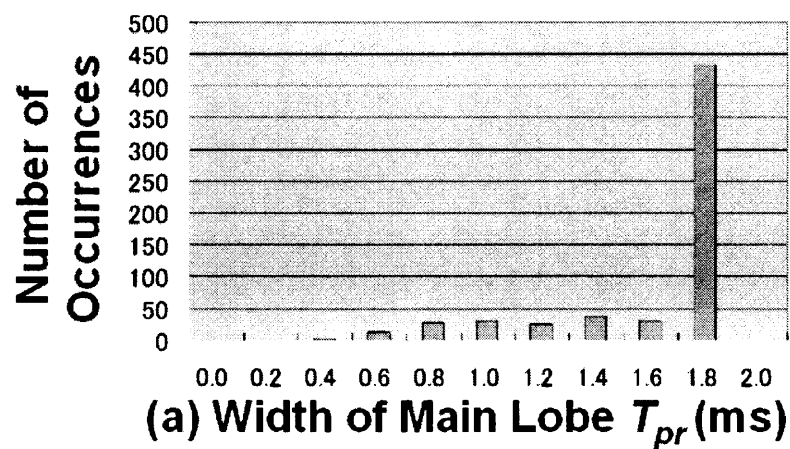


図 4.8 乱数列の送信波形間の相関特性

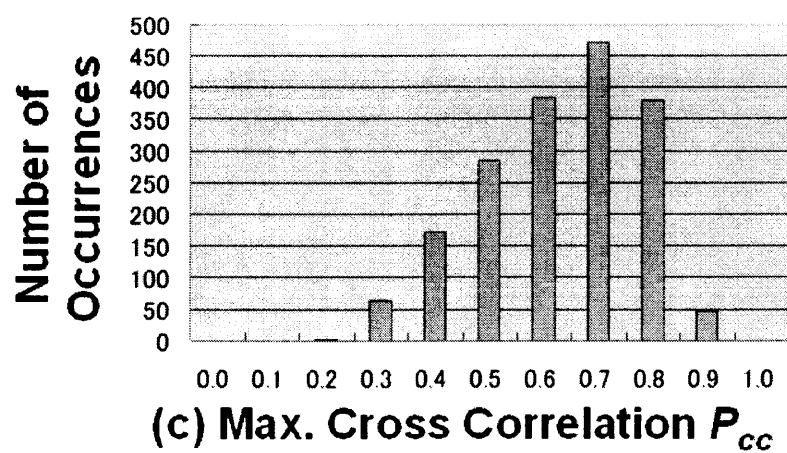
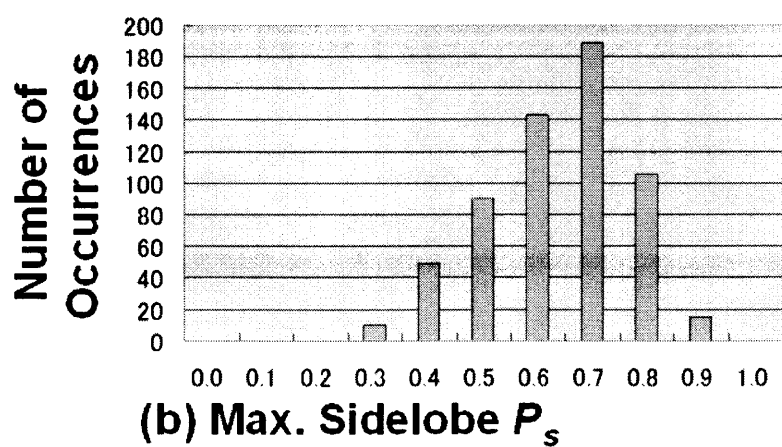
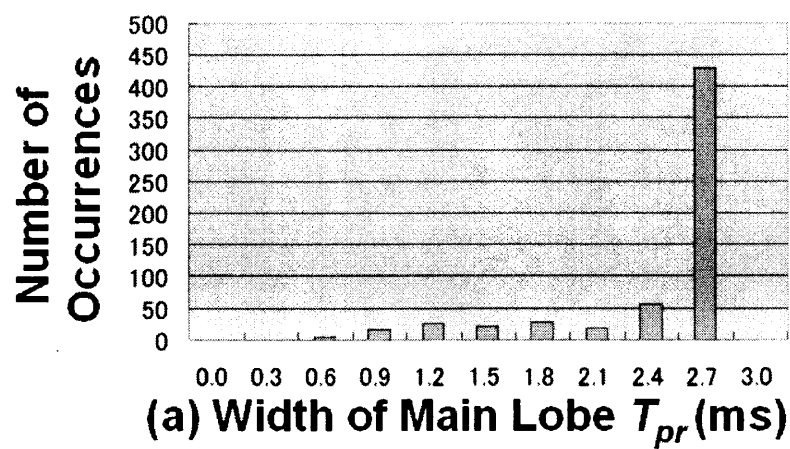


図 4.9 乱数列の受信波形間の相関特性

4.6 実験方法および結果

従来のGAで探索したコードセット(4ユーザ)と、本研究で改良したGAで探索したコードセット(4ユーザ)の相関特性を比較する実験を行った。以下、実験方法および実験結果について説明する。

まず、従来のGAで240回、改良したGAで30回探索した際の、最高適応度のコードセットを1つずつ選択し、これらを比較対象のコードセットとする。ここで、各GAの探索回数が異なるのは、改良したGAが、従来の7～8倍の探索時間となるので、従来のGAの探索回数を8倍にし、総探索時間を同程度にしたためである。表4.3に探索によって得られたコードセットを示す。

次に、探索で得られたコードセットを使って、図2.2の環境で相関特性を調べた。計測回数は、各信号ごとに30回ずつ行った。表4.4は、従来のGAで探索されたコードセットの相関特性である。各項目ごとに平均値(標準偏差)を示した。1列目は、送信信号の符号系列である。2列目は、相関関数 $w'(i, j; t)$ の最大値で、 $i=j$ のときは、自己相関関数のピーク値、 $i \neq j$ のときは、相互相関関数の最大値にあたる。3列目、4列目は、それぞれ自己相関関数のピーク幅、自己相関関数のサイドローブの最大値である。表4.5は、表4.4の各項目ごとの平均値(標準偏差)である。これに対し、改良したGAで得られたコードセットの相関特性を表4.6、表4.7に示す。表の見方は、表4.4、表4.5と同様である。

表4.5と表4.7を比較すると、GAの評価のフェーズで、評価基準とされる、自己相関関数のピーク幅 T_{pr} 、自己相関関数のサイドローブの最大値 P_s 、相互相関関数の最大値 P_{cc} は、全て、改良したGAで得られたコードセットの方が、優れた値(小さい値)を示している。評価関数の重み(調整変数 $c_0 \sim c_3$) 次第では、一部の評価項目が改善されることはあり得る。しかし、今回の実験結果では、全ての項目で改善を得られたので、相関関数のシミュレーション精度を上げることが、より相関特性の優れたコードセットの探索に有効であることを示している。

表 4.3 探索された最高適応度のコードセット

(a) 従来の GA, 探索回数 240 回

(b) 改良した GA, 探索回数 30 回

(a)	Code	Code (Hex)	(b)	Code	Code (Hex)
	No.			No.	
	1	000003f089e3ffffff900		1'	9100002b1e77ffffeeac
	2	047fc017fff07fff30b8		2'	0400000a5ffff4bf3b00
	3	49b98100000003fffc86		3'	a2bffd0000000000cc5
	4	0007ffff7ffdce14ff18		4'	5aef9dffffffffffff8001

表 4.4 従来のGAで探索されたコードセットの相関特性

Code No. i	Max. $w'(i, j; t)$				Width of Main Lobe $T_{pr}(i)$ (ms)	Max. Sidelobe $P_s(i)$
	if (i=j), if (i≠j),		Peak Response Max. Cross Cor.	$P_r(i)$ $P_{cc}(i, j)$		
	j=1	j=2	j=3	j=4		
1	0.933 (0.00979)	0.499 (0.00382)	0.380 (0.00434)	0.405 (0.00535)	0.402 (0.00000)	0.438 (0.00881)
2	0.546 (0.00662)	0.943 (0.01306)	0.414 (0.01407)	0.448 (0.00483)	0.623 (0.02220)	0.379 (0.01321)
3	0.433 (0.00402)	0.482 (0.00760)	0.942 (0.00663)	0.488 (0.00430)	0.402 (0.01294)	0.349 (0.00736)
4	0.505 (0.02263)	0.522 (0.01053)	0.506 (0.00920)	0.938 (0.00587)	0.444 (0.00761)	0.476 (0.01277)

表 4.5 表 4.4 の各項目の平均値

	Peak Response P_r	Max. Cross Cor. P_{cc}	Width of Main Lobe T_{pr} (ms)	Max. Sidelobe P_s
average (standard deviation)	0.939 (0.00883)	0.468 (0.01069)	0.410 (0.01054)	0.469 (0.00811)

表 4.6 改良したGAで探索されたコードセットの相関特性

Code No. i	Max. $w'(i, j; t)$				Width of Main Lobe $T_{pr}(i)$ (ms)	Max. Sidelobe $P_s(i)$
	if (i=j), Peak Response $P_r(i)$ if (i≠j), Max. Cross Cor. $P_{cc}(i, j)$					
	j=1'	j=2'	j=3'	j=4'		
1'	0.945 (0.00780)	0.396 (0.00372)	0.445 (0.01236)	0.401 (0.00424)	0.351 (0.00861)	0.350 (0.01094)
2'	0.405 (0.00773)	0.929 (0.01462)	0.415 (0.01248)	0.383 (0.01021)	0.352 (0.01624)	0.403 (0.01662)
3'	0.410 (0.00819)	0.454 (0.00655)	0.929 (0.01153)	0.391 (0.01010)	0.354 (0.00457)	0.310 (0.00473)
4'	0.385 (0.00555)	0.385 (0.00640)	0.508 (0.00633)	0.927 (0.00705)	0.367 (0.00456)	0.319 (0.00560)

表 4.7 表 4.6 の各項目の平均値

	Peak Response P_r	Max. Cross Cor. P_{cc}	Width of Main Lobe T_{pr} (ms)	Max. Sidelobe P_s
average (standard diviation)	0.932 (0.01025)	0.415 (0.00782)	0.356 (0.00850)	0.346 (0.00947)

4.7 結言

本章では、精度の良い、新たな相関関数のシミュレーション方法を提案した。また、この新たな相関関数のシミュレーションをGAに適用することによって、従来のGAよりも実機での相関特性の優れたコードセットを探索することに成功した。

第5章 結論

5.1 本研究のまとめ

本研究の第1の目的は、信号がどのような歪みの影響を受けるか検証し、その中で、最も大きい影響を与えるであろう送受波器の特性による波形の歪みで、どの程度自己相関関数のピーク値が劣化するかを見積もることであった。本研究では、まず、信号の伝播経路をモデル化し、歪みが発生する箇所・原因をリストアップした。そして、できる限り送受波器の特性以外の原因を排除した環境で実験を行うことにより、送受波器の特性による波形の歪みは、おおよそ18 %程度、自己相関関数のピーク値を劣化させるであろうと見積もった。

本研究の第2の目的は、送受波器の波形の歪みを出来る限り正確に再現できるシミュレーション環境を構築し、あらかじめシミュレーションにより作成しておいた歪んだ波形を相関関数の参照信号にすることによって、自己相関関数のピーク値の劣化を補償することであった。これまでに、本研究室の佐伯は、M. Pollakowski らの超音波送受波器のモデルを用いれば、波形の歪みをシミュレーションにより作成できると報告していたが、このシミュレーションで得られる歪んだ波形を参照信号として設定しても、自己相関関数のピーク値は平均で7 %程度しか改善されず、先で示した18 %の半分にも満たない改善であった。また、符号系列によっては、自己相関関数のピーク値がさらに劣化してしまうなど、シミュレーション精度はあまり良くなかった。これに対し、本研究では、使用する共振型送受波器の発振の原理に注目し、圧電振動子の等価回路のモデルをシミュレーションに用いることを提案した。実際に、提案するシミュレーションで得られた歪んだ波形を参照信号として用いると、自己相関関数のピーク値が15 %程度改善され、先に示した18 %に近い、自己相関関数のピーク値の改善することができた。これにより、圧電振動子の等価回路のモデルが、本研究室の超音波距離計に

におけるシミュレーションに対し、極めて有効であると示した。相関器としては、参照信号のシフトレジスタの内容を従来の送信信号から、シミュレーションで得られた歪んだ波形に変更するだけでよく、回路規模を大きくする心配もない。そのため、比較的簡単に、送受波器による波形の歪みに対して、参照信号を最適化できる。

本研究の第3の目的は、相関関数のシミュレーション精度を向上させ、この相関関数のシミュレーションモジュールをGAの評価のフェーズに組み込むことによって、より実機での相関特性が優れたコードセットを探索することであった。本研究では、先に受信信号のシミュレーション精度を向上させているので、比較的簡単に、相関関数のシミュレーション精度を向上させることができた。また、信号の立下り部の相関も計算することによって、従来、計算できていなかった信号の立下り部が影響する区間の相関もシミュレーションできるようにした。次に、この相関関数のシミュレーションモジュールを評価のフェーズに組み込んだ新しいGAの開発を行った。次に、従来のGAで探索されたコードセットと、改良したGAで探索されたコードセットの相関特性を比較し、改良したGAは、従来のGAよりも、実機での相関特性に優れたコードセットを探索できることを確認した。

5.2 今後の課題と展望

今後の課題として以下のことを取り上げる。

1. 2値周波数偏移変調の各サブパルスの周波数の差を広くできないか。

各サブパルスの周波数の差が大きくなれば、その分、各サブパルスの持つ情報の差が大きくなり、優れた相関特性のコードセットを生成できる可能性が高い。送信信号の帯域が広くなり、歪みも大きくなるが、本研究で提案した圧電振動子の等価回路を用いれば、歪みによるピーク値の劣化を防ぐことができる可能性がある。また、超音波パルスの強度が小さくなり、S/N比の劣化が問題となる可能性もあるが、その場合は、近距離の物体の計測時のような、S/Nが良い環境での計測に、自己適応的に応用できないか。

2. 符号の切り替え回数を、コードセットの評価基準に設けてはどうか。

符号の切り替え回数が少なければ、波形があまり歪まないであろう。そのような符号系列は、自己相関関数のピーク値の劣化が少ない。また、そのような符号系列を用いた場合は、受信信号に、送信信号に含まれていない 40 kHz の正弦波が含まれることが少なくなる。信号の立下り部は、そのほとんどが 40kHz の正弦波であるので、信号の立下り部で、高い相関を示すことも少なくなり、本研究のように、信号の立下り部の相関関数のシミュレーションをせずに済むであろう。波形が歪まない、立下り部の相関を計算しなくて済むなどのメリットがあるので、短時間で、本研究で改良した GA で得られたコードセットと同程度の相関特性を持つコードセットを探索できる可能性がある。

3. 送受波器の歪みのシミュレーションに加えて、センサの指向性なども考慮に入れることによって、実際の計測をより正確にシミュレーション出来る環境を構築する。そしてこれを、ロボット等に超音波距離計を複数台搭載する際の、各超音波距離計の配置位置の決定などに応用する。

参考文献

- [1] 谷腰欣司, “超音波とその使い方”, 日刊工業新聞社, 1994
- [2] 油田信一, “ロボットのための超音波センシングーその限界と今後への期待ー”, 2002
- [3] H. Eriksson, P.O. Börjesson, P. Ödling, N.G. Holmer, “*A robot correlation receiver for distance estimation*”, IEEE Trans. Ultrason., Ferroelec., Freq. Contr., vol.41, no.5, pp. 596-603, 1994.
- [4] K.W. Jörg, M. Berg, “*Sophisticated mobile robot sonar sensing with pseudorandom codes*”, Robot. Auton. Syst., vol. 25, pp.241-251,1998.
- [5] J. Ureña, M. Mazo, J.J. García, Á.Hernández, E. Bueno, “*Correlation detector based on a FPGA for ultrasonic sensors*”, Microprocessors and Microsystems, vol. 23, pp. 25-33, 1999.
- [6] 滑川敏彦, 奥井重彦, “通信方式”, 森北出版, 1990.
- [7] 柏木潤, “M系列とその応用”, 昭晃堂, 1996.
- [8] 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.
- [9] A.V. Oppenheim/R.W. Schaffer 原著 伊達玄 訳, “デジタル信号処理 (上)”, コロナ社, 1978.
- [10] M.Pollakowski, H. Erment, L. von Bernus, and T. Schemidl, “*The optimum bandwidth of chirp signals in ultrasonic applications*”, Ultrasonics, vol. 31, pp. 417-420, 1993.
- [11] “圧電セラミックス (ピエゾタイト)”, 株式会社 村田製作所, 2002.
- [12] J.Holland, “Adaption in Natural and Artifical Systems”, 1975.

研究業績

1. 金谷勇氣, 児玉哲司, “Polarity Correlator を用いた超音波距離計のためのパルス圧縮コード”, 平成 18 年三重地区計測制御研究講演会講演論文集, P-10, 2006. 11
2. 児玉哲司, 中平健治, 金谷勇氣, 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

本研究を進めるにあたり、終始適切なご指導とご助言を賜りました、本学工学部教授 成瀬 央先生には深く感謝致します。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 一郎先生に厚く御礼申し上げます。そして、研究の実施及び分析に終始一貫して熱心な指導を頂きました本学総合情報処理センター助教授 児玉 哲司先生には感謝の念が絶えません。要領の得ない私の質問に耳を傾けてくださった名古屋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、学生生活を共にした、研究室の院生、4年生の皆様に感謝致します。最後になりましたが、博士前期課程修了まで惜しみなく支援くださった理解ある両親に感謝致します。