

千葉工業大学
博士学位論文

感度補正型送信信号を用いた超音波パルス
エコー法の測定精度の向上に関する研究

平成 26 年 3 月

千村 大

アブストラクト

音響計測法は空中での自動車や小型ロボットの周囲環境認識や水中計測などに広く用いられる。音波の伝搬時間より計測する超音波パルスエコー法が一般的に用いられ、高精度の測定にパルス圧縮法が用いられる。パルス圧縮法は、基準信号と受信信号の相関により伝搬時間を測定する方法で、その効果は信号の周波数帯域に依存するため線形FM変調信号(チャープ波)などの広帯域信号が送信信号に用いられている。しかし、実測において信号は送・受波器の感度特性などの音波伝搬特性の影響を受けるため、パルス圧縮に有効な周波数帯域は制限されると考えられる。そこで、信号の広帯域化を目指し、感度補正AM信号を考案した。感度補正AM信号は、あらかじめ測定された受信信号を用いて作成される、主に送・受波器の感度特性の影響に配慮した送信信号である。加えて、受信SN比に配慮した感度補正FM信号を考案した。これらの感度補正型送信信号を用いることで、特に、送・受波器の感度特性の-20 ~ -30dBに十分なSN比をもつ広い周波数帯域が存在すると考えられる空中超音波計測において、受信信号の周波数特性の広帯域化および平坦化が期待できる。さらに、感度補正型送信信号を用いることで、受信信号の周波数特性が平坦化されることに着目し、線形予測処理を用いて高感度帯域内のスペクトルより低感度帯域のスペクトルを予測値で補う帯域拡大法を提案した。これにより、信号帯域のさらなる拡大と信号の時間分解能の向上が期待できる。本論文では、これらの提案手法の効果を実験的に検討した。また、距離測定とその応用計測として、空中移動物体の速度計測および方位計測についても検討を行った。各提案手法の応用背景と関連研究および論文構成をまえがきとして第1章に述べている。

第2章では、感度補正型送信信号の理論や作成方法について述べている。感度補正AM信号は、チャープ波を送信としてあらかじめ測定された受信信号に逆フィルタ処理を施すことで作成される。ここで、感度補正AM信号は、その周波数振幅特性が時間領域の信号振幅に線形的に反映されるため、AM変調されたチャープ波となる。したがって、時間領域のエネルギー分布が不均一化され、受信SN比が低下すると考えられる。そこで、感度補正された振幅不変のFM変調信号を考案した。感度補正FM信号は、感度補正AM信号の周波数特性(感度補正特性)より作成され、感度補正特性を周波数変調時間に反映させた非線形FM

変調信号である。感度補正 FM 信号には、感度補正特性の振幅特性を周波数変調時間に反映させた振幅等価型感度補正 FM 信号とパーシバルの等式より導いたエネルギー等価型感度補正 FM 信号の 2 種類があり、作成した 2 種類の信号例を比較した結果、エネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いることで、より受信信号の広帯域化および平坦化が期待できる。一方で、時間有限のパルス信号である感度補正 FM 信号は、感度補正 AM 信号と比較して周波数補正の効果が低下する。

第 3 章では線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法の理論について述べ、信号帯域の拡大例を示している。この方法は、感度の良い周波数帯域より感度の悪い周波数帯域の予測値を求め、信号帯域を拡大し、時間分解能の向上を図るものである。

第 4 章ではパルス圧縮法を用いた距離測定に感度補正送信信号および線形予測処理による帯域拡大法を用い、その効果を検討した。感度補正型送信信号の有効性を検討する基礎実験として、モデル水槽を用いた水中距離測定においてチャープ波を用いた場合と感度補正 AM 信号および振幅等価型感度補正 FM 信号を用いた場合をそれぞれ比較した。その結果、感度補正送信信号を用いることで、パルス圧縮信号が広帯域化され、距離測定精度が僅かに向上した。特に受信 SN 比が低下する設置条件では振幅等価型感度補正 FM 信号を用いることで距離測定の分散が小さくなり、より測定精度が向上した。また、パルス圧縮法を用いた空中距離測定では、感度補正 AM 信号およびエネルギー等価型感度補正 FM 信号を用い、さらに、感度補正送信信号と線形予測処理による帯域拡大法を併用した距離測定法を提案してその効果を検討した。感度補正型送信信号によるパルス圧縮信号に線形予測処理を施すことで帯域が平坦に拡大され、信号のパルス幅が $1/2$ 以下に短縮された。加えて、比較的感度補正の効果が高い感度補正 AM 信号と線形予測法を併用することで、測定精度向上の傾向が示された。

第 5 章では、感度補正型送信信号および線形予測処理による帯域拡大法の空中移動物体の速度計測法への応用について述べている。この方法は、送信信号を 2 波送信して移動物体からの反射波である 2 波受信信号を測定し、この 2 波の送信時間間隔と受信時間間隔の差より速度を測定するものである。チャープ波を用いた場合の速度計測と比較した結果、感度補正型送信信号を用いること

で測定精度が 0.06 m/s 程度向上した。一方で、感度補正型送信信号と線形予測処理による帯域拡大法を併用した場合、その有効性は示されなかった。

第 6 章では、感度補正型送信信号を用いた距離測定の中空物体方位計測法への応用について述べている。この方法は、受波器を 2 つ用いて、2 次元平面上での中空物体の方位計測するものである。チャープ波を用いた場合と比較した結果、感度補正型送信信号を用いることで測定精度の向上が示された。特に、受信 SN 比が低下する設置条件においてはエネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いることで 0.05 rad 程度方位測定誤差偏差が小さくなった。

第 7 章は総括であり、実験結果を比較検討して、以下の結論を示した。

- [1] 感度補正型送信信号は、特に汎用空中超音波センサのような感度特性をもつ送・受波器を用いた超音波パルスエコー法の測定精度向上に有効である
- [2] 受信 SN 比が低い場合は感度補正 FM 信号を送信信号に用いることが有効である
- [3] 感度補正型送信信号と線形予測帯域拡大化処理を併用する方法はパルス圧縮信号の時間分解能の向上に有効である

また、感度補正 FM 信号の不十分な周波数特性の補正効果など、今後の研究発展の課題を提起している。

目次

第1章. まえがき	1
1-1 研究背景	
1-1-1 はじめに	
1-1-2 パルスエコー法とパルス圧縮法	
1-1-3 パルス圧縮の効果向上に関する研究	
1-2 研究目的	
1-3 論文構成	
第2章. 感度補正型送信信号	12
2-1 感度補正 AM 信号	
2-2 感度補正 FM 信号	
第3章. 線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法	28
3-1 線形予測処理	
3-2 水中超音波計測を想定した信号帯域の拡大例	
3-2-1 測定方法	
3-2-2 結果および検討	
第4章. 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法	37
4-1 パルス圧縮法を用いた水中距離測定	
4-1-1 測定方法	
4-1-2 送信信号および標準受信信号	
4-1-3 距離測定結果および検討	
4-2 線形予測処理による帯域拡大法を用いた空中距離測定	
4-2-1 測定方法	

4-2-2	送信信号および標準受信信号	
4-2-3	距離測定結果および検討	
4-3	まとめ	
第5章.	感度補正送信信号とパルス圧縮法を併用した空中移動物体の速度計測 法	78
5-1	パルス圧縮法を用いた空中移動物体の速度計測	
5-1-1	測定方法	
5-1-2	結果および検討	
5-2	線形予測処理による帯域拡大法を用いた空中移動物体の速度計測	
5-2-1	測定方法	
5-2-2	結果および検討	
5-3	まとめ	
第6章.	感度補正送信信号とパルス圧縮法を併用した空中物体の方位計測 法	91
6-1	測定方法	
6-2	結果および検討	
6-3	まとめ	
第7章.	まとめ	103
7-1	実験結果の比較検討	
7-2	結論	
・	参考文献	109
・	謝辞	118

第1章 まえがき

1-1 研究背景

1-1-1 はじめに

超音波計測法は空中や水中の周囲環境認識に広く用いられている。空中超音波計測では自動車の衝突防止センサや工業用ロボット、野外用小型ロボットなどに用いられ、また、水中超音波計測では海底面の沈没物体の探索や水中・水上監視を目的とした音響レーダーシステムなどがある [1 - 14]。音波の伝播速度は電磁波と比較して遅いため、超音波センサを用いた計測は、GPS (Global Positioning System) のような電波を用いた測位と比較して屋内計測や近距離計測において有効であると考えられ、また、屋外で用いられる赤外線センサと比較して太陽光などの外乱光の影響を受けないため、超音波センサを用いた計測に関して、測定精度の向上や測定範囲の広域化、および分解能の向上など様々な研究がされている [15 - 17]。計測方法として超音波の伝搬時間 (Time of flight : TOF) より空間定位する超音波パルスエコー法が一般的に用いられている [18-21]。高エネルギーかつ時間分解能が高い TOF 測定には、時間領域で送信信号の振幅を大きくし、パルス幅を狭くする必要があるが、送信振幅の増大には限界があり、また、伝搬特性を含む測定システム上の応答特性により受信信号のパルス幅は時間領域に広がる。そこで、SN 比 (Signal to Noise Ratio) が高く、かつ時間分解能が高い TOF 測定のためにパルス圧縮法が用いられる。パルス圧縮法は、レーダーによる物体定位を想定した計測において、測定精度向上のための信号処理法として考案された。送信信号の周波数帯域を広げることでパルス圧縮処理を施された信号 (パルス圧縮信号) の時間分解能を向上させ、また、パルス圧縮処理によって結果的に時間域のパルス幅は短縮されるため、信号の

送信エネルギーを時間領域に広げることで高 SN 比での計測が可能となる [22 - 24].

1-1-2 パルスエコー法とパルス圧縮法

超音波計測にはパルスエコー法が一般的に用いられ, Fig.1-1 に示すように送・受波器を用いて, 目標物からの反射波を受信した信号の TOF に媒質中の音速を乗算することより空間定位などをする方法が広く用いられている.

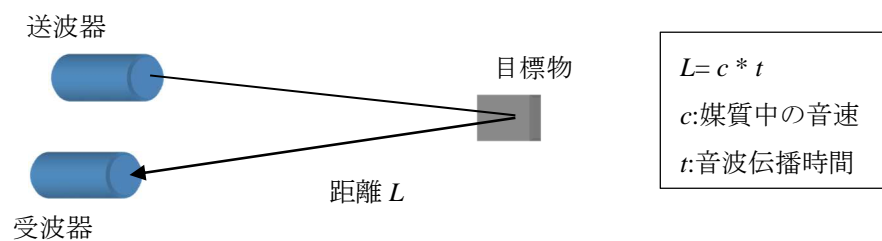


Fig.1-1 パルスエコー法

ここで, Fig.1-2 (a)に示すように, 送信信号にインパルス信号を用いた場合, 高 SN 比のための信号振幅の増大には限界があり, また, Fig.1-2 (b)に示すように, 測定系の応答特性や, 特に超音波では信号の立ち上がり特性によって, 受信信号の立ち上がり時間は不明確になる. そこで, Fig.1-2 (c)に示すような参照信号を用いて受信信号にパルス圧縮処理を施し, 参照信号との位相差 τ を強調したパルス圧縮信号を求め, この位相差より TOF を求めて計測を行う. Fig.1-2 (d)に示すパルス圧縮信号のピークをより鋭くすることでより高精度の TOF を求めることができる.

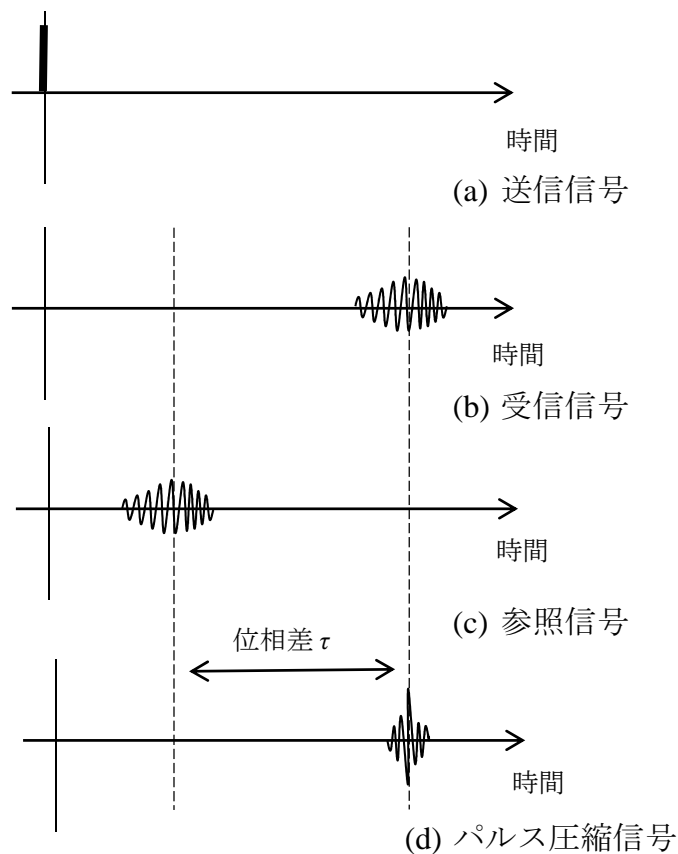


Fig.1-2 パルス圧縮法概要

パルス圧縮法は、参照信号を受信信号が位相差だけずれた信号と考え、周波数領域で受信信号と参照信号を照らし合わせて位相差を抽出する方法で、相関処理によるマッチングフィルタ (Matched Filtering : MF) 法と逆フィルタ処理によるインバースフィルタ (Inversed Filtering : IF) 法の 2 種類が一般的に用いられる。

MF 法は、Eq. 1-1 に示すように、受信信号と参照信号の複素共役を乗算することでパルス圧縮信号が算出される。

$$F_p(\omega) = F_r(\omega) \cdot F_0^*(\omega) \quad (1-1)$$

MF 法を用いた場合、各周波数成分の高エネルギー成分がより強調されるため、SN 比の高いパルス圧縮信号が得られる。しかしながら、測定に用いる信号の周

波数帯域が平坦でなかった場合、時間分解能の低下が考えられる。

IF 法は、Eq. 1-2 に示すように、受信信号 $F_r(\omega)$ と参照信号 $F_0(\omega)$ の複素共役 $F_0^*(\omega)$ の逆数を乗算することでパルス圧縮信号 $F_p(\omega)$ が算出される。

$$F_p(\omega) = F_r(\omega) / F_0(\omega) \quad (1-2)$$

IF 法を用いた場合、測定に用いる信号の周波数帯域が平坦でない場合であっても、パルス圧縮信号の周波数帯域は理論上平坦になるため、時間分解能が高いパルス圧縮信号が得られる。しかしながら、各周波数成分のエネルギー均一化のため、SN 比の低下が考えられる。

パルス圧縮法を用いた場合、結果的にパルス圧縮信号のパルス幅は短縮されるため送信信号のパルス幅を広げることで SN 比を確保することができる。また、パルス圧縮信号のパルスをより鋭くするためには周波数帯域の広い信号を用いることが求められる。

1-1-3 パルス圧縮法の効果向上に関する研究

パルス圧縮法の効果は信号の周波数帯域に依存するため、線形 FM 変調信号であるチャープ波や M 系列信号などの広帯域の送信信号が用いられる。振幅 A のチャープ波 $S_t(t)$ は Eq. 1-3 に示すように周波数変調における時間と瞬時周波数の変化に対応する $\omega(t)$ 特性より作成される。

$$S_t(t) = A \cdot \sin \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau \right] \quad (1-3)$$

ここで、時間と瞬時周波数が線形的に変化する特性をもった $\omega(t)$ を用いて作成された FM 変調信号がチャープ波である。任意の周波数帯域で広域かつ平坦な周波数特性を持つ FM 変調信号を作成できるチャープ波は、広帯域信号が望まれるパルス圧縮法の送信信号として古くから研究されてきた [25]。また、疑似ランダム雑音系列の 1 つである最大周期系列より作成される M 系列信号は、時間領域に信号が広がり、かつ、鋭い自己相関性を持つため同じ周波数帯域に相関

性の低い系列の信号を複数作成することができる。時間領域に広く、また、送信の多チャンネル化を想定した測定に有効性が期待できる M 系列信号は、チャープ波と同様に、パルス圧縮法に用いる送信信号として研究されてきた [26 - 32]。これらの広帯域信号とパルス圧縮法を併用した計測法は、空中・水中での方位計測の他に、体内のイメージングなどの医療用音響計測にも用いられ、超音波計測の分野において広く研究されてきた [33 - 43]。

パルス圧縮法に広帯域信号を用いた場合であっても、実測において信号の帯域は信号の伝搬特性や送・受波器の感度特性の影響を受けるため、パルス圧縮に有効な周波数帯域は制限される。そこで、窓関数を用いた信号処理やデコンボリューションによる時間分解能の向上など、ソフトウェア上の信号処理を加えることで計測法の改善を試みる研究が行われてきた [44 - 48]。実測において信号は時間有限であるため、方形波との畳み込みと同様に周波数分解能が低下する。そこで、ハミング窓に代表される様々な窓関数を用いることで周波数分解能の低下を抑制する。また、デコンボリューション処理は、IF 法と同様に、受信信号に逆フィルタ処理を施すことで時間分解能の向上を図るものである。一方で、測定システムの応答特性に配慮した送信信号として、チャープ波に窓関数や特殊なフィルタを掛けた送信信号が挙げられる [49 - 52]。また、測定条件に影響される音波伝搬特性に配慮した FM 変調信号がいくつか提案されている [53 - 55]。音波伝搬において受信信号は、超音波の伝搬距離が長くなった場合や超音波センサと測定対象物の設置条件で指向角が大きくなった場合に、低周波成分と比較して高周波成分の減衰が大きくなる。そこで、送信信号の周波数変調における変調指数に対数の特性を持たせることで高周波成分が補正された FM 変調信号を作成し、結果的に受信信号の高周波成分の減衰を抑制する。このような非線形 FM 変調信号は Pink-TSP(Pink-Time Stretched Pulse)信号などと

呼ばれ、高周波歪みの除去に用いられる。高周波歪みの除去を図る Pink-TSP 信号の他に受信信号の周波数シフトに配慮した FM 変調信号が考案されている。計測対象物が移動している場合、目標物からの反射波である受信信号は、ドップラー効果により周波数シフトされる。ここで、FM 変調信号のような広帯域信号が用いられた場合、比較的に高周波の周波数成分がドップラー効果の影響を大きく受けるため、受信信号と参照信号の相関性が低下して、パルス圧縮の効果が低下すると考えられる。そこで、比較的に周波数シフトの影響を受けにくい低周波成分を強調した FM 変調信号として Liner- Period-Modulated (LPM)信号が考案された。LPM 信号を用いて信号の低周波成分を補正することで、移動物体を想定した超音波計測の測定精度向上を図る。一方で、Pink-TSP 信号や LPM 信号などの送信信号を用いた場合であっても、信号は送・受波器の感度特性の影響を受けるため、受信信号の周波数特性は凸凹になり、結果的にパルス圧縮に有効な帯域は制限されることになる。また、送・受波器の感度特性などの伝搬特性を含むインパルス応答に配慮した送信信号として考案された FM 信号がある [56]。この送信信号は、測定系のインパルス応答特性に配慮して受信信号の SN 比の改善を図った、非線形の FM 変調信号である。

1-2 研究目的

超音波パルスエコー法は、自動車の衝突防止センサやロボットの周囲環境認識、海底面の海底面の沈没物体の探索、医療用の体内イメージングなど空中や水中などで幅広く超音波計測に用いられる。これらの超音波パルスエコー計測には、TOF 計測が一般的に用いられ、その測定精度向上のためパルス圧縮法が広く用いられ、パルス圧縮の効果向上のための信号処理法の提案や送信信号の考案など様々な研究がされている。

ここで、これまで、送・受波器の感度特性を含む音波伝搬特性に配慮した送信信号による信号の広帯域化の試みはなされていない。加えて、デコンボリューションなどの信号処理を用いてソフトウェア上で時間分解能を向上させた場合、SN比の低下が考えられる。そこで、筆者は、特に空中超音波送・受波器の感度特性において-20 ~ -30 dBまで十分なSN比をもつ広い帯域が存在することに着目し、送・受波器の感度特性に配慮した送信信号を考案し、さらに、MF法によるパルス圧縮処理を併用することで、時間分解能が高く、かつ、高SN比が期待できる超音波計測法を提案した [57, 58]。この送信信号は、予め測定された、送・受波器の感度特性の影響を含む受信信号に逆フィルタ処理を施すことで作成される。本論文では、逆フィルタ処理による周波数特性の補正を時間領域の振幅変調や非線形の周波数変調に反映させた 3 種類の送信信号を考案し、それらの総称を感度補正型送信 (Sensitivity Compensated Transmitting : SCT) 信号とした [59 - 62]。SCT 信号を送信信号に用いることで受信信号周波数特性の広帯域化および平坦化を図る。チャープ波を送信とした場合の受信信号の逆フィルタ処理により作成される SCT 信号として、感度補正 AM (Sensitivity Compensated Amplitude Modulated : SCAM) 信号を考案した。チャープ波を送信に用いて SCAM 信号が作成された場合、逆フィルタ処理による周波数特性の補正が時間領域の波形振幅に反映されるため、SCAM 信号は振幅変調されたチャープ波となる。

時間領域のエネルギー分布が不均一な SCAM 信号は、SN比の低下が考えられるため、振幅不変の SCT 信号として、感度補正 FM (Sensitivity Compensated Frequency Modulated : SCFM) 信号を考案した。SCFM 信号は、SCT 信号による周波数特性の補正を周波数変調の持続時間に反映させた、非線形 FM 変調信号である。SCFM 信号には、SCAM 信号の周波数振幅成分に着目した振幅等価型

感度補正 FM (Amplitude-equivalence Sensitivity Compensated Frequency Modulated : ASCFM) 信号と SCAM 信号の周波数特性のエネルギーに着目したエネルギー等価型感度補正 FM (Energy-equivalence Sensitivity Compensated Frequency Modulated : ESCFM) 信号が考案された。

ハードウェアの特性に配慮した送信信号である SCT 信号により広帯域化および平坦化された受信信号に、ソフトウェア上で、高 SN 比が期待できる相関法によるマッチングフィルタ処理を施すことで高分解能かつ高 SN 比のパルス圧縮信号を得ることが期待できる。

一方で、実測において信号の帯域は有限であるため、SCT 信号を用いた場合であっても周波数帯域は制限される。そこで、線形予測 (LP) 処理を用いた信号の拡大法を提案した [63 - 65]。SN 比が良く、平坦な周波数帯域を基に予測値を算出して、SN 比の悪い周波数帯域を予測値で補うことで、信号の周波数帯域の拡大を図る。周波数特性を補正された SCT 信号により周波数特性を平坦化された信号の帯域拡大によって時間分解能の向上が期待できる。

本研究は、音波伝播特性に配慮した送信信号を作成してパルス圧縮効果の向上を図り、高精度の超音波計測法の確立を目指すものである。以下に本論文の研究目的をまとめ、Fig. 1-3 に SCT 信号提案の経緯と種類を示した。

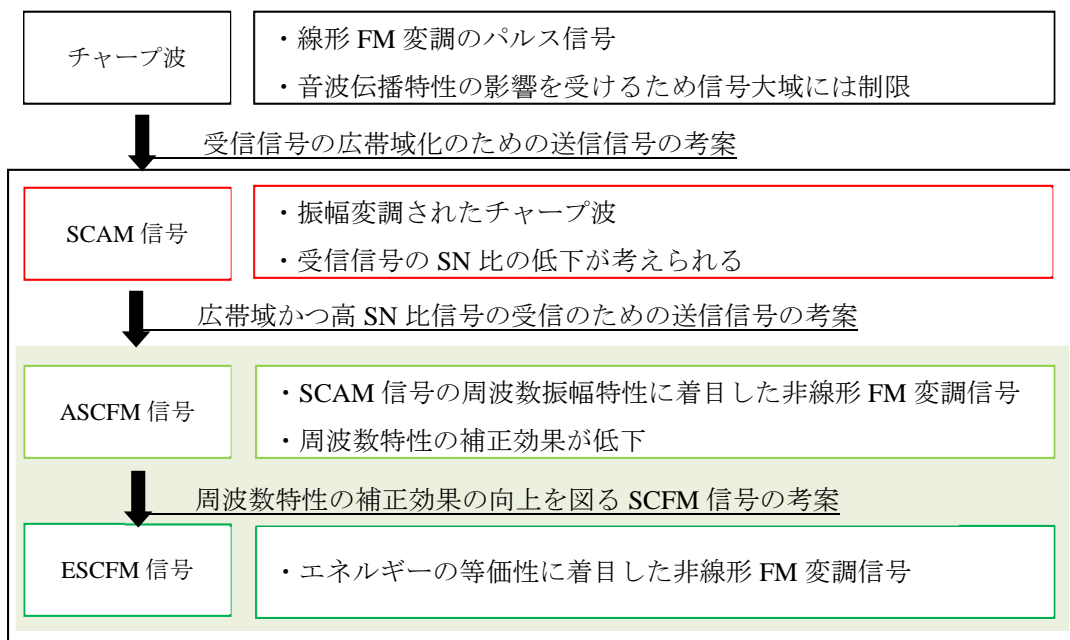


Fig.1-3 SCT 信号の提案と種類

- ・ 感度補正 AM 信号の考案
音波伝搬特性に配慮した送信信号を作成し、受信信号周波数帯域の広帯域化および平坦化を図る
- ・ 感度補正 FM 信号の考案
音波伝搬特性に配慮して周波数特性が補正され、かつ、SN 比に配慮した非線形 FM 変調信号の作成
- ・ 線形予測処理を用いた信号帯域拡大法の提案
感度補正型送信信号による受信信号周波数帯域の平坦化に着目した、線形予測処理を用いた信号帯域拡大法を提案し、信号の時間分解能向上を図る
- ・ 高精度の超音波計測法の提案
感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法を提案し、加えて、線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法との併用を提案してその効果

を実験的に検討した

高精度の距離測定が求められる超音波計測として、本研究で提案された距離測定法の移動物体の速度計測法および方位計測法への応用を提案し、それらの効果を実験的に検討した。

1-3 論文構成

第 1 章では、研究背景および研究目的を述べ、加えて、以下に論文構成を示す。

第 2 章では、SCT 信号の理論や作成方法について述べている。また、チャープ波を基に作成される SCAM 信号例およびその受信信号例を挙げてその効果を検討した。加えて、空中超音波計測を想定した ASCFM, ESCFM 信号の作成例およびそれらの受信信号例を挙げて、比較した。

SCT 信号による受信信号の周波数特性の平坦化に着目した、線形予測処理を用いた信号周波数帯域拡大について、第 3 章では線形予測処理の理論や帯域拡大方法を述べている。また、帯域拡大例として、水中超音波計測を想定したモデル水槽を用いた帯域拡大実験を行いその効果を検討した。

第 4 章では、SCT 信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法を提案し、さらに線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法を加えて、それらの効果を検討した [66 - 71]。水中計測を想定し、モデル水槽を用いた水中距離測定においてチャープ波を用いた場合と SCAM 信号および ASCFM 信号を用いた場合をそれぞれ比較した。また、パルス圧縮法を用いた空中距離測定では、感度補正 AM 信号およびエネルギー等価型感度補正 FM 信号を用い、さらに、各 SCT 信号と LP 処理を併用した距離測定法を提案してその有効性を検討した。

第 5 章では、SCT 信号を用いた高精度距離測定の応用計測法として移動物体

の速度計測が述べられている。SCT 信号を用いた移動物体の速度計測法を提案し、さらに、SCT 信号と線形予測処理を用いた帯域拡大法を併用した速度計測法を提案して [72 - 77]、その有効性を実験的に検討した。この方法は、送信信号を 2 波送信して移動物体からの反射波である 2 波受信信号を測定し、この 2 波の送信時間間隔と受信時間間隔の差より速度を測定するものである。チャープ波および SCT 信号を用いた場合の速度計測に加えて、SCT 信号と線形予測処理を用いた帯域拡大法を併用した速度計測をそれぞれ比較した。

また、高精度の距離測定が望まれる計測として、空間定位を想定した 2 次元平面上の方位計測が第 6 章では述べられている。SCT 信号を用いた距離測定 of 空中物体方位計測法への応用を提案してその有効性を実験的に検討した [78 - 82]。この方法は、2 次元平面上で送波器 1 つに対して受波器を 2 つ用いて、求められる 2 つの距離から空中物体の方位計測するものである。チャープ波を用いた場合と SCT 信号を用いた場合の方位計測を比較した。

以上の研究のまとめを第 7 章に述べている。

第2章 感度補正型送信信号

実測において信号は、送・受波器の感度特性含む音波伝搬特性の影響を受ける。したがって、チャープ波（線形 FM 変調パルス信号）などの広帯域信号を用いた場合であっても、信号の周波数帯域は制限される。そこで、感度補正型送信（Sensitivity Compensated Transmitting : SCT）信号を考案した。SCT 信号は、チャープ波を送信に用いて測定された受信信号を基に作成される、音波伝搬測性に配慮した送信信号である。SCT 信号を用いることで、受信信号の周波数特性の広帯域化および平坦化を図り、パルス圧縮に有効な周波数帯域を広げる。

ここで、パルス圧縮に有効な帯域を広げる方法に、受信信号に逆フィルタ処理を施してパルス圧縮する手法が挙げられるが、実測においては、SCT 信号を用いた場合と比較して、SN 比の低下が考えられる。実測におけるランダム雑音を q とし、パルス圧縮信号 $F_p(\omega)$ は受信信号 $F_r(\omega)$ および逆フィルタ処理のための受信信号の参照信号 $F_{r0}(\omega)$ 、パルス圧縮のための参照信号 $F_0(\omega)$ を用いて Eq. 2-1 のように示され、

$$F_p(\omega) = \left[\frac{F_r(\omega) + q}{F_{r0}(\omega)} \right] \cdot F_0(\omega) \quad (2-1)$$

ここで、このパルス圧縮信号の SN 比 $SN(\omega)$ は Eq. 2-2 のように示される。

$$SN(\omega) = \frac{F_r(\omega)/F_{r0}(\omega)}{q/F_{r0}(\omega)} = \frac{F_r(\omega)}{q} \quad (2-2)$$

一方で、SCT 信号を用いた場合のパルス圧縮信号は、その受信信号 $F_r'(\omega)$ を用いて Eq. 2-3 のように示され、

$$F_p(\omega) = [F_r'(\omega) + q] \cdot F_0(\omega) \quad (2-3)$$

このパルス圧縮信号の SN 比 $SN'(\omega)$ は Eq. 2-4 のように示される。

$$SN'(\omega) = \frac{F_r'(\omega)}{q} \quad (2-4)$$

ここで、感度の悪い周波数帯域において $F_r'(\omega)$ は比較的エネルギーを増加させているため、結果的に SN 比は向上する。したがって、予め逆フィルタ処理を施した SCT 信号による周波数特性の補正が有効であると考えられる。

2-1 感度補正 AM 信号

受信信号 $F_r(\omega)$ は、送信信号 $F_t(\omega)$ と送・受波器の感度特性の影響を含む音波伝搬特性 $R(\omega)$ より、Eq. 2-5 のように表される。

$$F_r(\omega) = F_t(\omega) \cdot R(\omega) \quad (2-5)$$

ここで、Eq. 2-6 に示すような周波数振幅特性が $|1/R(\omega)|$ となる送信信号を用いた場合、その受信信号の周波数振幅特性は Eq. 2-7 に示すように理論上平坦になる。

$$\frac{|F_t(\omega)|}{|F_r(\omega)|} = \frac{|F_t(\omega)|}{|F_t(\omega)| \cdot |R(\omega)|} \quad (2-6)$$

$$\frac{1}{|R(\omega)|} \cdot |R(\omega)| = 1 \quad (2-7)$$

そこで、感度補正 AM (Sensitivity Compensate Amplitude Modulated : SCAM) 信号 $F_{ta}(\omega)$ を、発散抑制係数 α を用いて、Eq. 2-8 に示す。発散抑制係数は、感度の悪い周波数帯域の発散を抑制する微小係数で、逆フィルタ処理で周波数補正される帯域を調整するものである。

$$F_{ta}(\omega) = \frac{|F_r(\omega)|}{|F_r(\omega)|^2 + \alpha^2 \cdot |F_r(\omega)_{\max}|^2} \cdot F_t(\omega) \quad (2-8)$$

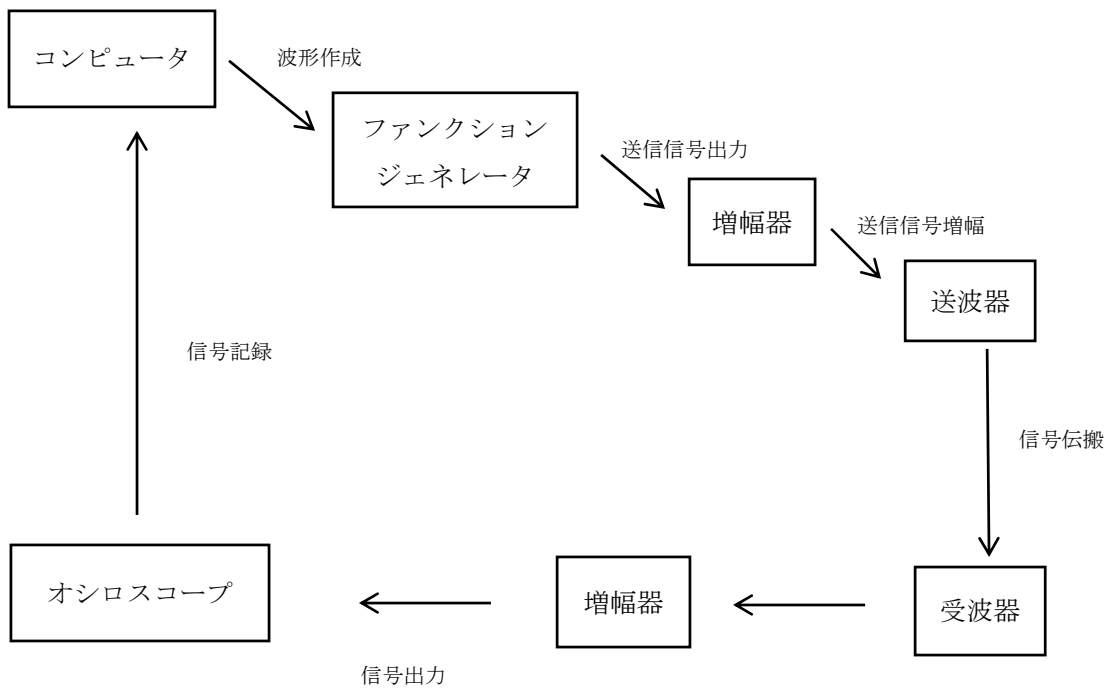
チャープ波を用いて SCAM 信号を作成した場合、逆フィルタ処理された周波数振幅特性が時間領域の信号振幅に線形的に反映されるため、SCAM 信号は振幅変調されたチャープ波となる。

空中での SCAM 信号の作成例および SCAM 信号を用いた場合の受信信号例を以下に示す。測定は、Fig. 2-1 (a) に示すように、コンピュータで波形を作成し、ファンクションジェネレータ (エヌエフ回路設計ブロック:WF1945A) で送信信

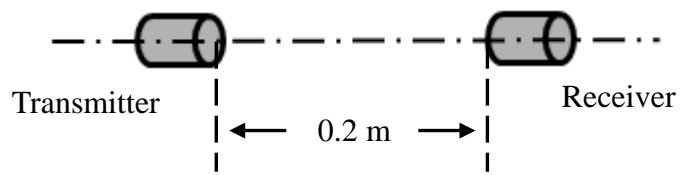
号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:HSA4051）で増幅して送波器（村田製作所製:MA40A5S）から送信，受波器（村田製作所製:MA40A5R）で受信して増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:5307）で増幅，オシロスコープ（LeCroy:6050A）に出力された受信信号をコンピュータで記録した。測定機器のパラメータ設定を Table 2-1 に示す。ここで，送受波器は，Fig.2-1 (b) に示すように，対置に設置した条件とした。チャープ波を送信し，その受信信号を用いて SCAM 信号を作成する。また，SCT 信号の作成に用いられるチャープ波および各送信信号図は，送信側の増幅器で増幅した信号をオシロスコープで記録したものである。なお，本研究において，フーリエ変換などの信号処理に矩形窓以外の窓関数を使用していない。

Table 2-1 測定機器の仕パラメータ設定

ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:0.244 μ s (チャープ波, SCFM 信号), 0.5 μ s (SCAM 信号) データ長:2 ms (チャープ波, SCFM 信号), 0.496 ms (SCAM 信号)
増幅器 (HSA4051)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 50 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:0.5 μ s データ長:4.096 ms



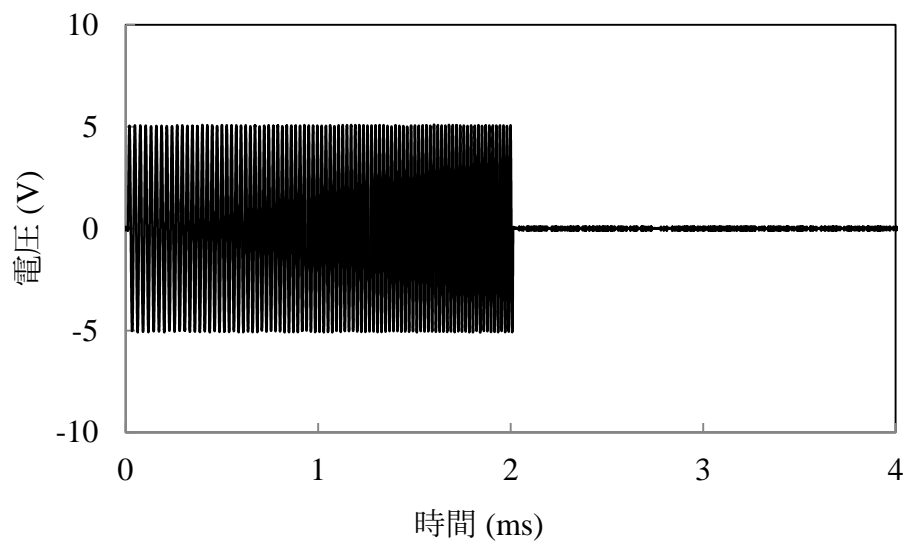
(a) 測定装置概要



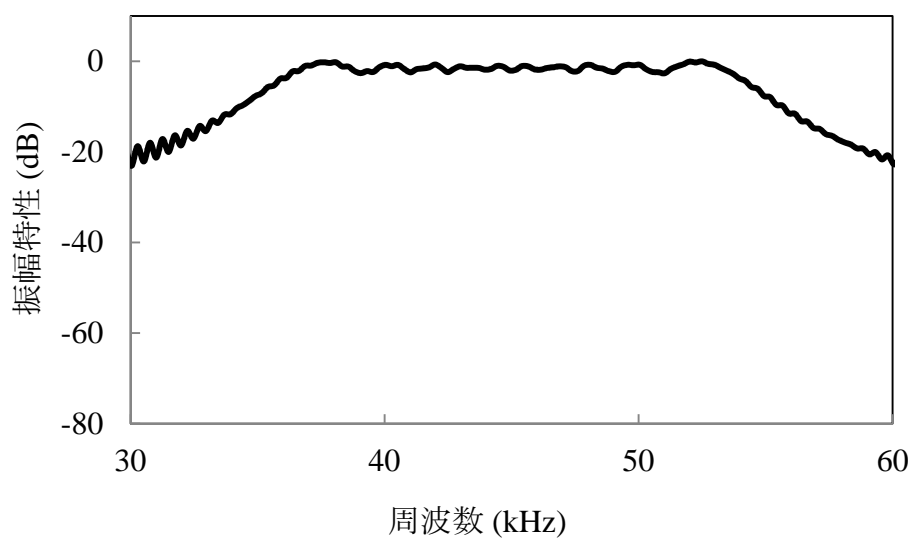
(b) 送受波器の設置条件

Fig. 2-1 測定条件

チャープ波には, Fig. 2-2 に示すように, 35 から 55 kHz で線形 FM 変調された 2 ms のパルス信号が用いられた.



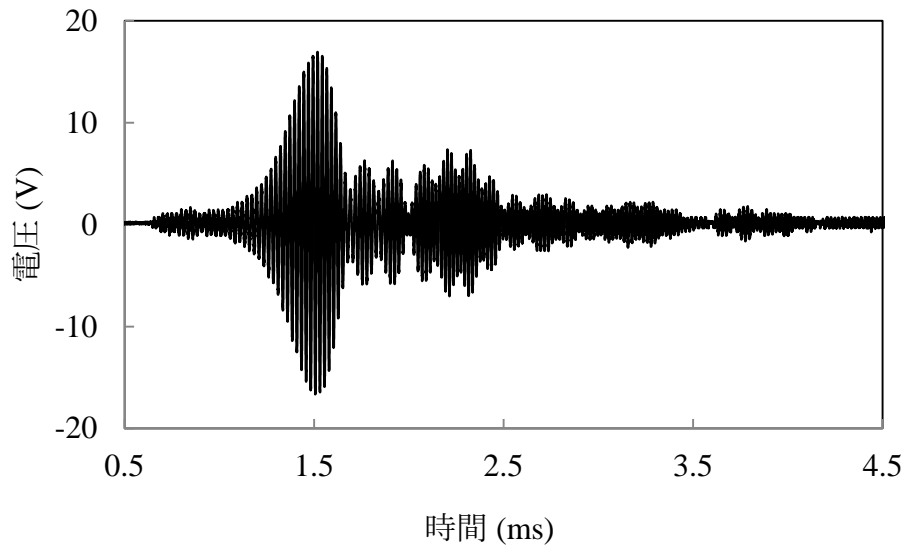
(a) Waveform



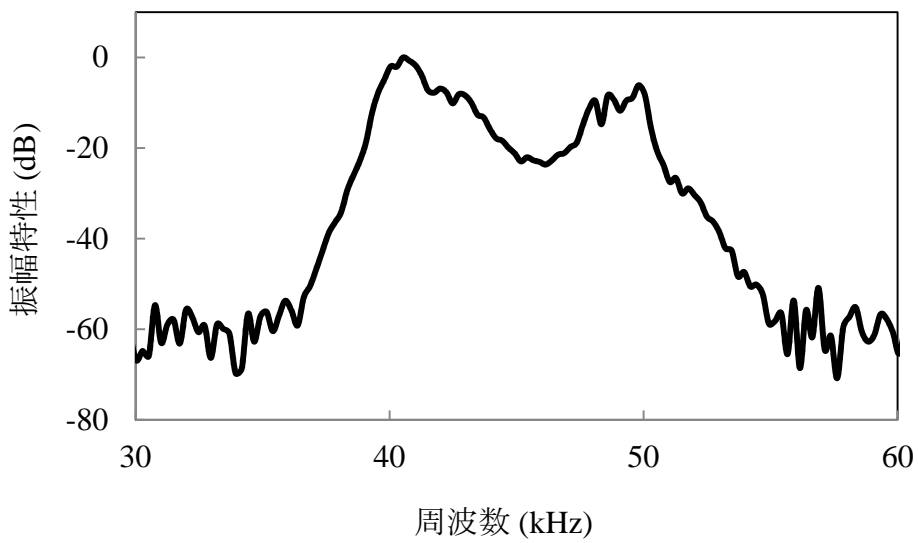
(b) Spectrum

Fig. 2-2 チャープ波

このチャープ波を用いた場合の受信信号を Fig. 2-3 に示す.



(a) Waveform

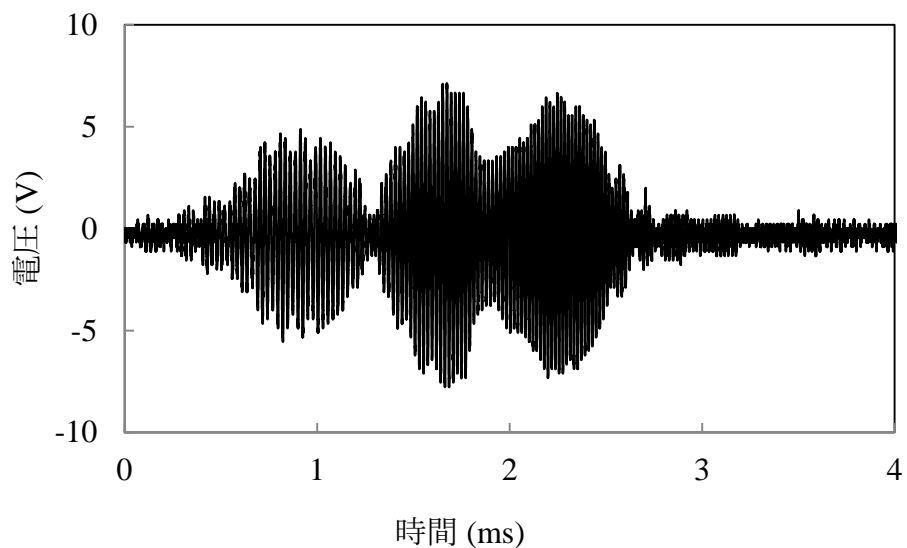


(b) Spectrum

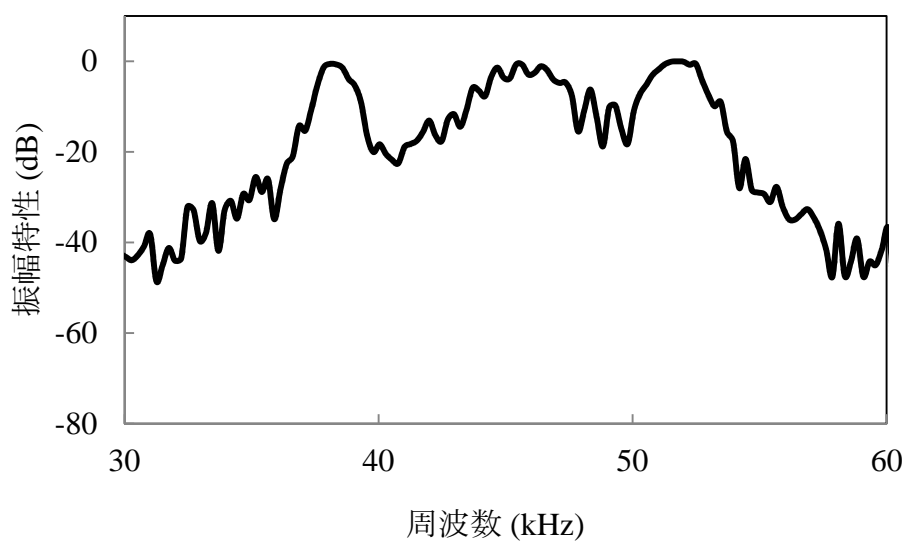
Fig. 2-3 チャープ波受信信号

ここで、チャープ波受信信号は、ランダム雑音に配慮して、受信信号の50回加算平均信号とした。チャープ波の周波数特性は平坦であるのに対して、チャープ波受信信号の周波数特性は凸凹で帯域が制限されている。

チャープ波とチャープ波受信信号を用いて作成された SCAM 信号例を Fig. 2-4 に示す.



(a) Waveform

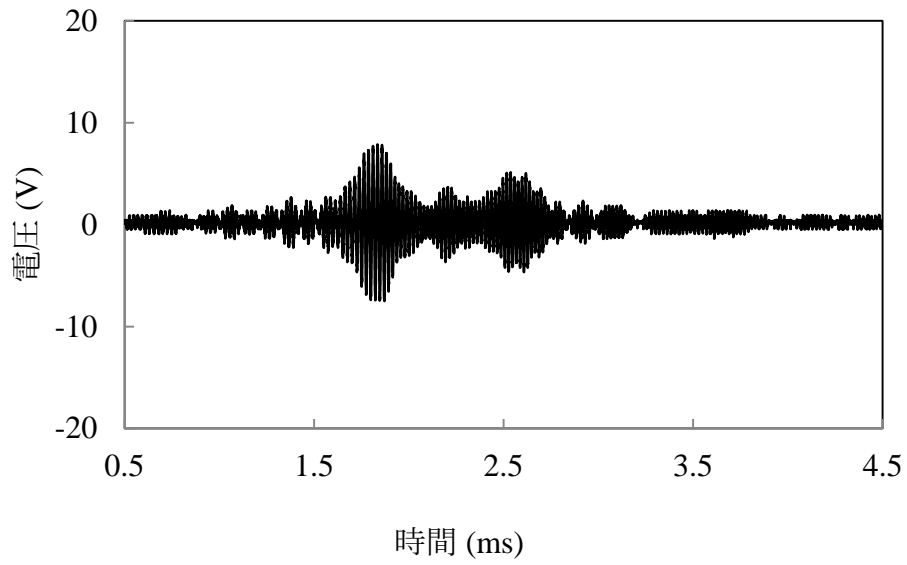


(b) Spectrum

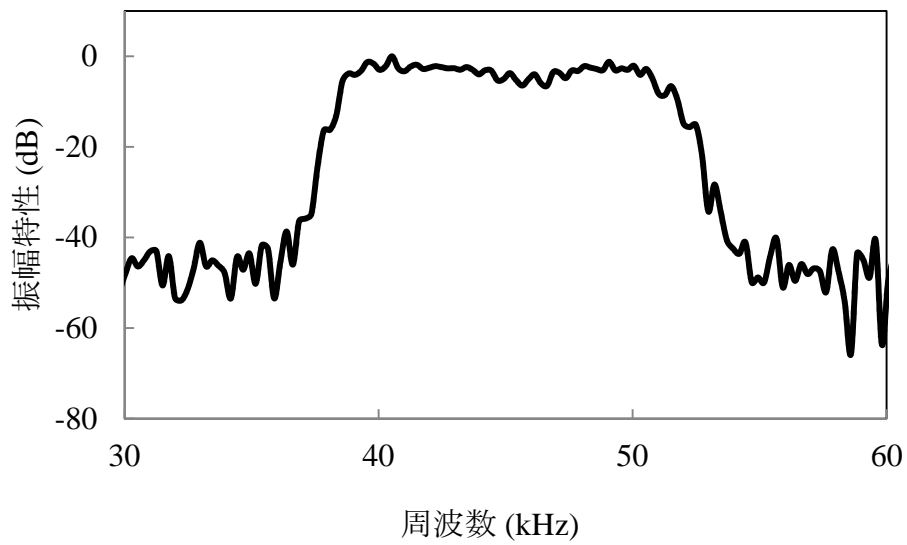
Fig. 2-4 SCAM 信号例

ここで, $\alpha = 0.05$ とすることでチャープ波受信信号において -26 dB 程度までの周波数帯域で逆フィルタ処理による周波数特性の補正が SCAM 信号に反映されている.

送受波器の対置設置において SCAM 信号を用いて測定された受信信号を Fig. 2-5 に示す。



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 2-5 SCAM 信号を用いた場合の受信信号例

SCAM 信号の周波数特性はチャープ波受信信号の逆フィルタの特性となっている。また、SCAM 信号の各周波数の振幅成分は時間領域の信号振幅に反映されている。周波数特性が補正された SCAM 信号を用いることでその受信信号の周波数特性は比較的平坦になっていることが見受けられる。

2-2 感度補正 FM 信号

SCAM 信号は、時間領域のエネルギー分布が不均一になるため、小エネルギーでの送信を想定した場合に SN 比 (Signal to Noise Ratio) の低下が考えられる。そこで、振幅不変の感度補正型送信信号として感度補正 FM (Sensitivity Compensated Frequency Modulated : SCFM) 信号を考案した。SCFM 信号は、非線形の周波数変調により周波数特性を補正した、非線形 FM 変調信号で SCAM 信号の周波数特性 (感度補正特性) を基に作成される。ここで、感度補正特性の振幅を周波数変調の持続時間に反映させた振幅等価型感度補正 FM (Amplitude-equivalence Sensitivity Compensated Frequency Modulated : ASCFM) 信号と感度補正特性と時間域信号のエネルギーの等価性に着目して作成されたエネルギー等価型感度補正 FM (Energy-equivalence Sensitivity Compensated Frequency Modulated : ESCFM) 信号の 2 種類の SCFM 信号が考案された。

ASCFM 信号 $S_{af}(t)$ は感度補正特性 $F_{ta}(\omega)$ の振幅を基に作成される。 $|F_{ta}(\omega)|$ の微小周波数領域 $\Delta\omega$ における振幅成分を振幅 A の ASCFM 信号の周波数に対応する持続時間 Δt を用いて Eq. 2-9 のように表す。すなわち、Eq. 2-9 を満たす FM 信号は、 $|F_{ta}(\omega)|$ の値が大きい周波数成分では周波数変調の持続時間が長く、また、 $|F_{ta}(\omega)|$ の値が小さい周波数成分では持続時間が短く割り当てられる。

$$|F_{ta}(\omega)| \cdot \Delta\omega = A \cdot \Delta t(\omega) = A \cdot \frac{dt(\omega)}{d\omega} \cdot d\omega \quad (2-9)$$

Eq. 2-9 より, $|F_{ta}(\omega)|$ の各周波数の振幅成分を反映させた $t(\omega)$ 特性は Eq. 2-10 のように表される.

$$t(\omega) = \frac{1}{A} \cdot \int_0^{\omega} |F_{ta}(\Omega)| d\Omega \quad (2-10)$$

ここで, $t(\omega)$ の関数と変数を入れかえ, 持続時間に対応した瞬時周波数の非線形関数 $\omega(t)$ より FM 信号を作成する. これが Eq. 2-11 に示す ASCFM 信号となる.

$$S_{af}(t) = A \cdot \sin \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau \right] \quad (2-11)$$

$F_{ta}(\omega)$ の振幅特性に着目した ASCFM 信号では周波数特性の補正が不足しているため, その受信信号は十分な周波数特性の補正効果を得られない. そこで, 時間域信号波形とその周波数特性のエネルギーの等価性に着目した SCFM 信号として, ESCFM 信号を考案した. パーシバルの定理より, 振幅 A の ESCFM 信号 $S_{ef}(t)$ と $|F_{ta}(\omega)|$ のエネルギーの等価式を Eq. 2-12 に示す.

$$\int |S_{ef}(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int |F_{ta}(\omega)|^2 d\omega \quad (2-12)$$

さらに, 微小周波数領域において Eq. 2-12 は Eq. 2-13 のように表される.

$$|F_{ta}(\omega)|^2 \cdot \Delta\omega = A^2 \cdot \Delta t(\omega) = A^2 \cdot \frac{dt(\omega)}{d\omega} \cdot d\omega \quad (2-13)$$

Eq. 2-9 より, ASCFM 信号と同様にして求められる, $t(\omega)$ 特性を Eq. 2-14 に示す.

$$t(\omega) = \frac{1}{A^2} \cdot \int_0^{\omega} |F_{ta}(\Omega)|^2 d\Omega \quad (2-14)$$

この $t(\omega)$ 特性を $\omega(t)$ に置き換えて FM 信号を作成する. これが Eq. 2-15 に示す ESCFM 信号となる.

$$S_{ef}(t) = A^2 \cdot \sin \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau \right] \quad (2-15)$$

SCFM 信号は, その非線形 FM 変調により周波数特性が補正され, 受信信号の周波数特性の広帯域化および平坦化が期待できる. 一方で, $\omega(t)$ より算出される時間有限のパルス FM 信号である SCFM 信号は, 作成された信号の周波数分解能

の低下は避けられず、したがって、SCAM 信号と比較して、その周波数特性の補正効果は低下すると考えられる。

それぞれの SCFM 信号の作成例、それらの受信信号例を以下に示す。Fig. 2-4 に示す SCAM 信号周波数特性の振幅成分を基に算出された ASCFM 信号および ESCFM 信号の $\omega(t)$ 特性を Fig. 2-6 に示す。破線で示される線形変調特性は変調持続時間が各周波数に均等に割り当てられるのに対して、SCFM 信号の $\omega(t)$ 特性は、SCAM 信号の周波数振幅特性が反映されて、変調持続時間が各周波数帯域に不均一に割り当てられる。SCFM 信号の $\omega(t)$ 特性は、37, 45, 52 kHz 付近ではその傾きが小さく、周波数変調の持続時間が長く割り当てられ、一方で、40, 47 kHz 付近ではその傾きが大きく、周波数変調の持続時間が短く割り当てられることになる。また、ESCFM 信号の $\omega(t)$ 特性は、比較的に傾きの変化が大きくなっていることが見受けられる。

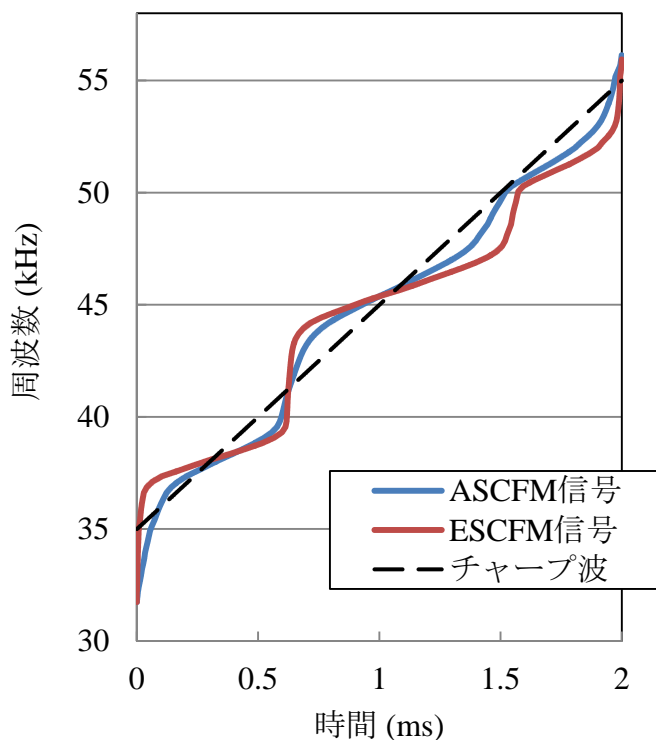


Fig. 2-6 $\omega(t)$ 特性

$\omega(t)$ 特性より作成された ASCFM 信号例を Fig. 2-7 に示す.

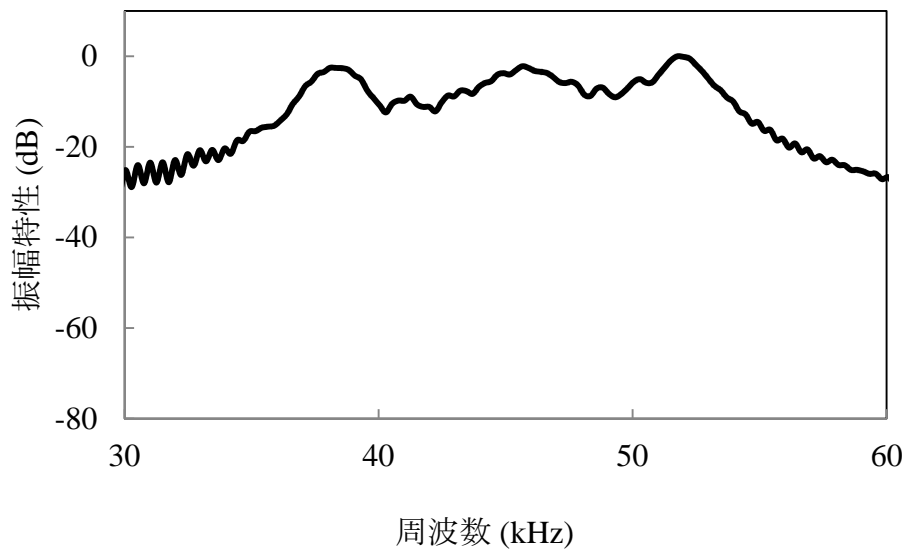
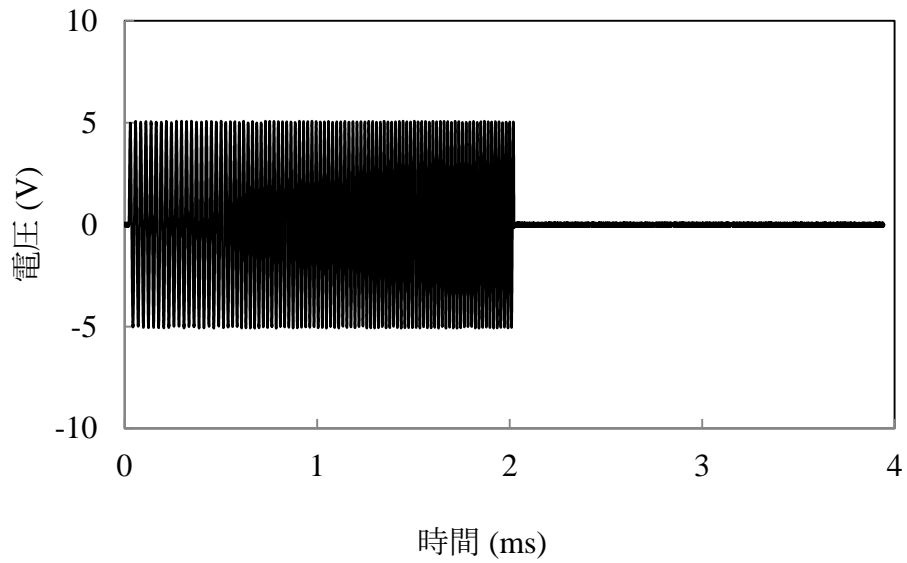
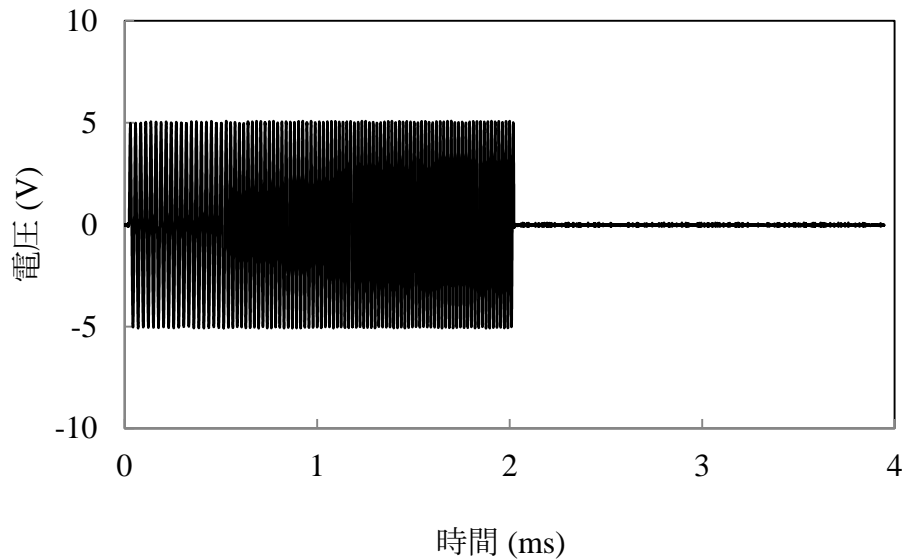
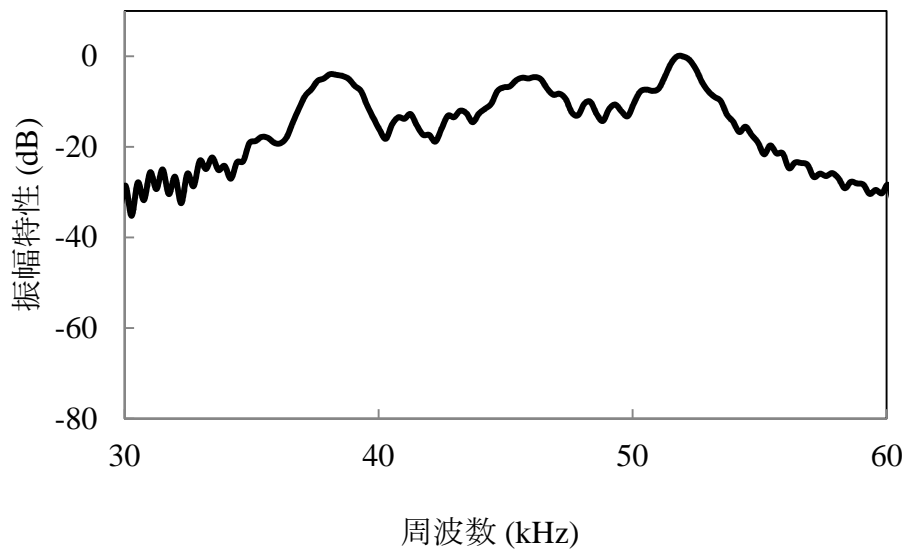


Fig. 2-7 ASCFM 信号例

$\omega(t)$ 特性より作成された ESCFM 信号例を Fig. 2-8 に示す.



(a) Waveform

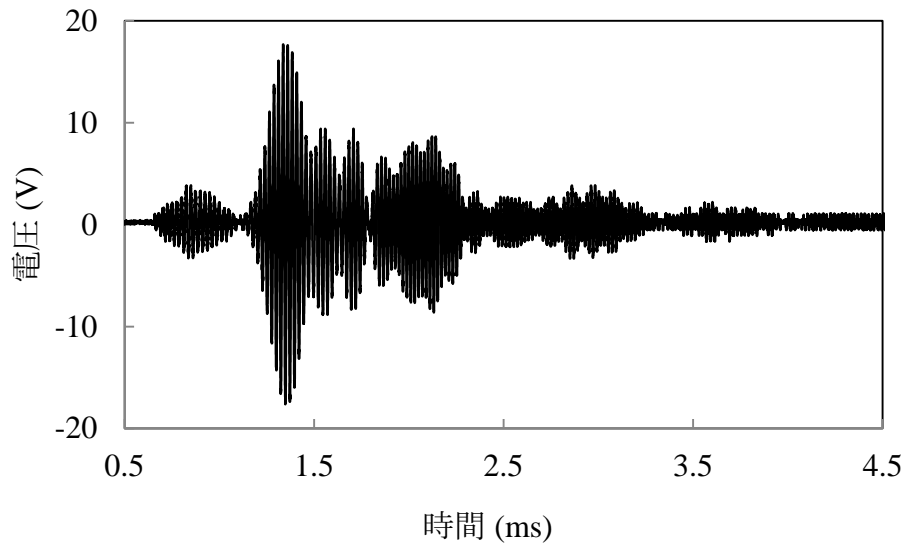


(b) Spectrum

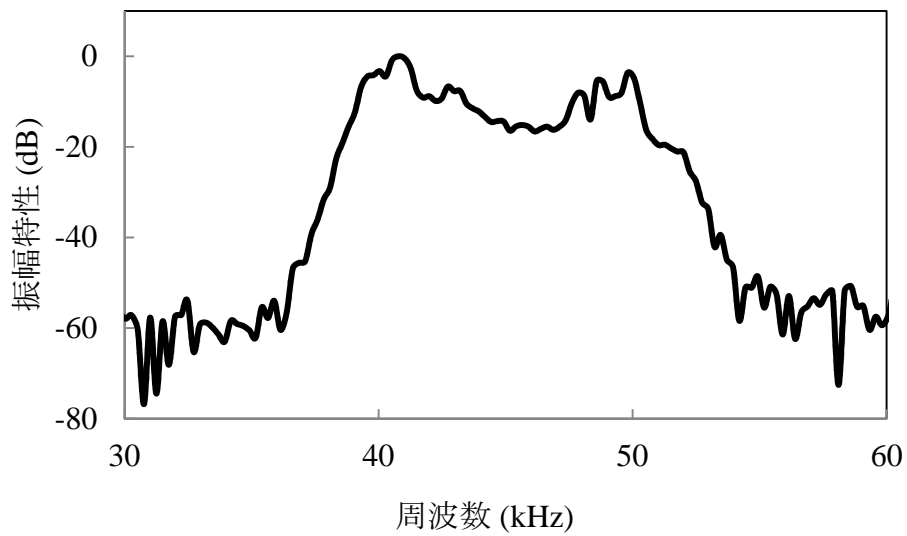
Fig. 2-8 ESCFM 信号例

それぞれの SCFM 信号例は, FM 変調信号であるため, 時間領域の振幅は一定となり, 一方で, その周波数変調の非線形性により, 周波数特性は SCAM 信号と近似している. また, ESCFM 信号は比較的にその周波数特性が SCAM 信号により近似していることが見受けられる.

送・受波器の対置設置条件で測定された，ASCFM 信号を用いた場合の受信信号例を Fig. 2-9 に示す。



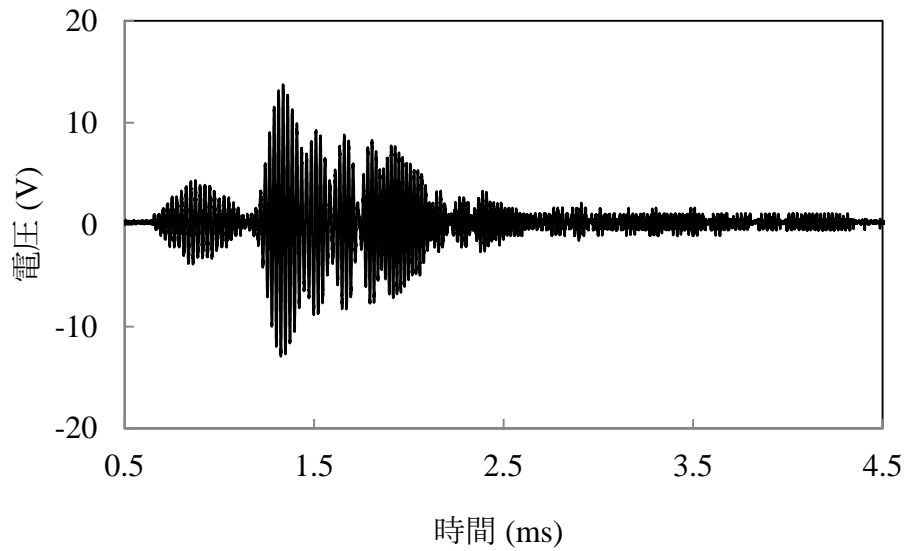
(a) Waveform



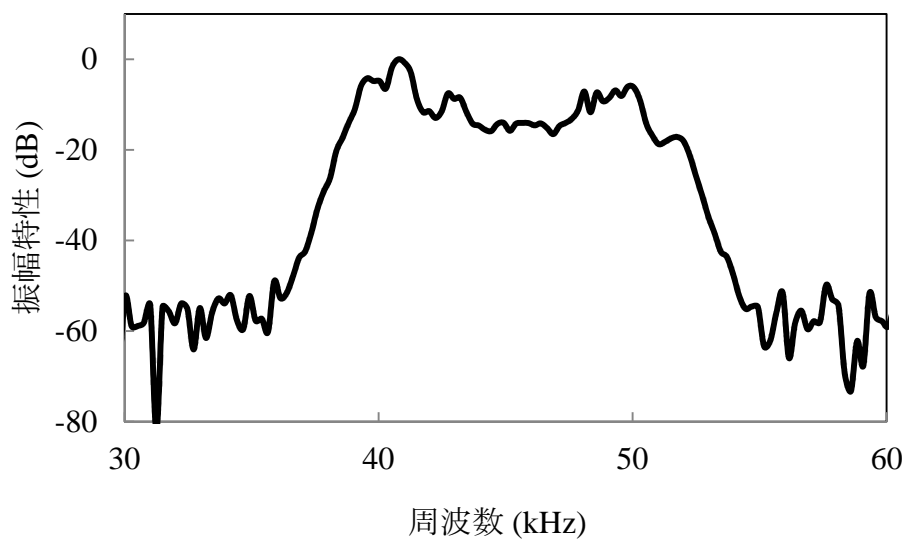
(b) Spectrum

Fig. 2-9 ASCFM 信号を用いた場合の受信信号例

送・受波器の対置設置条件で測定された，ESCFM 信号を用いた場合の受信信号例を Fig. 2-10 に示す．



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 2-10 ESCFM 信号を用いた場合の受信信号例

チャープ波と比較して，SCFM 信号を用いることで受信信号の周波数特性は平坦になっていることが見受けられる．また，ASCFM 信号を用いた場合の受信信

号例の- 20 dB の周波数帯域幅は 12.7 kHz であるのに対して、ESCFM 信号を用いた場合は、その- 20 dB の帯域幅が 13.4 kHz となった。これは、エネルギーの等価性を考慮することで、周波数特性の補正効果が向上したものと考えられる。一方で、ESCFM 信号を用いた場合であっても、矩形波との畳込みによる周波数分解能の低下は避けられないため、SCAM 信号と比較して周波数特性の補正効果の低下が見受けられる。

第3章 線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法

SCT 信号を用いることで受信信号周波数特性の広帯域化および平坦化が期待できるが、実測において信号の帯域は有限であり、SCT 信号による周波数特性の補正効果が得られる帯域は制限される。そこで、SCT 信号による受信信号周波数特性の平坦化に着目し、線形予測 (Linear Prediction : LP) 処理を用いた信号帯域の拡大法を提案した。LP 処理は、信号において、手前の信号から以降の信号の予測値を求めるもので、雑音の低減や周波数特性の推定などに用いられる [83, 84]。SN 比が良い平坦な帯域より求められた予測値を用いて、SN 比が悪い帯域をその予測値で補うこと (外挿) で信号の時間分解能の向上を図る。

3-1 線形予測処理

周波数特性の予測値 $F_1(\omega)$ は、それより手前の p 個 (予測次数) の $F_1(\omega-i)$ と予測係数 a_i を用いて Eq. 3-1 のように示される。

$$F_1(\omega) = -\sum_{i=1}^p a_i \cdot F_1(\omega-i) \quad (3-1)$$

ここで、Eq. 3-1 の右辺と左辺の差である予測誤差 $e(\omega)$ を最小とするため、 a_i は最小二乗法により求める。 $e(\omega)$ は E. 3-2 のように示される。

$$\begin{aligned} e(\omega) &= F_1(\omega) + \sum_{i=1}^p a_i \cdot F_1(\omega-i) \\ &= \sum_{i=0}^p a_i \cdot F_1(\omega-i) \quad (a_0 = 1) \end{aligned} \quad (3-2)$$

さらに、予測誤差の二乗和 E_p は Eq. 3-3 のように示される。

$$E_p = \sum_{\omega=0}^{N-1} e^2(\omega) = \sum_{\omega=0}^{N-1} \{e(\omega) + a_1 \cdot e(\omega-1) + \dots + a_p \cdot e(\omega-p)\}^2 \quad (3-3)$$

E_p は a_i に関して二次式であるため、この二乗和を最小にする a_i を Eq. 3-4 より求める。

$$\frac{\partial E_p}{\partial a_i} = 0 \quad (1 \leq i \leq p) \quad (3-4)$$

Eq. 3-5 に示される E_p の微分式中の各項には自己相関関数 $\varphi(\omega)$ が含まれる。

$$\sum_{\omega=0}^{N-1} F_1(\omega) \cdot F_1(\omega-i) + \sum_{k=1}^p a_k \left\{ \sum_{\omega=0}^{N-1} F_1(\omega-i) \cdot F_1(\omega-k) \right\} = 0 \quad (3-5)$$

$$\varphi(\omega) = \sum_{\Omega=0}^{N-1} F_1(\Omega) \cdot F_1(\Omega-\omega) \quad (3-6)$$

Eq. 3-6 の $\varphi(\omega)$ より Eq. 3-5 は Eq. 3-7 のように示される。

$$\varphi(i) + \sum_{k=1}^p a_k \cdot \varphi(k-i) = 0 \quad (3-7)$$

これを Eq. 3-8 に示す正規方程式を解くことで a_i を求める。

$$\begin{bmatrix} \varphi(0) & \varphi(1) & \varphi(2) & \cdots & \varphi(p-1) \\ \varphi(1) & \varphi(0) & \varphi(1) & \cdots & \varphi(p-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \varphi(p-1) & \varphi(p-2) & \varphi(p-3) & \cdots & \varphi(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \vdots \\ \varphi(p) \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

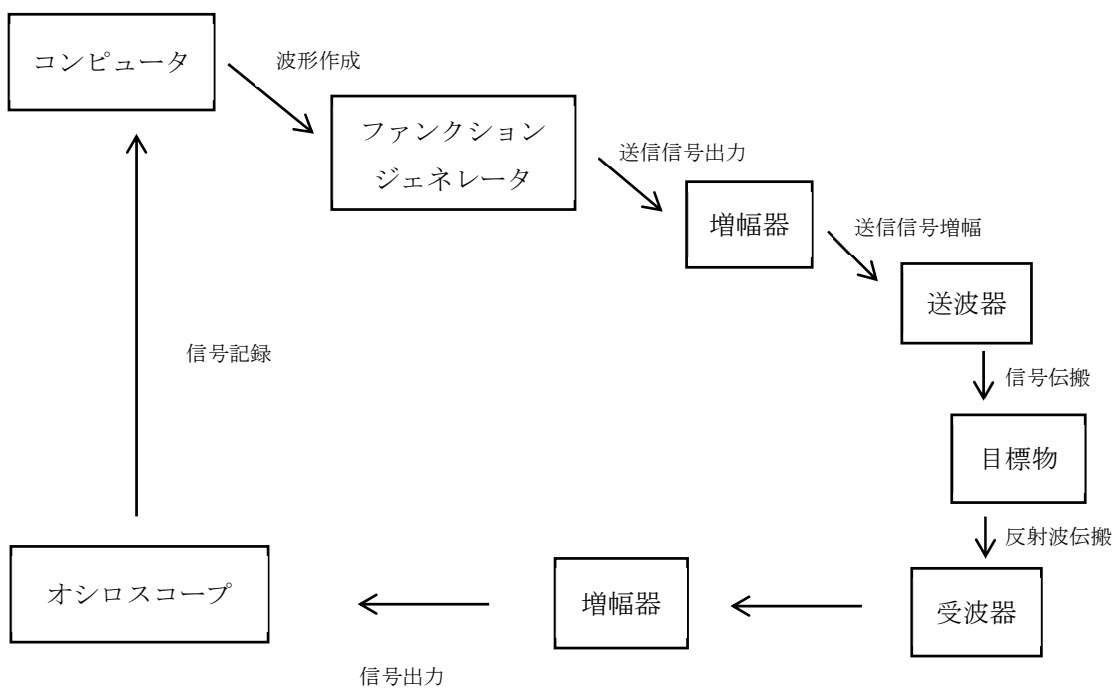
LP 処理を用いた信号帯域の拡大を図る。信号の周波数特性の実部と虚部それぞれに LP 処理を施す。SN 比の良い周波数帯域において、実部と虚部それぞれの a_i を求めて、SN 比の悪い帯域を予測値で補う。ここで、SN 比の良い周波数帯域の振幅特性が平坦であれば、結果的に予測値で外挿された周波数帯域の実部と虚部から算出される振幅特性も平坦になり、信号の時間分解能の向上が期待できる。

3-2 水中超音波計測を想定した信号帯域の拡大例

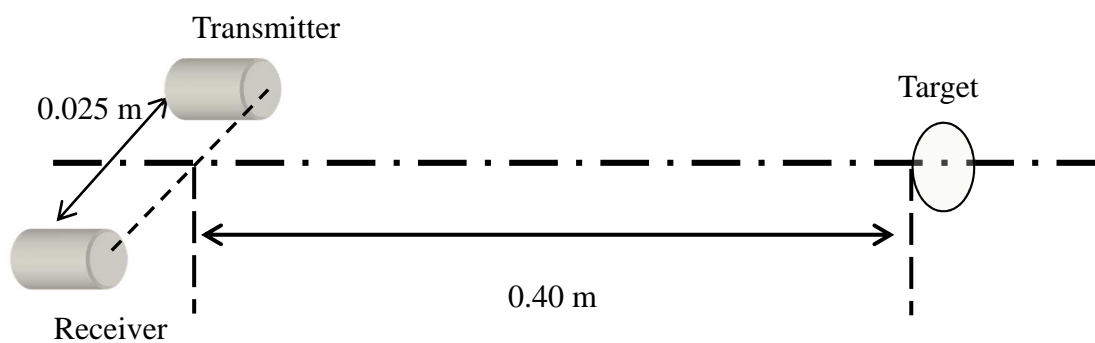
線形予測処理を用いた信号帯域の拡大法について、水中音響計測を想定したモデル水槽を用い、その有効性を実験的に検討した。チャープ波を送信として得られた受信信号にパルス圧縮処理を施し、そのパルス圧縮信号に線形予測処理を施して信号帯域を拡大した。

3-2-1 測定方法

実験は Fig. 3-1 に示す測定条件で行われた。縦 0.45 m，横 1.2 m，高さ 0.45 m のモデル水槽，送・受波器は共振周波数 1 MHz，振動子直径 12.7 mm の水中探傷用トランスデューサ（IS0113M）が用いられ，目標物に直径 30 mm ガラス球を送・受波器の中心軸上に距離 0.40 m で設置した。



(a) 測定装置概要



(b) 水中計測設置関係

Fig. 3-1 水中測定条件

コンピュータで波形を作成し、ファンクションジェネレータ（エヌエフ回路設計ブロック:WF1946B）で送信信号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:HSA4014）で増幅して送波器から送信，目標物からの反射波を受波器で受信して増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:5307）で増幅，オシロスコープ（LeCroy:LT364L）に出力された受信信号をコンピュータで記録した。測定機器のパラメータ設定を Table 3-1 に示す。

Table 3-1 測定機器のパラメータ設定

ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:6.104 ns データ長:50 μ s
増幅器 (HSA4014)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 100 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:0.02 μ s データ長:163.84 μ s

送信信号として用いられるチャープ波は，Fig. 3-2 に示す送・受波器の感度積より -26 dB 程度の周波数帯域に着目して，0.6 から 1.5 MHz で線形変調された 50 μ s のパルス信号が用いられた。ここで，送・受波器の感度積は，送・受波器を 0.05 m 間隔で対置に設置した単一周波数の送信により測定された。

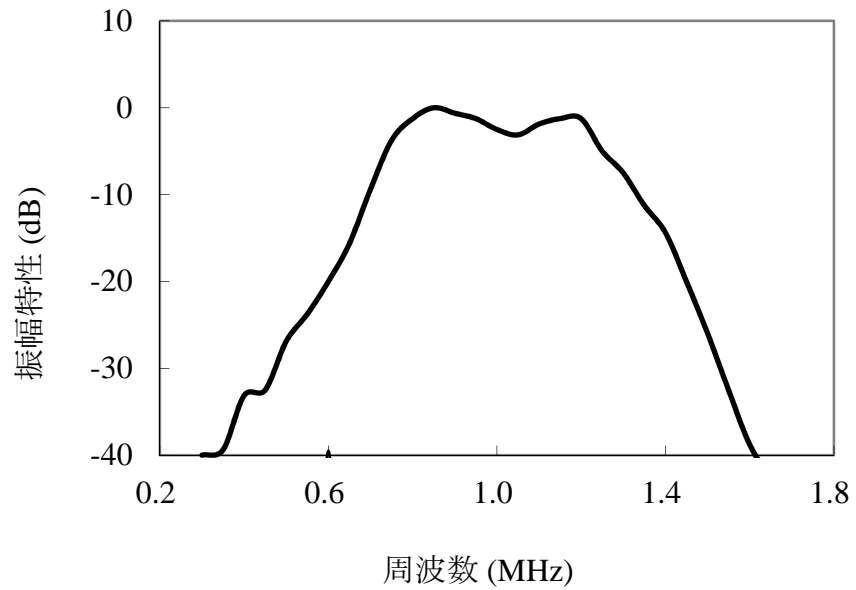
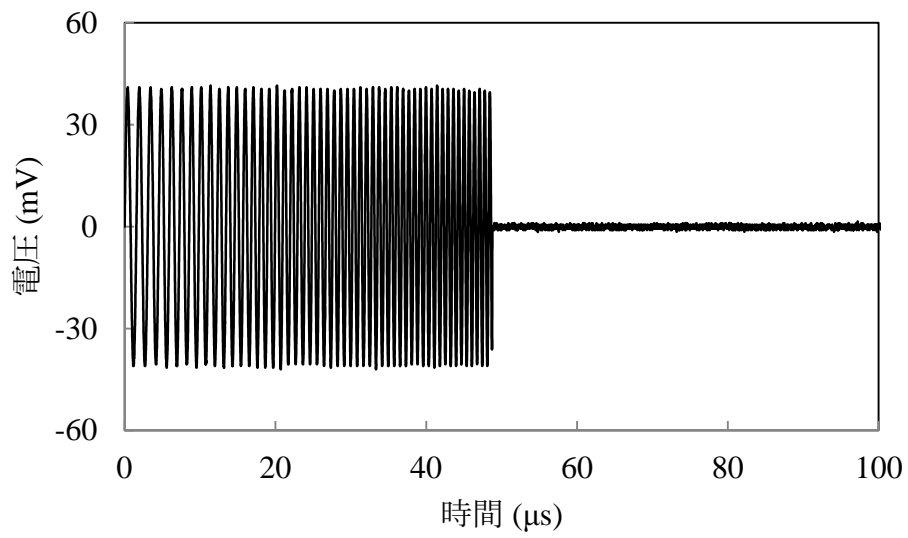
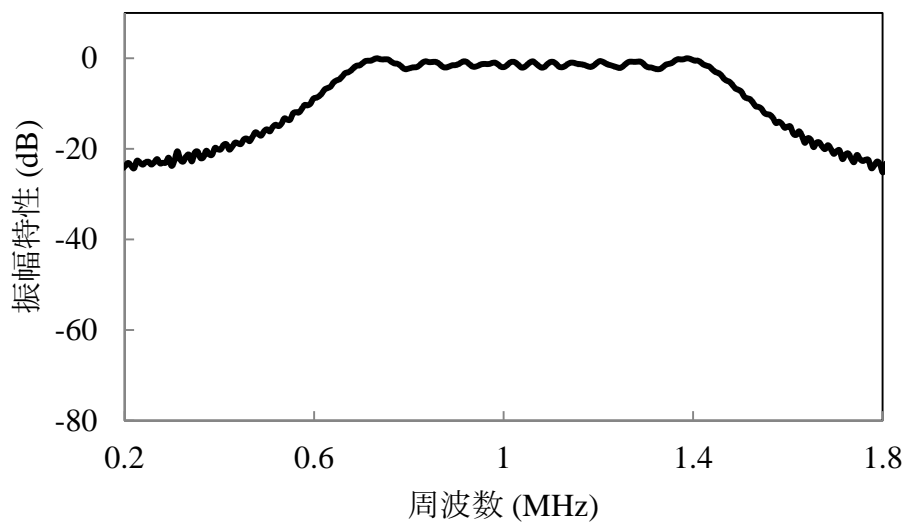


Fig. 3-2 水中送・受波器感度積

チャープ波を Fig. 3-3 に示す。パルス圧縮信号は、Fig. 3-1 に示す設置条件で測定されたチャープ波による受信信号と参照信号となる標準受信信号の相関処理で求められた。ここで、標準受信信号は、チャープ波による受信信号の 50 回加算平均信号とした。



(a) Wave form



(b) Spectrum

Fig. 3-3 チャープ波

3-2-2 結果および検討

パルス圧縮信号を Fig. 3-4 に示す.

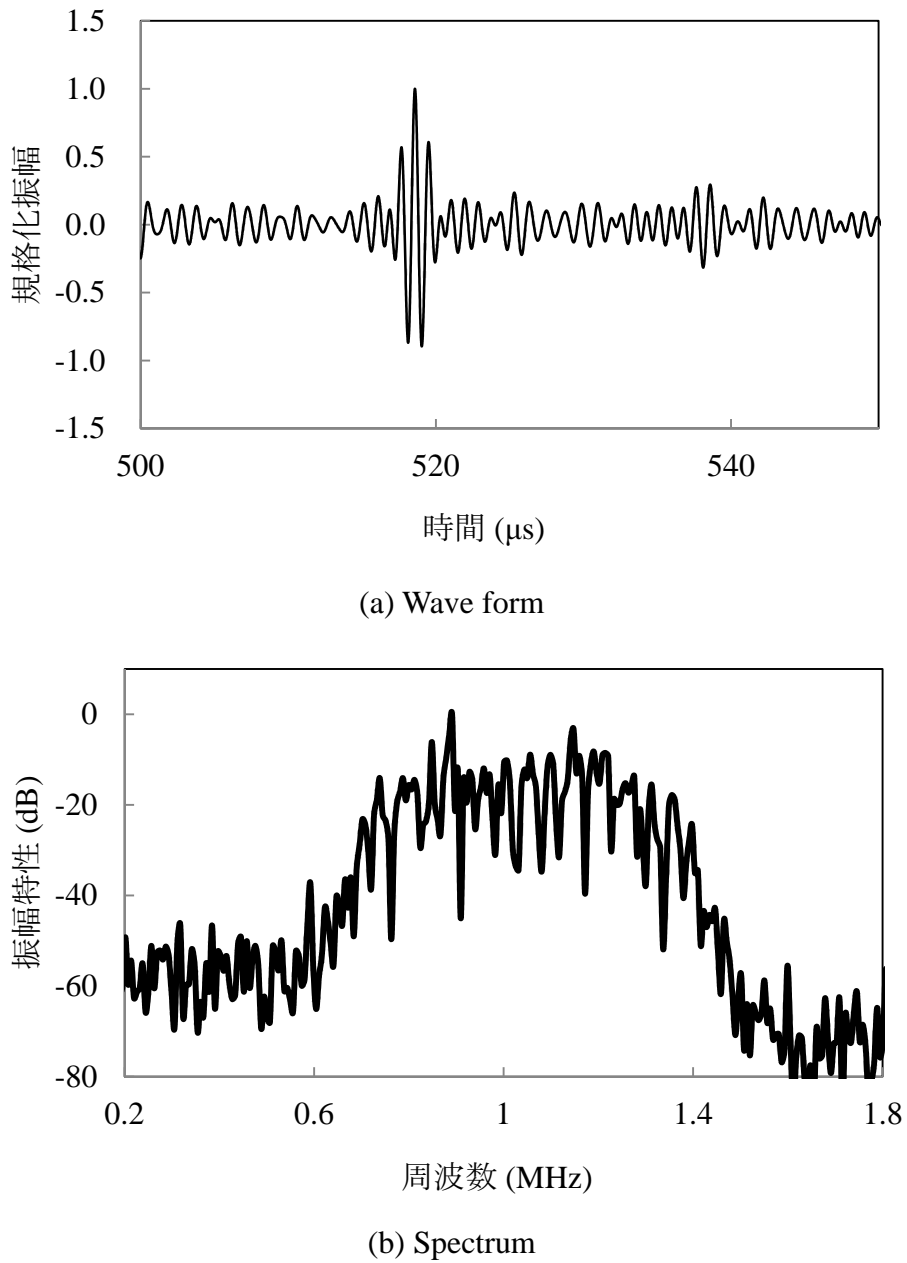
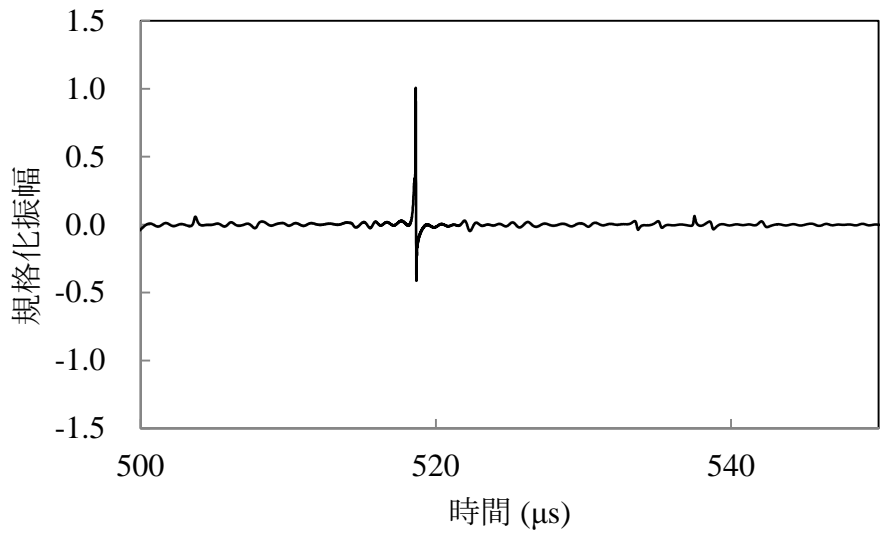


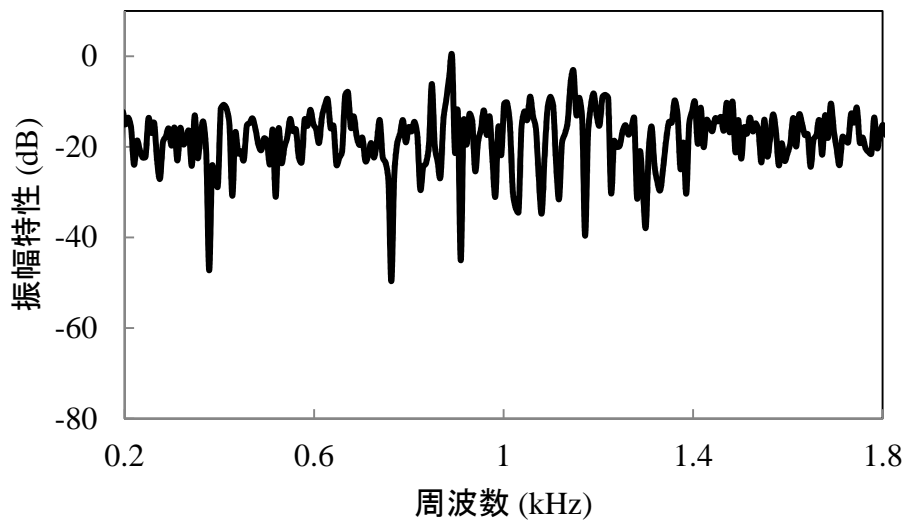
Fig.3-4 パルス圧縮信号例

このパルス圧縮信号に線形予測処理を施した帯域拡大信号を Fig. 3-5 に示す.

このパルス圧縮信号に線形予測処理を施した帯域拡大信号を Fig. 3-5 に示す.



(a) Wave form



(b) Spectrum

Fig. 3-5 帯域拡大信号

Fig. 3-5 に示すように、SN 比の悪い帯域が平坦な予測値で補われ、加えて、時間域信号はインパルス信号に近似していて、Fig. 3-4 のパルス圧縮信号と比較して明らかな時間分解能向上が見受けられる。これは、SN 比の良い帯域が比較的平坦であったため、その帯域から求められる予測係数を用いて算出された予測値により、信号の時間分解能が向上したものと考えられる。

また、Fig. 3-2 に示すように、水浸探傷用探触子の感度特性は比較的平坦で、SCT 信号による周波数特性の補正の効果は大きくないものと考えられる。

第4章 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法

周囲環境認識を想定した超音波距離測定法として音波伝搬時間 (Time-of-flight : TOF) に音速を乗算する方法が用いられる。さらに、TOFの測定精度向上のため、パルス圧縮法が用いられる。ここで、パルス圧縮法の効果は信号の周波数帯域に依存するため、受信信号の広帯域化が期待できるSCT信号とパルス圧縮法を併用した超音波距離測定法を提案した。この方法は、SCT信号を送信して各設置条件で受信信号を測定し、パルス圧縮処理を施してTOFを求めて、音波が送波器から送信され目標物を反射して受波器で受信されるまでの距離を算出するものである。チャープ波を送信に用いた場合の距離測定法との比較により、SCT信号を用いた距離測定法の有効性を実験的に検討した。

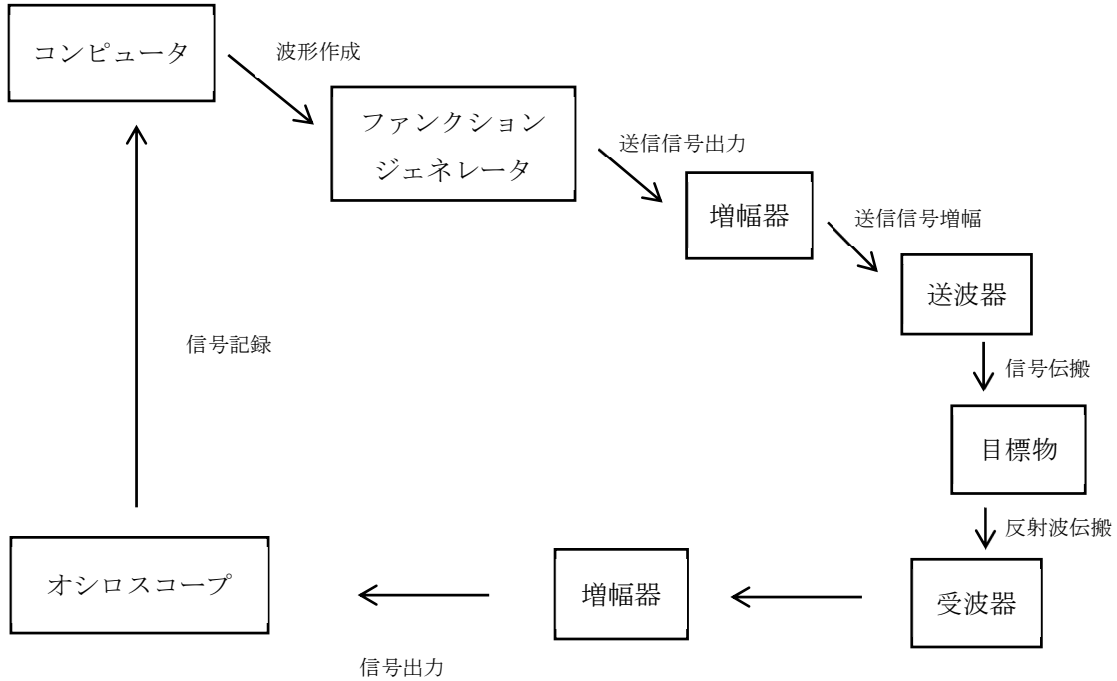
4-1 パルス圧縮法を用いた水中距離測定

SCT信号を用いた超音波計測として水中距離測定の基礎研究をした。水中音響計測を想定したモデル水槽を用い、チャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号および距離測定精度を比較して、SCT信号とパルス圧縮法を併用した距離測定の有効性を実験的に検討した。

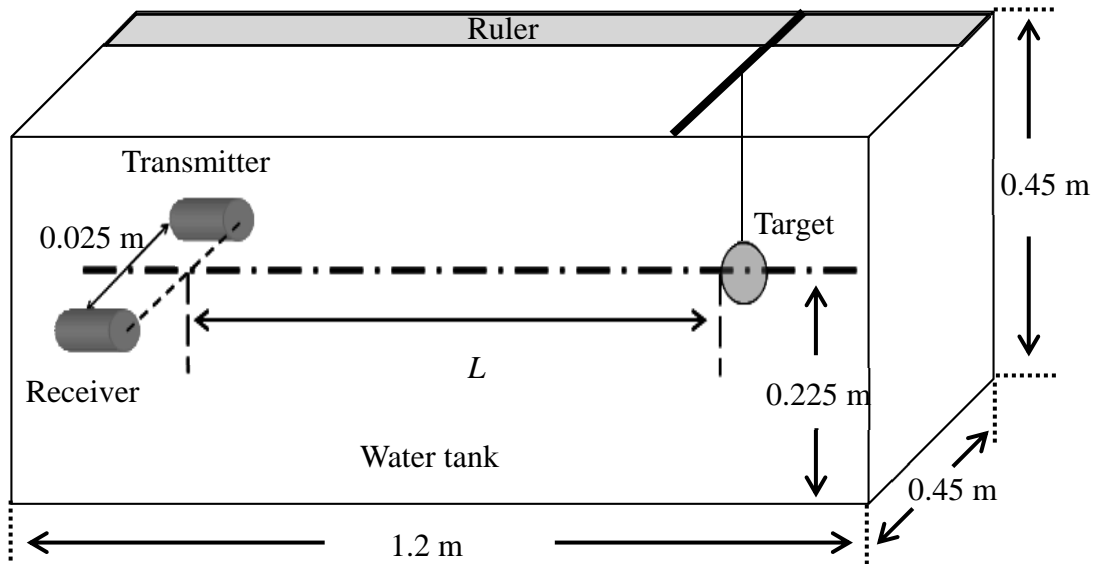
4-1-1 測定方法

水中距離測定は縦0.45 m、横1.2 m、高さ0.45 mのモデル水槽を用い、送・受波器は共振周波数1 MHz、振動子直径12.7 mmの水中探傷用トランスデューサ (IS0113M)、目標物は直径0.03 mのガラス球をそれぞれ用いた。

測定の設置関係を Fig. 4-1 に示す.



(a) 水中距離測定機器概要



(b) 水中距離測定設置関係

Fig. 4-1 水中距離測定条件

Table 4-1 測定機器のパラメータ設定

ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:6.104 ns (チャープ波, ASCFM 信号), 0.02 ns (SCAM 信号) データ長:50 μ s (チャープ波, ASCFM 信号), 163.84 μ s (SCAM 信号)
増幅器 (HSA4051)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 100 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:0.02 μ s データ長:163.84 μ s

コンピュータで波形を作成し、ファンクションジェネレータ（エヌエフ回路設計ブロック:WF1946B）で送信信号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:HSA4014）で増幅して送波器から送信、目標物からの反射波を受波器で受信して増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:5307）で増幅、オシロスコープ（LeCroy:LT364L）に出力された受信信号をコンピュータで記録した。Table 4-1 に測定機器のパラメータ設定を示す。目標物を $L=0.4, 0.5, 0.6, 0.65, 0.7$ m にそれぞれ設置した条件で受信信号を測定し、基準信号となる標準受信信号とのパルス圧縮より距離測定を行い、各設置条件で 20 回測定した距離の誤差偏差を求めた。ここで、目標物の設置は手作業であるため設置による誤差が生じると考えられ、そこで、各設置条件で、目標物の設置を測定回数と同じに繰り返すことで設置による誤差の軽減を図っている。また、パルス圧縮法は受信信号と標準受信信号の相関処理法が用いられた。水中距離測定実験は SCT 信号の有効性を検討する基礎実験であるため、標準受信信号は、水中の音波伝搬特性や目標物の反射特性に配慮して、 $L=0.40$ m に目標物を設置した条件での受信信号の 50 回加算平均信号として、音波伝搬特性に配慮した SCT 信号を作成した。また、音速は 1500 m/s とした。

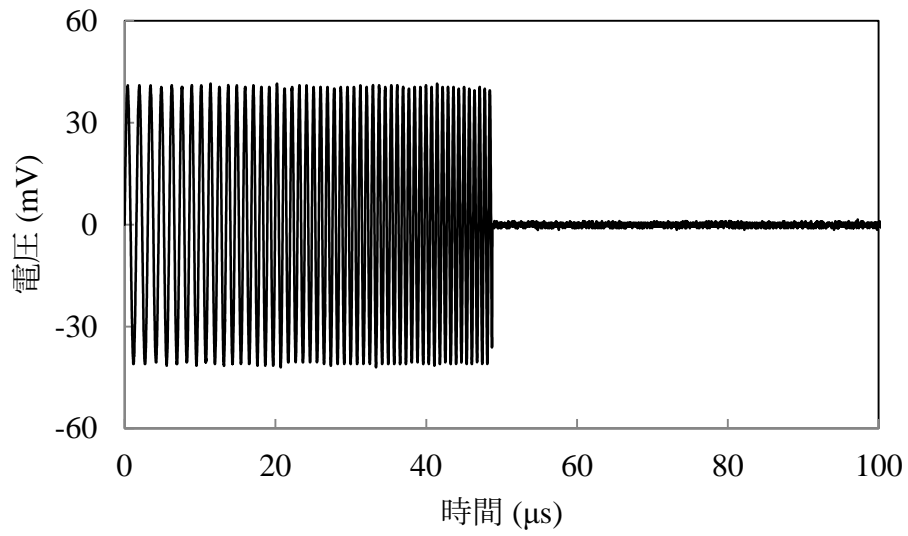
距離測定は、パルス圧縮処理によって得られたパルス圧縮信号のパルスのピーク値より受信信号と標準受信信号の位相差を求め、標準受信信号測定の設置条件での理論的距離との相対距離を算出して行われた。

送信信号にチャープ波と SCAM 信号および ASCFM 信号を用いた場合の距離測定の測定精度より、SCT 信号の有効性を実験的に検討した。

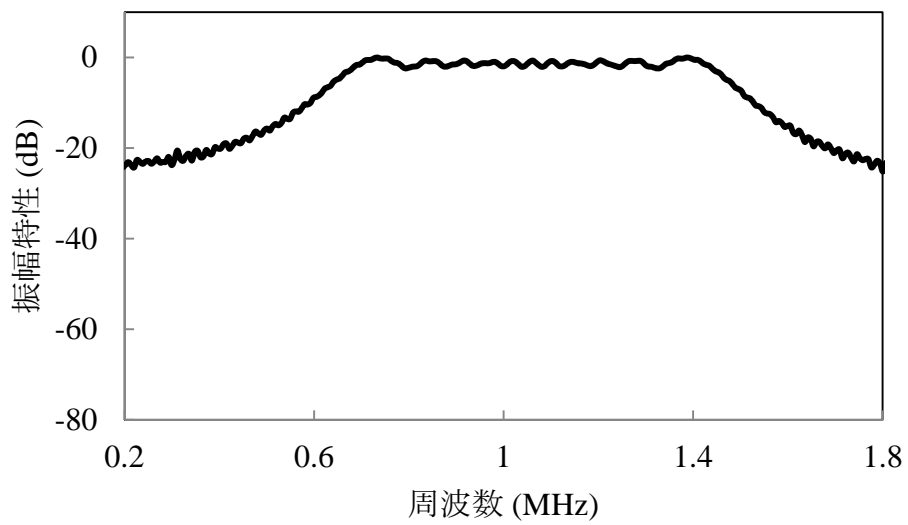
4-1-2 送信信号および標準受信信号

測定に用いられたチャープ波は、送・受波器の感度積より、0.6 から 1.5 MHz で線形変調された 50 μ s のパルス信号が用いられた。

このチャープ波を Fig. 4-2 に示す.



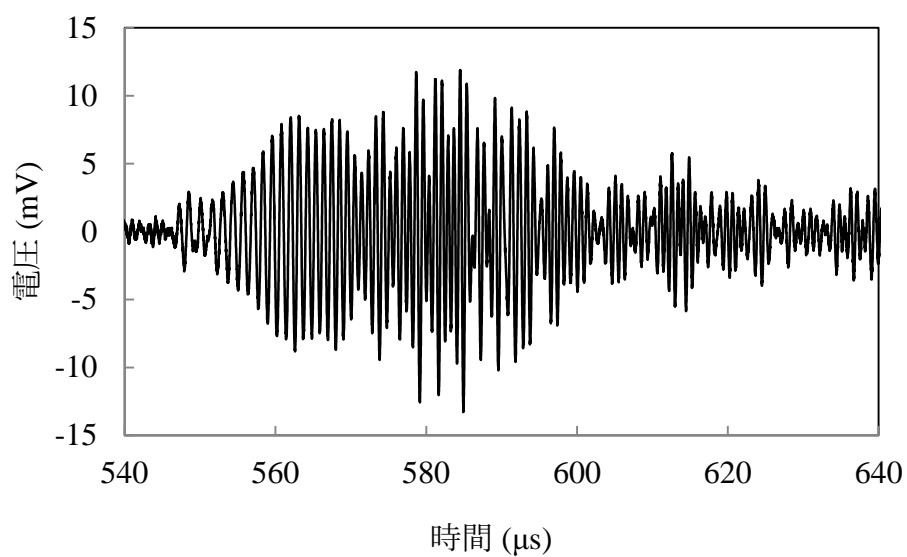
(a) Waveform



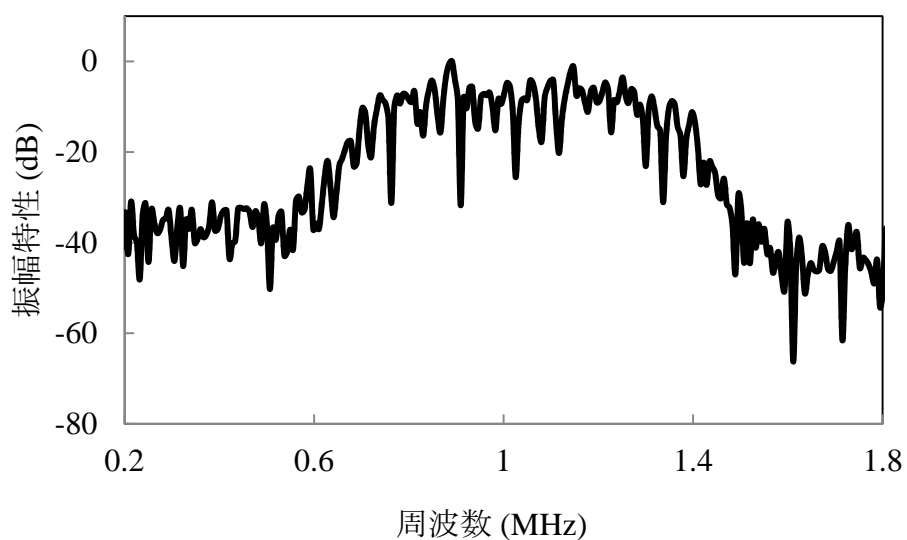
(b) Spectrum

Fig. 4-2 チャープ波

チャープ波を用いた場合の標準受信信号を Fig. 4-3 に示す.



(a) Waveform

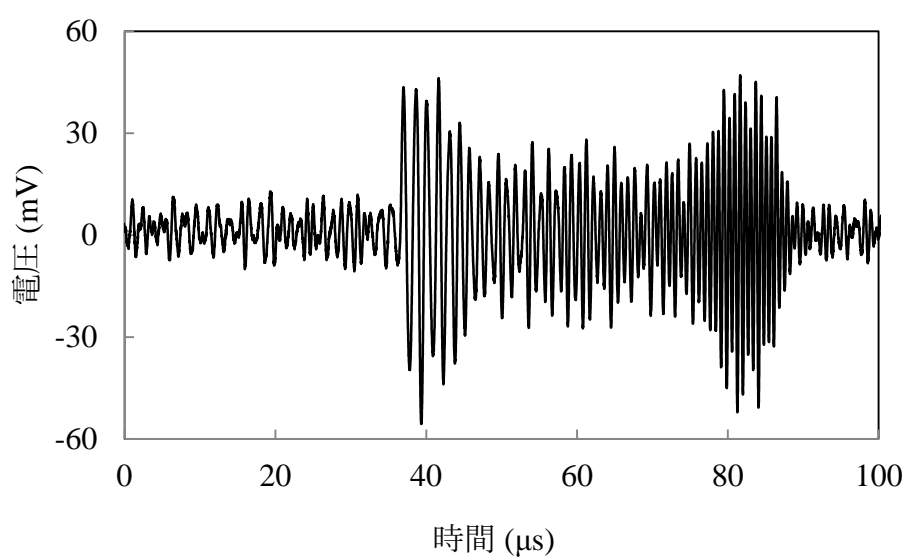


(b) Spectrum

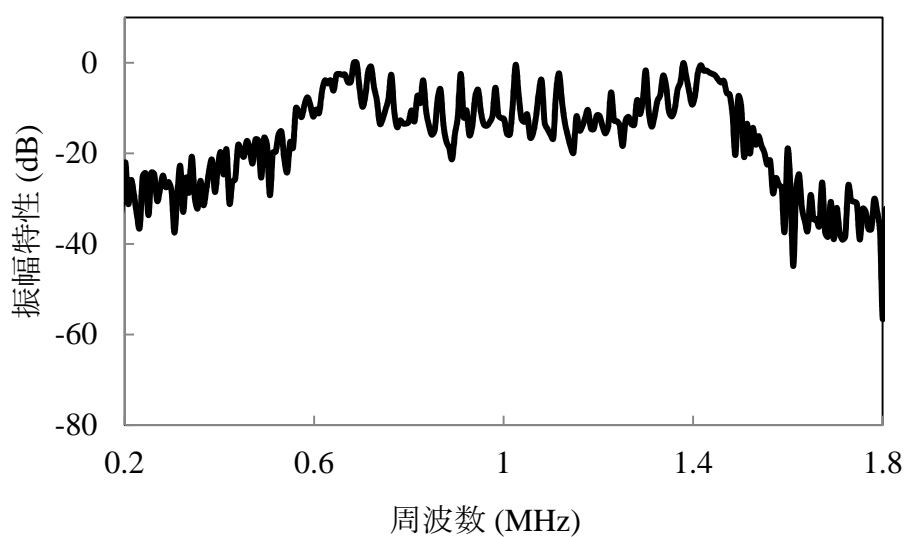
Fig. 4-3 チャープ波を用いた場合の標準受信信号

チャープ波の周波数特性は、0.7 から 1.4 MHz の範囲で、ほぼ平坦であるのに対して、その標準受信信号は周波数帯域化が制限されていることが見受けられる。これは、送・受波器の感度特性や音波伝搬特性の影響を受けたためと考えられる。

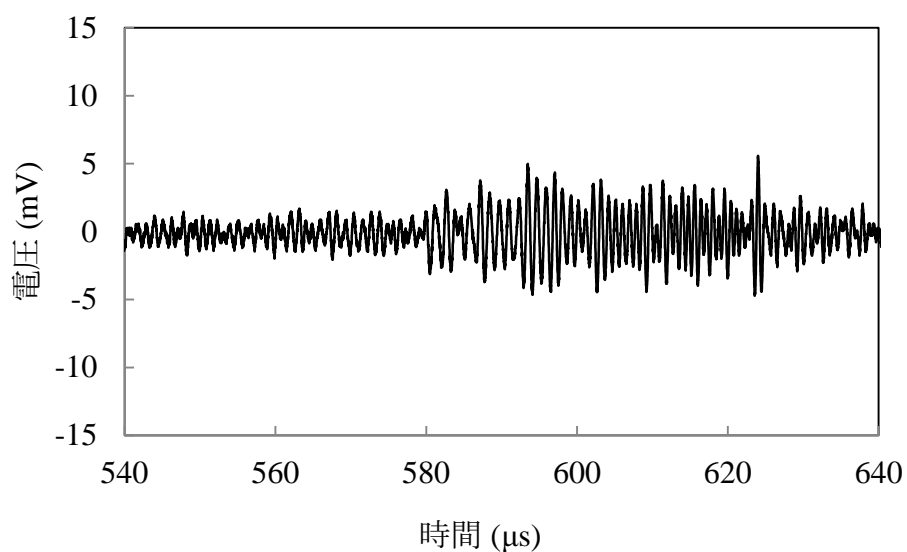
チャープ波とチャープ波を用いた場合の標準受信信号より作成された SCAM 信号を Fig. 4-4 に示す. SCAM 信号の周波数特性はチャープ波による標準受信信号の周波数特性の逆フィルタ特性となり, また, 周波数振幅特性は時間域波形の信号振幅に反映されている. ここで, 発散抑制係数 α に 0.05 を用い, -26 dB 程度までを逆フィルタ処理の対象範囲として, 感度の悪い周波数帯域の発散を抑制した.



(a) Waveform



SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 4-5 に示す.



(a) Waveform

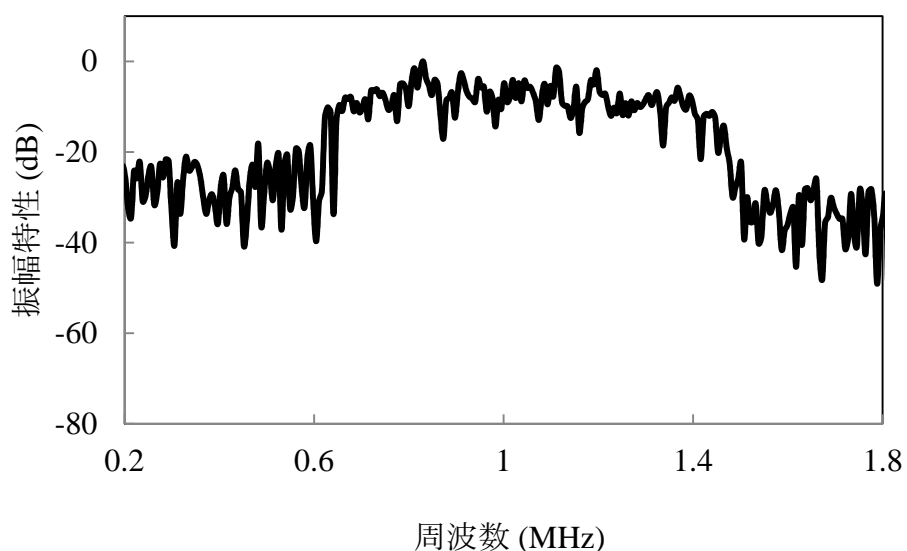


Fig. 4-5 SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号

SCAM 信号は、周波数領域においてチャープ波とチャープ波を用いた場合の標準受信信号の振幅特性の逆数を乗算するため、周波数特性が補正され、SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号の周波数特性は比較的平坦になっていることが見受けられる。一方で、時間領域の信号波形に比較的 SN 比の低下が見受けられ、したがって、より SN 比が低下する設置条件における測定精度の低下が考えられる。

SCAM 信号の周波数振幅特性より求められた $\omega(t)$ を Fig. 4-6 に示す. 破線で示すチャープ波による線形周波数変調特性に対して $\omega(t)$ 特性は非線形で, 特に 0.6 および 1.4 MHz 付近では傾きが大きくなった. これは, SCAM 信号の各周波数の振幅特性が $\omega(t)$ 特性の非線形に反映され, 振幅が大きい周波数成分に比較的長い時間が割り当てられていることを示している.

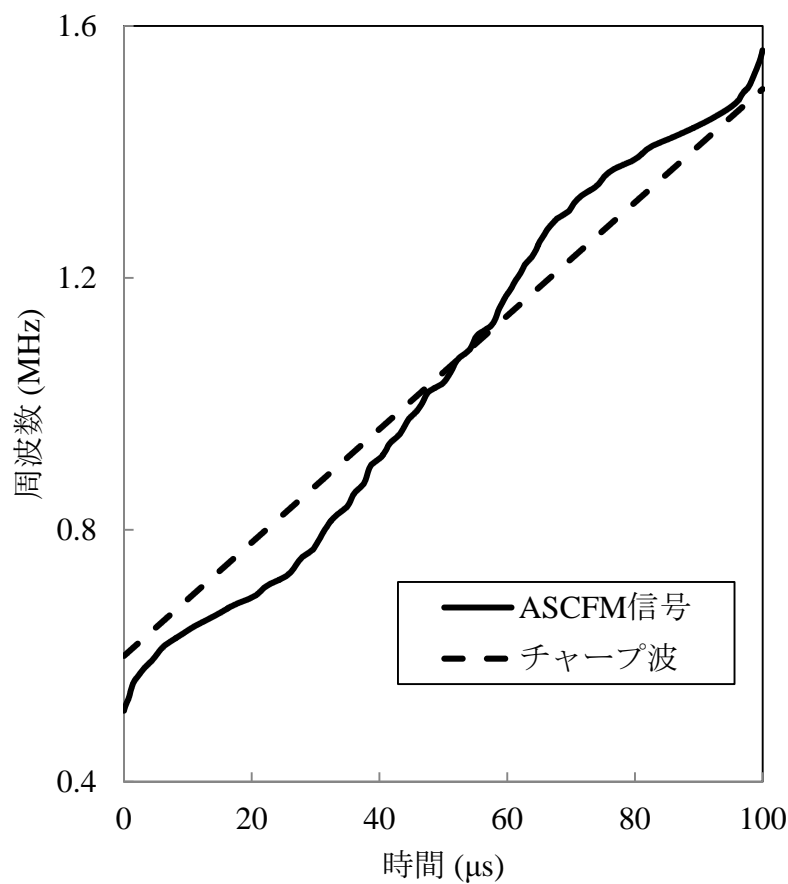
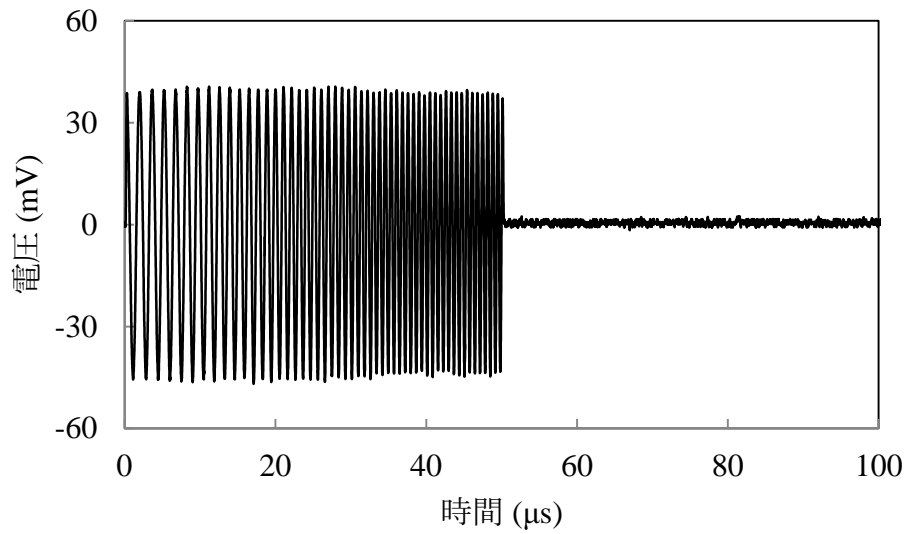
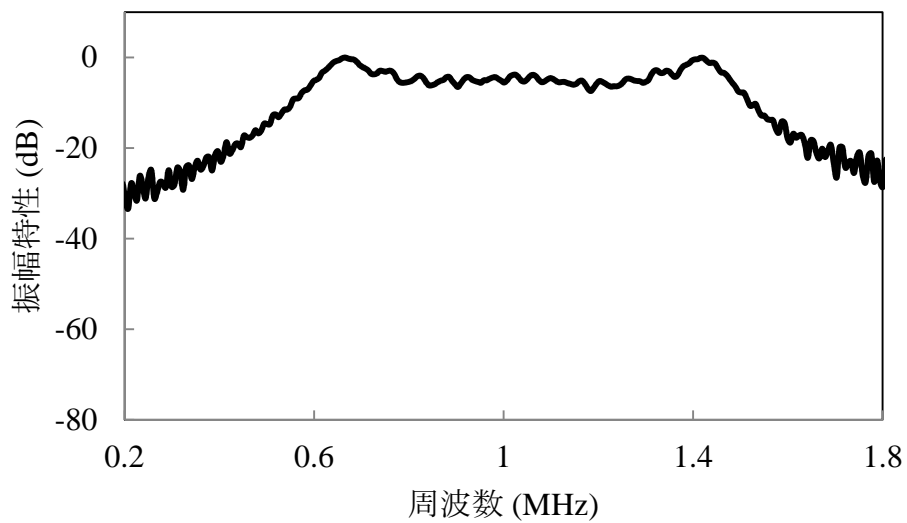


Fig. 4-6 $\omega(t)$ 特性

この $t(\omega)$ 特性より作成された ASCFM 信号を Fig. 4-7 に示す.



(a) Waveform

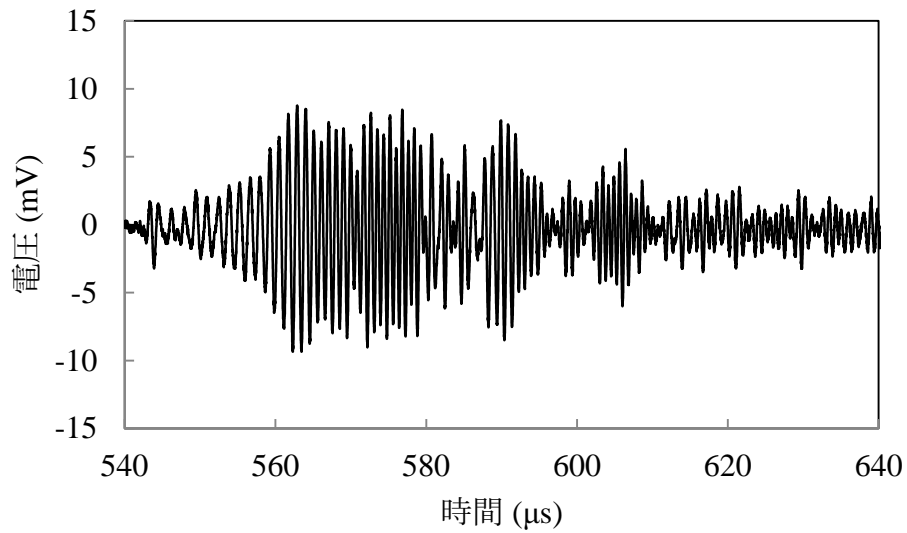


(b) Spectrum

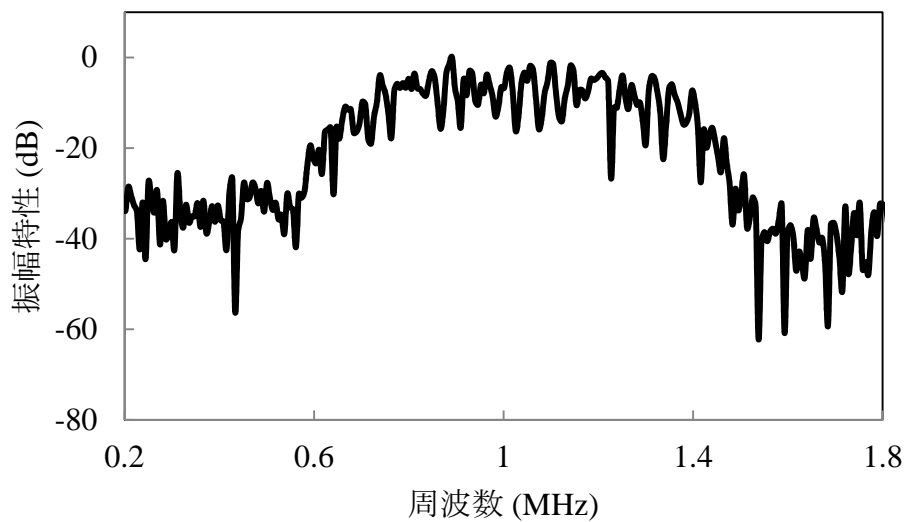
Fig. 4-7 ASCFM 信号

ASCFM 信号は各周波数で周波数変調の持続時間の比率が変化するため, 周波数振幅特性が ASCM 信号と類似している. しかし, その周波数特性は十分に補正されていない. これは, 時間有限で作成された ASCFM 信号は, 方形波との畳み込みと同様に周波数分解能が低下することで, 各周波数の振幅成分の比率が損

なわれているものと考えられる。ASCFM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 4-8 に示す。SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号と比較して SNR の向上が見受けられる。



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 4-8 ASCFM 信号を用いた場合の標準受信信号

4-1-3 距離測定結果および検討

水中距離測定の設置条件において、 $L = 0.4 \text{ m}$ に目標物を設置し、チャープ波および SCAM, ASCFM 信号を用いて測定したそれぞれの受信信号のパルス圧縮信号例を Fig. 4-9, 10, 11 に示す。

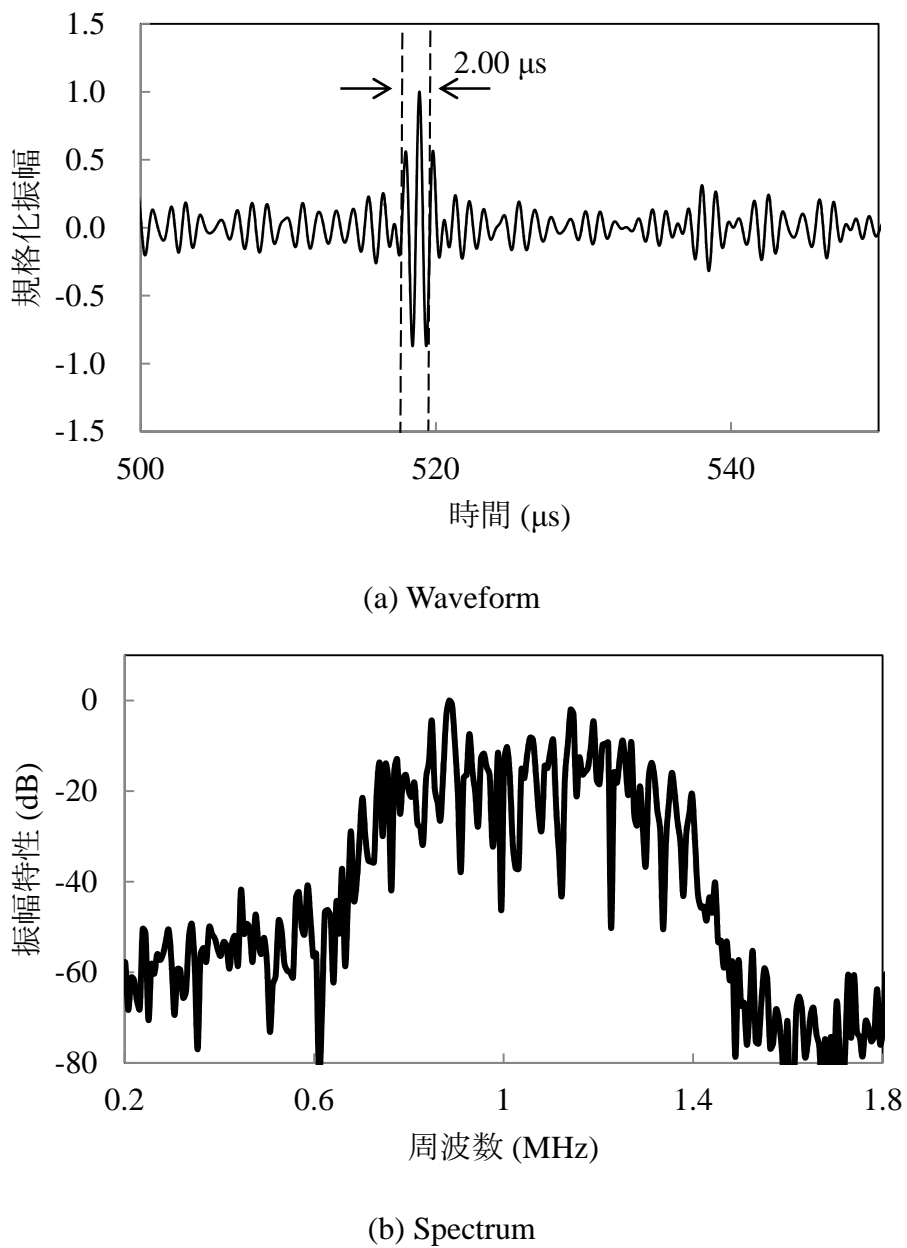
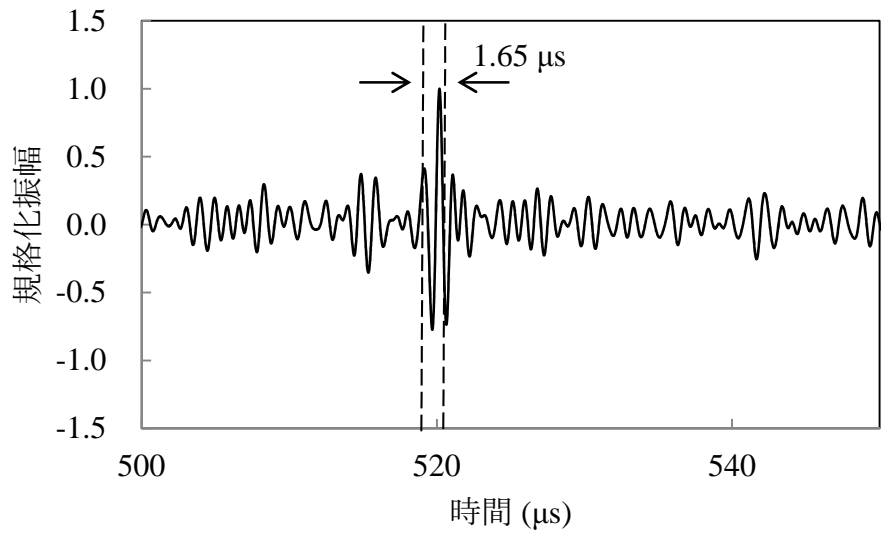
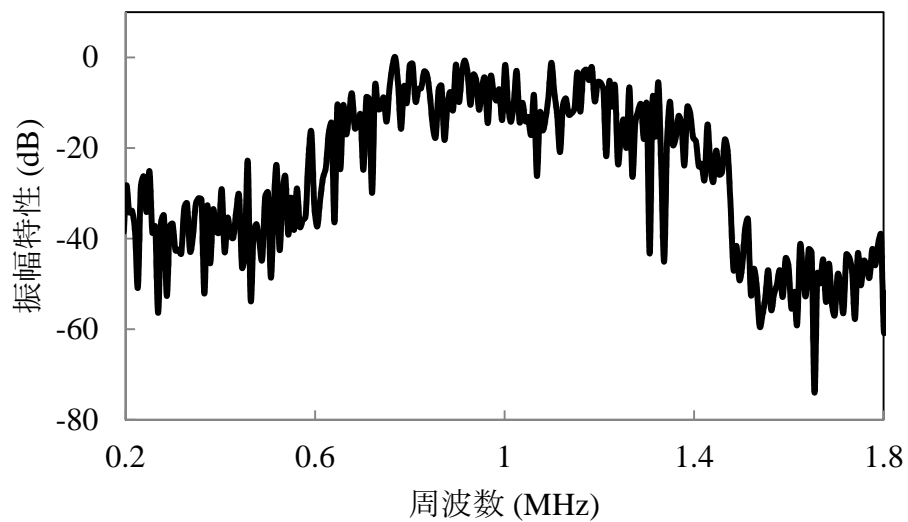


Fig. 4-9 チャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L = 0.4 \text{ m}$)



(a) Waveform

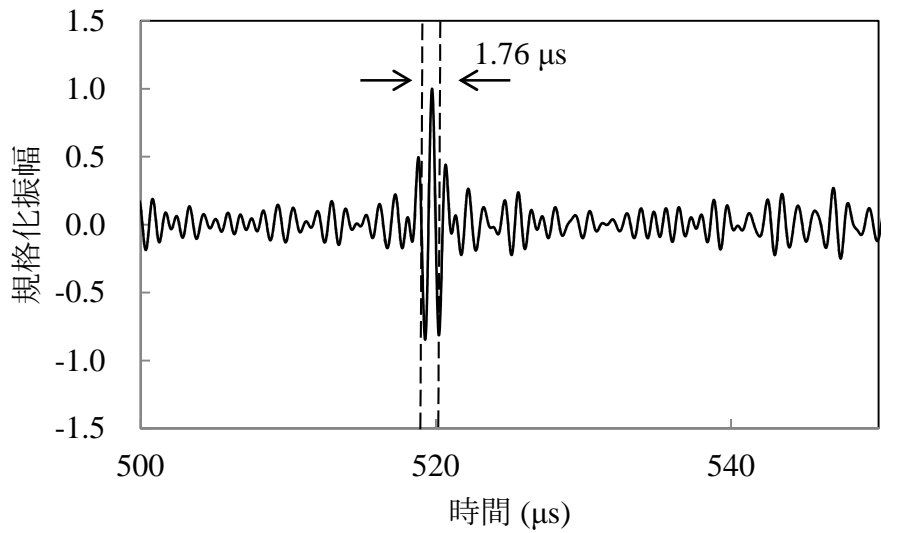


(b) Spectrum

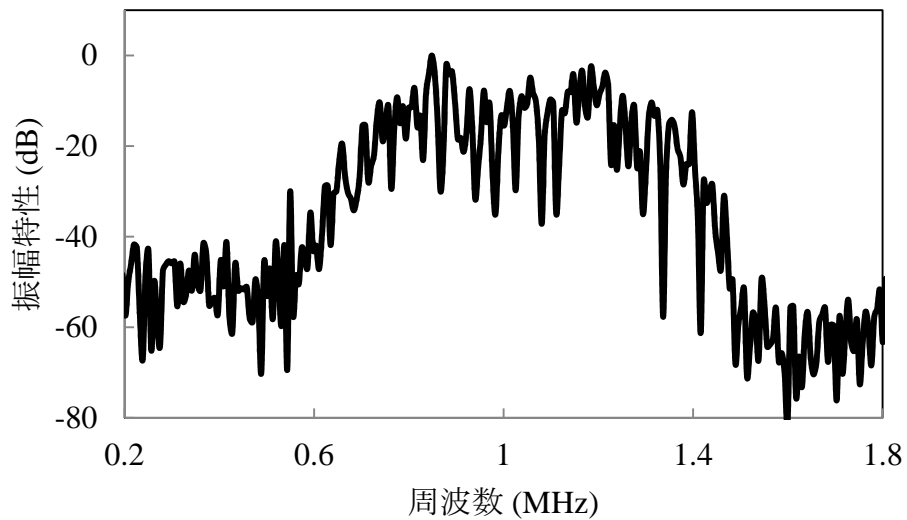
Fig. 4-10 SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L = 0.4 \text{ m}$)

Fig. 4-9 に示す $L = 0.4 \text{ m}$ でのチャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例の絶対値包絡線上の -6 dB パルス幅は $2.00 \mu\text{s}$ であるのに対し、Fig. 4-10 に示す SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例ではそのパルス幅が $1.65 \mu\text{s}$ でパルス幅が短縮された。これは、SCAM 信号の周波数特性の補正によって受信信号の周波数特性が平坦化され、パルス圧縮に有効な帯域が広がったためと考えら

れる. また, Fig. 4-11 に示す ASCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例の -6 dB パルス幅は $1.76 \mu\text{s}$ となった.



(a) Waveform



(b) Spectrum

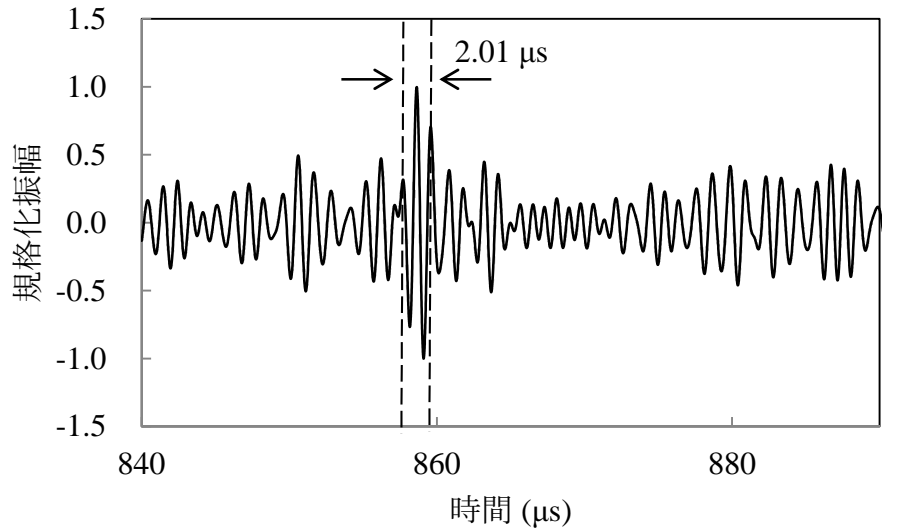
Fig. 4-11 ASCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L = 0.4 \text{ m}$)

チャープ波を用いた場合のパルス幅と比較して短縮されたが, SCAM 信号を用いた場合のパルス幅より若干広がっている. これは, ASCFM 信号は周波数特性の補正が十分でないためで, その一因として, 時間有限で作成された ASCFM

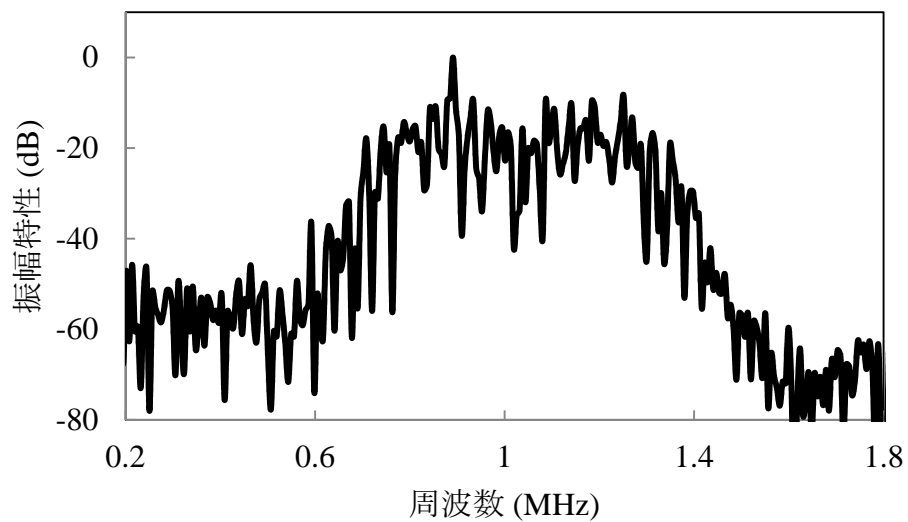
信号は、方形波との畳み込みと同様に周波数分解能が低下することで、各周波数の振幅成分の比率が損なわれることが考えられる。

比較的に受信 SN 比が低下し、かつ、標準受信信号の測定条件とより大きく変化した測定条件でのパルス圧縮信号例として、 $L=0.65$ m に目標物を設置し、それぞれの送信信号を用いて測定した受信信号の各パルス圧縮信号例を Fig. 4-12, 13, 14 に示す。

Fig. 4-12 に示す $L=0.65$ m でのチャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例の -
6 dB パルス幅は $2.01 \mu\text{s}$ となった.



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 4-12 チャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L=0.65$ m)

Fig. 4-13 に示す SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例は、他の送信信号を用いた場合のパルス圧縮信号と比較して、周波数特性に 20 dB 程度の SN 比の低下が見受けられ、所望の位置での圧縮パルスが最大値として表れていない。

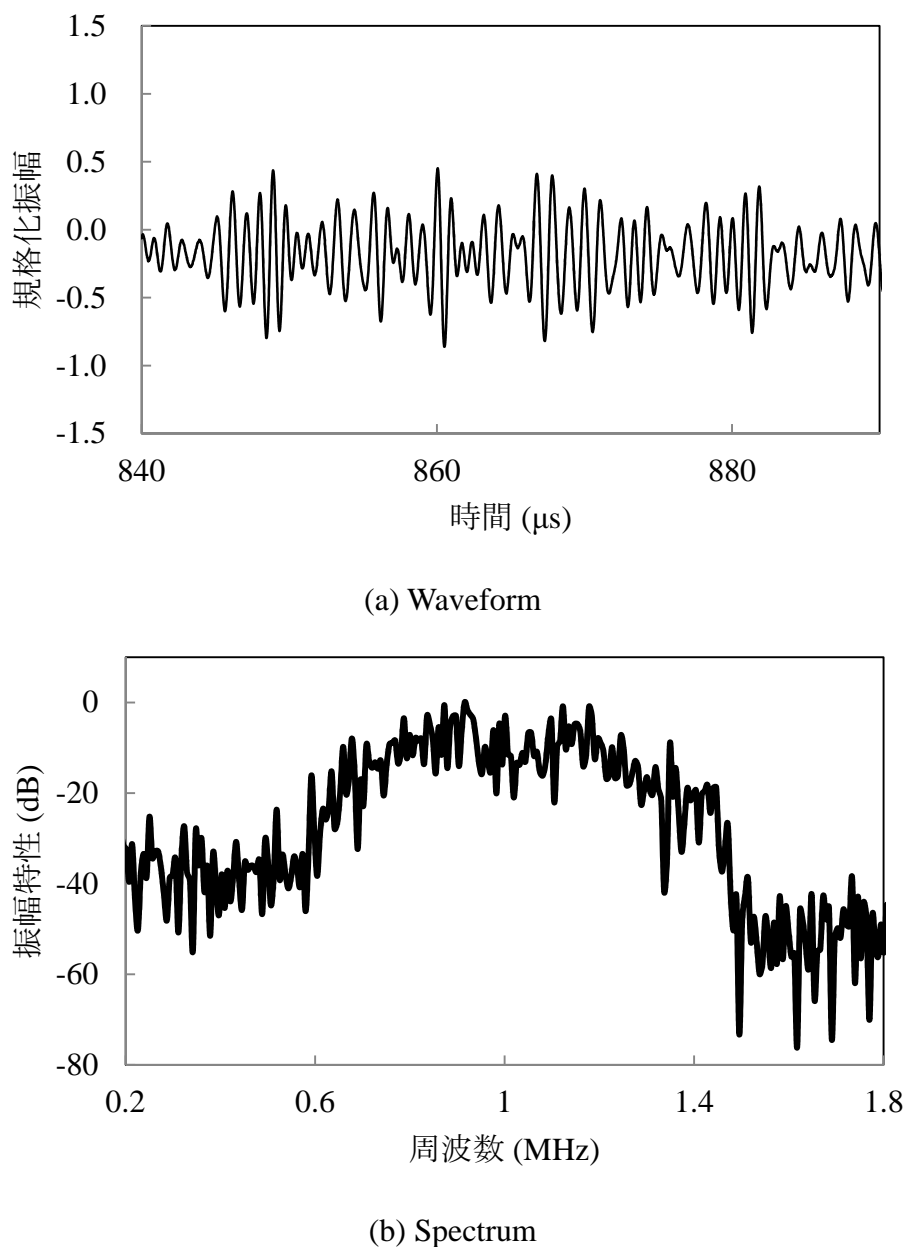
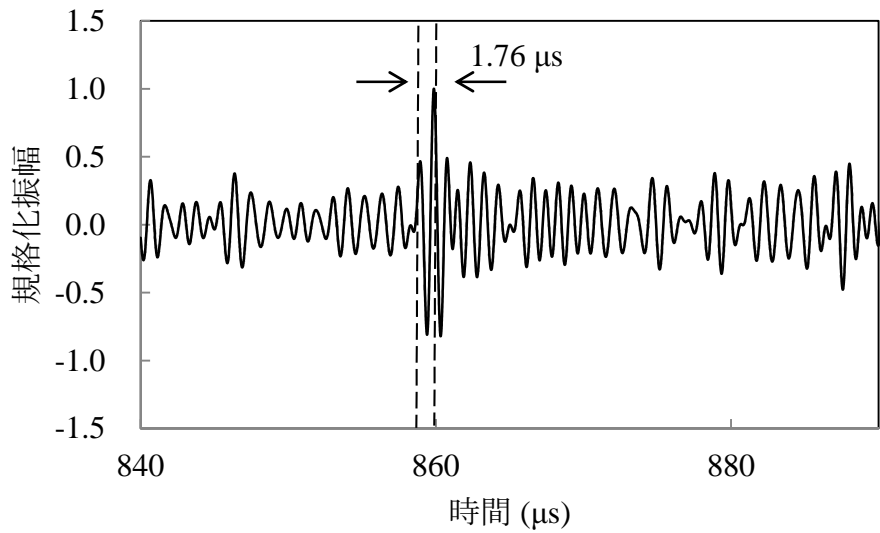
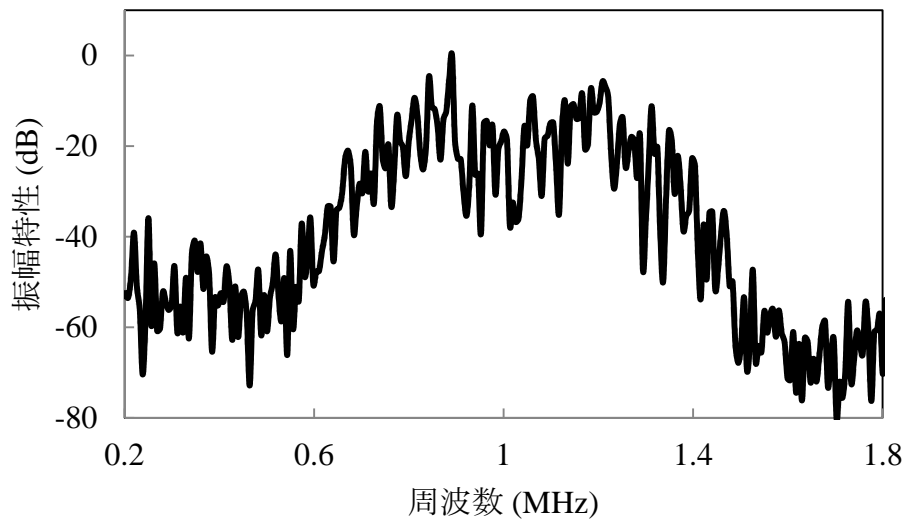


Fig. 4-13 SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L = 0.65$ m)

Fig. 4-14 に示す ASCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例の -6 dB パルス幅は $1.76 \mu\text{s}$ で、パルス幅は $L = 0.4 \text{ m}$ に目標物を設置した場合のパルス圧縮信号例と同じ程度になった。



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 4-14 ASCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($L = 0.65 \text{ m}$)

パルス圧縮信号より，本論文の水中距離測定条件下では，設置関係の変化による高周波成分の減衰はパルス圧縮および SCT 信号の周波数特性の補正に大きな影響を与えないものと考えられる。

Fig. 4-15 に $L = 0.4, 0.7$ m に目標物を設置した場合の測定距離の分散を示す。 $L=0.4$ m の場合は，いずれの送信信号を用いた場合であっても測定距離のばらつきに大きな違いは示されなかった。これは，受信 SN 比の高い設置条件であり，距離測定に十分な SN 比が得られていたためと考えられる。一方で，受信 SN 比が低下する設置条件である $L=0.7$ m の場合は，SCAM 信号を用いたことで測定距離のばらつきが大きくなり図中に収めることができなくなり，また，ASCFM 信号を用いた場合は，チャープ波を用いた場合と比較してばらつきが若干小さくなった。これは，受信 SN 比が保たれ，かつ，広帯域信号を用いることで測定距離の分散が小さくなったものと考えられる。

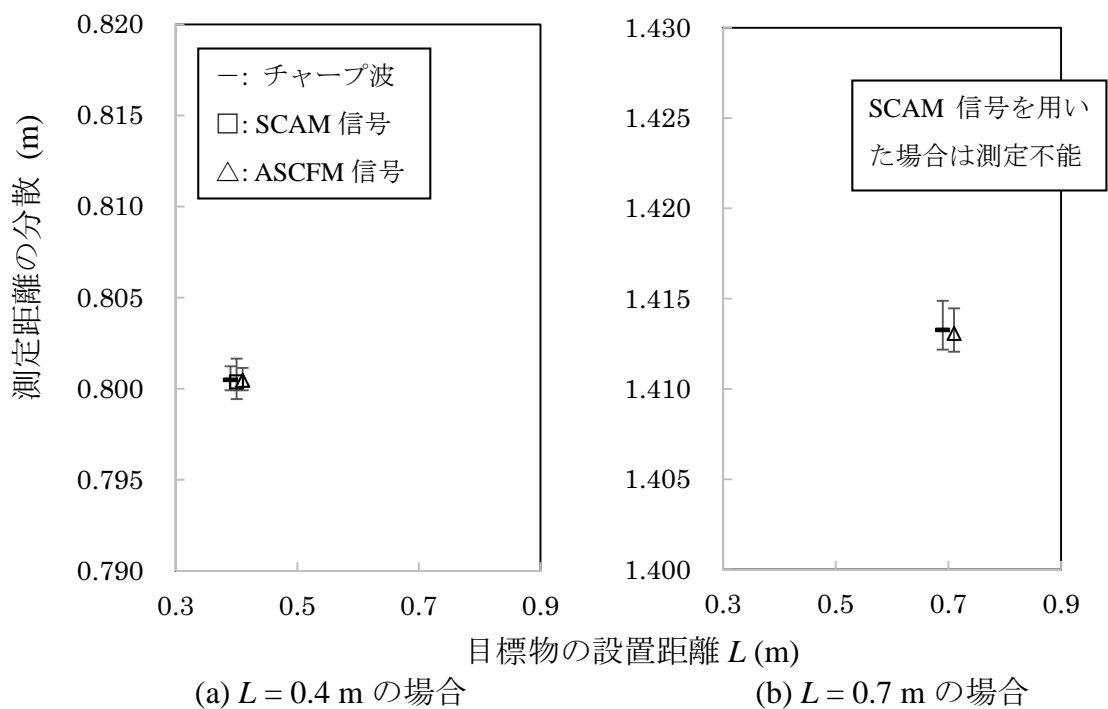


Fig. 4-15 測定距離の分散

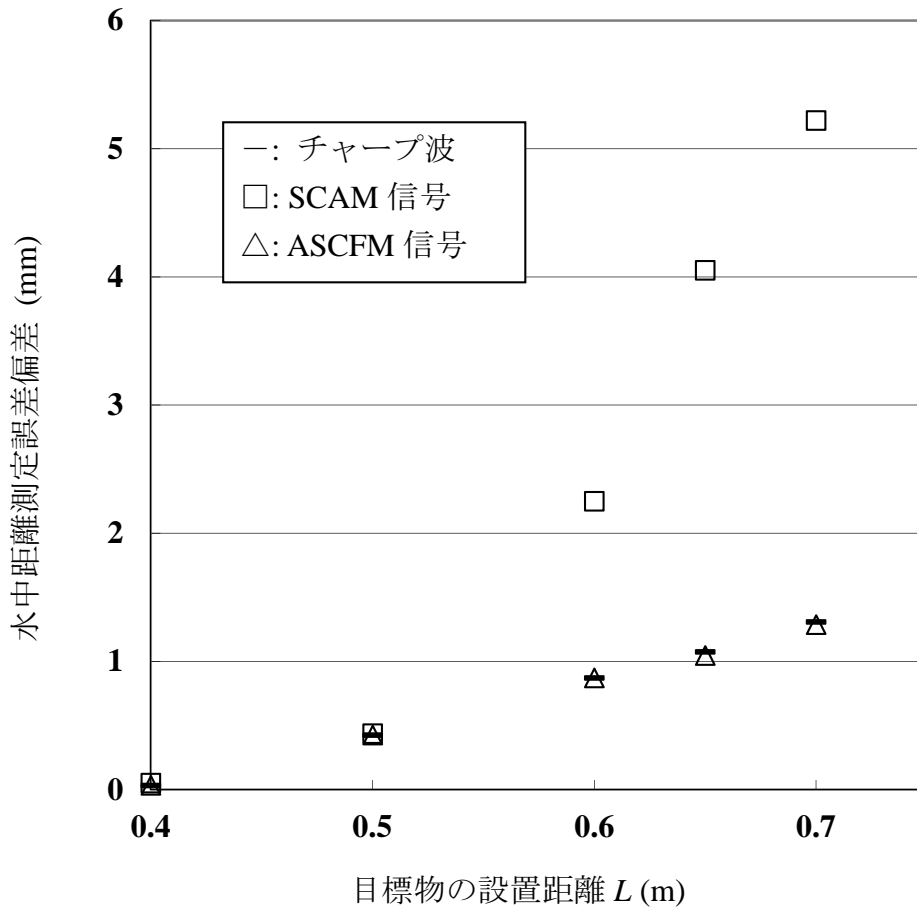


Fig. 4-16 水中距離測定誤差偏差

Fig. 4-16 に各距離 L に目標物を設置した場合の水中距離測定誤差偏差を示す。距離測定誤差偏差 ERR_l は、 N を測定回数、 l_m を測定距離、 l を目標物の設置より算出される超音波の伝搬距離として、Eq. 4-1 より求められた。

$$ERR_l = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{m=1}^N (l_m - l)^2} \quad (4-1)$$

$L = 0.4, 0.5$ m では、各送信信号を用いた場合の距離測定誤差偏差に大きな違いは現れなかった。これは、いずれの送信信号を用いた場合であっても、SN 比が十分に高く、水中距離測定できたためと考えられる。ここで、SN 比が十分に高い設置条件である比較的近距离の距離測定において、周波数特性の補正が十分

でない ASCFM 信号を用いた場合であってもその距離測定は、SCAM 信号を用いた場合と比較して、測定精度に大きく影響しないことがわかる。一方で、 $L = 0.6, 0.65, 0.7$ m では、ASCFM 信号を用いた場合の距離測定誤差偏差が比較的になくなり、特に、 $L = 0.65$ m ではそれぞれの距離誤差偏差が、チャープ波を用いた場合は 10.75 mm で、AM 感度補正信号を用いた場合は 40.52 mm であるのに対し、ASCFM 信号を用いた場合は 10.46 mm となった。これは、ASCFM 信号を送信信号として用いることで、比較的 SN 比が低下する測定条件において、その周波数補正が保たれたことでチャープ波と比較してパルス圧縮に有効な帯域幅の広帯域化を維持し、かつ、AM 感度補正信号と比較して SN 比の高い信号が受信されてパルス圧縮に十分な受信レベルが保たれたためと考えられる。

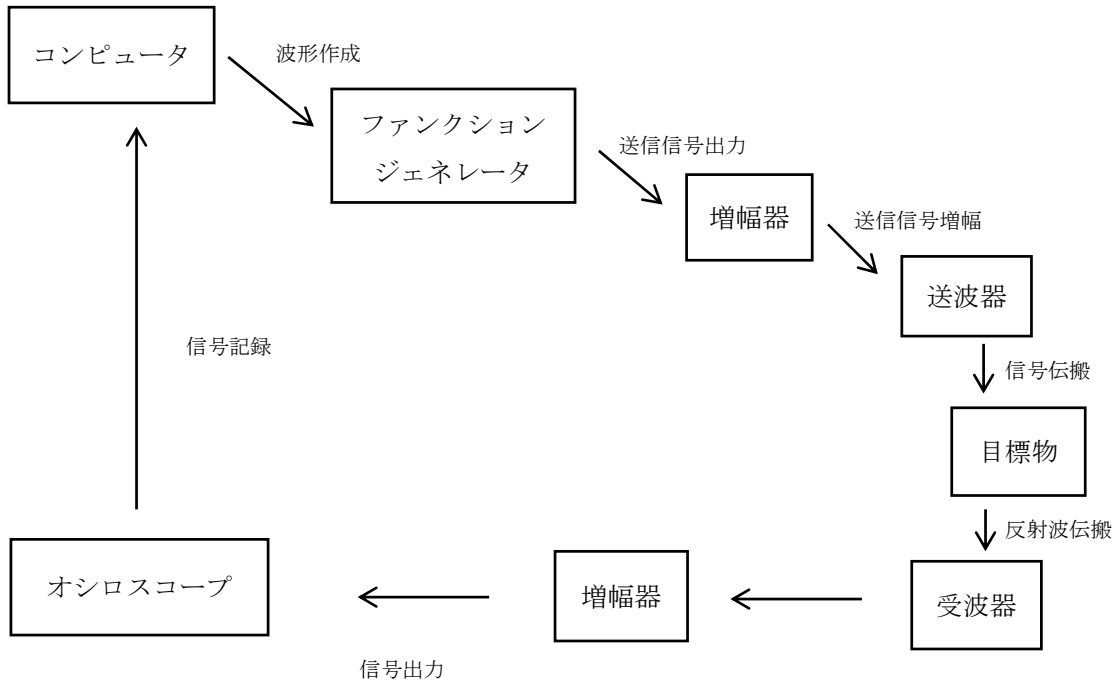
4-2 線形予測処理による帯域拡大法を用いた空中距離測定

空中での週環境認識を想定した SCT 信号とパルス圧縮法を併用した空中距離測定法において、SCT 信号による受信信号の周波数特性の平坦化に着目した線形予測処理による信号帯域の拡大法を提案し、その効果を実験的に検討した。

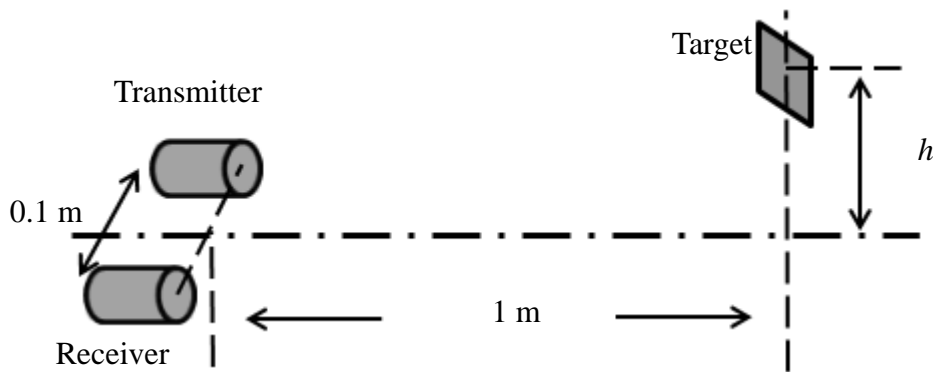
4-2-1 測定方法

空中音響計測では、SCT 信号の作成および標準受信信号の測定と距離測定では測定設置の条件が異なる。これは、音波伝搬特性および測定の汎用性に配慮したもので、送・受波器を対置に設置して、送・受波器の感度特性に配慮した各感度補正型信号を作成し、標準受信信号を測定する。また、距離測定では、送・受波器を並行に設置し、SCT 信号を用いて受信信号を測定して標準受信信号との相関より距離測定を行う。

空中距離測定設置条件を Fig. 4-17 に示す.



(a) 空中距離測定機器概要



Height of target : $h = 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$ m

(b) 空中距離測定設置条件

Fig. 4-17 空中距離測定条件

Table 4-2 測定機器のパラメータ設定

ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:0.610 μ s (チャープ波, ESCFM 信号), 1 μ s (SCAM 信号) データ長:5 ms (チャープ波, ESCFM 信号), 8.192 ms (SCAM 信号)
増幅器 (HSA4051)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 50 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:1 μ s データ長:8.192 ms

測定は、Fig. 4-17 (a) に示すように、コンピュータで波形を作成し、ファンクションジェネレータ（エヌエフ回路設計ブロック:WF1945A）で送信信号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:HSA4051）で増幅して送波器（村田製作所製:MA40A5S）から送信，目標物からの反射波を受波器（村田製作所製:MA40A5R）で受信して増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:5307）で増幅，オシロスコープ（LeCroy:6050A）に出力された受信信号をコンピュータで記録した。Table 4-2 に測定機器のパラメータ設定を示す。送・受波器を 0.1 m 間隔として，その中心軸上距離 1 m において高さ h に目標物を設置して受信信号を測定する。受信信号と標準受信信号の相関処理よりパルス圧縮信号を求め，パルス圧縮信号に線形予測処理を施して得られる広帯域信号より距離測定を行う。測定する距離は，送波器から送信され目標物を反射して受波器で受信される超音波の伝搬距離で，求められるパルス信号と標準受信信号との位相差より算出される。ここで，目標物は 50 × 50 mm のスチール板を用い，室温 25.0°C，無風の室内で反響のない様に配慮して測定は行われた。

送信信号には，SCAM および ESCFM 信号を用いて，目標物を $h = 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$ m にそれぞれ設置した場合の受信信号を測定する。目標物の各高さにお

いて 20 回測定し、距離測定誤差偏差を求めた。

4-2-2 送信信号および標準受信信号

SCT 信号の作成および標準受信信号の測定は、Fig. 4-18 に示すように送・受波器を対置に設置して測定した。これは、空中での音波伝搬は送・受波器の感度特性の影響を大きく受けると考えられ、また、測定における目標物に対する汎用性に配慮したものである。ここで、測定に用いた送波器(村田製作所製:MA40A5S)と受波器(村田製作所製:MA40A5R)は共振周波数 40 kHz で、送・受波器の設置間隔は 0.2 m である。Fig. 4-19 に送・受波器の感度積を示す。

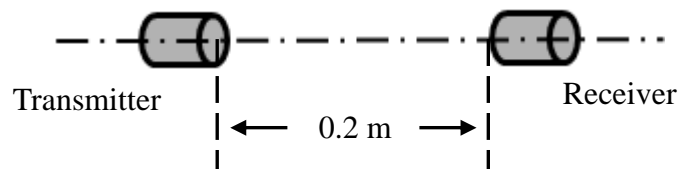


Fig. 4-18 空中計測送・受波器対置設置関係

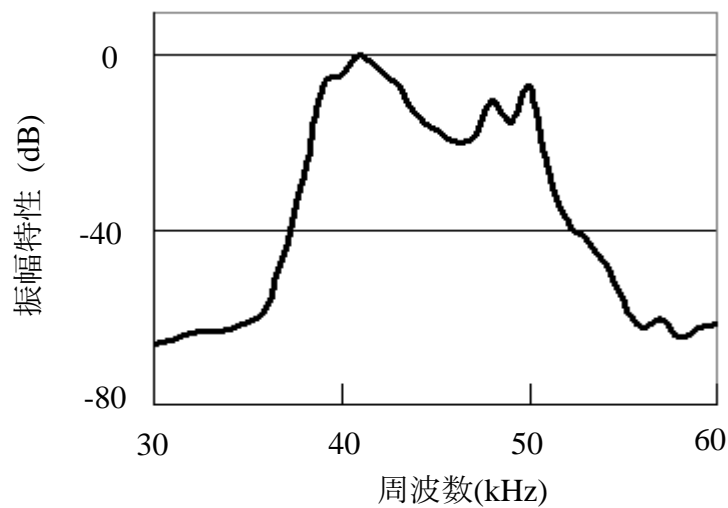
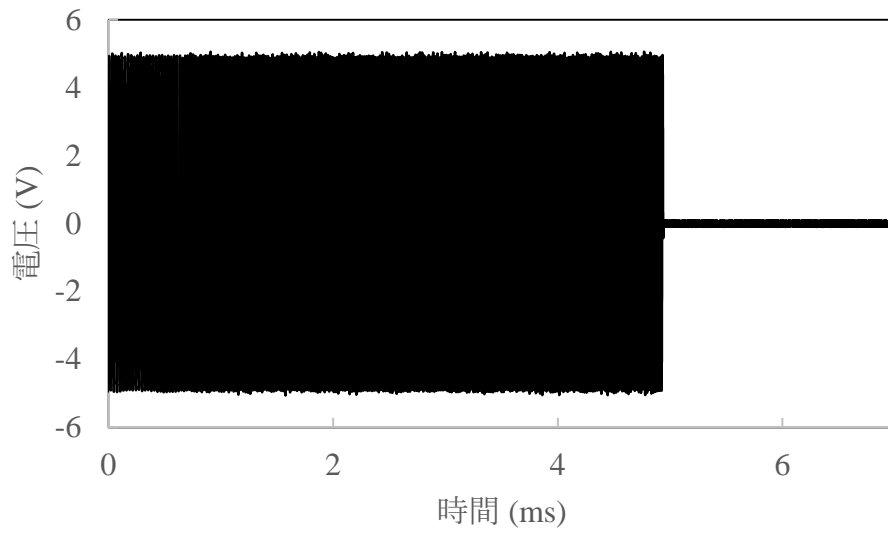


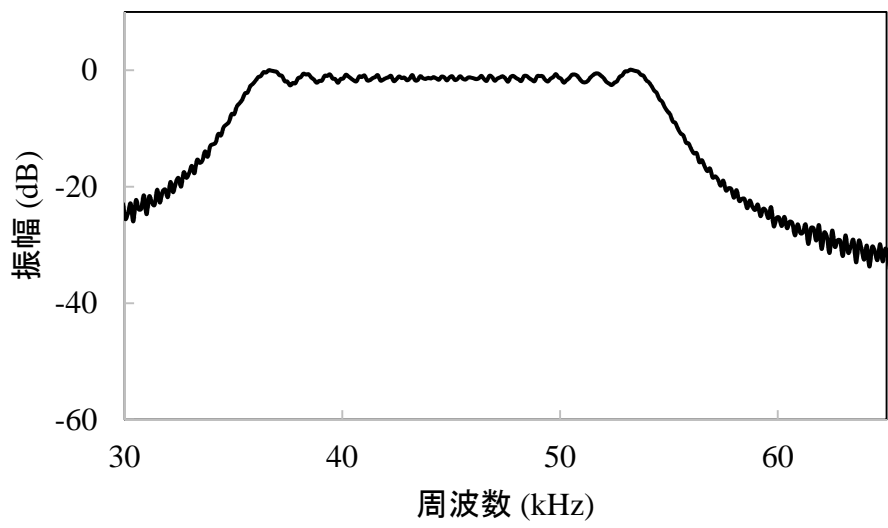
Fig. 4-19 空中計測送・受波器感度積

ここで、送・受波器の感度積は、Fig. 4-18 の対置設置で単一周波数送信によって測定された。

測定に用いるチャープ波は送・受波器の感度特性より、35 から 55 kHz で線形変調された 5 ms の FM 変調パルス信号を用いた。このチャープ波を用いて Fig. 4-18 に示す測定設置で測定した受信信号の 50 回加算平均信号(チャープ波受信信号) を基に SCT 信号を作成した。チャープ波を Fig. 4-20 に示す。



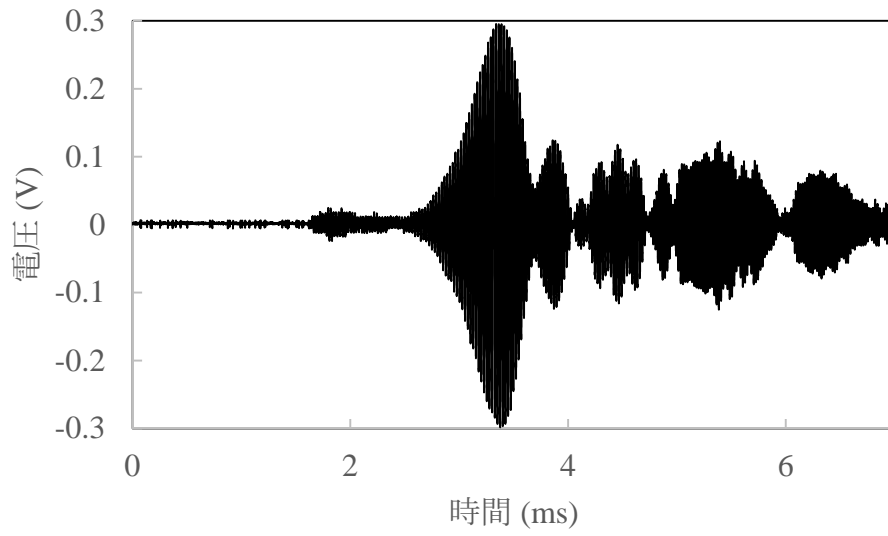
(a) Waveform



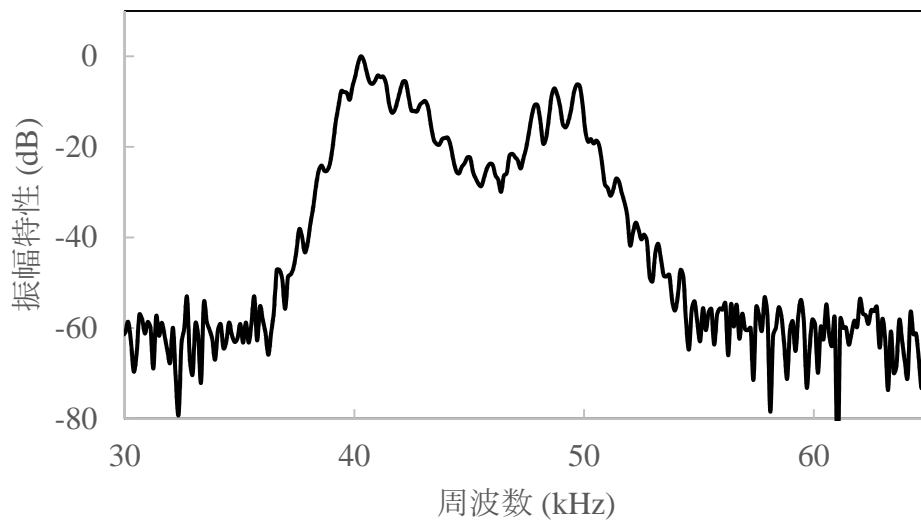
(b) Spectrum

Fig.4-20 チャープ波

チャープ波受信信号を Fig. 4-21 に示す.



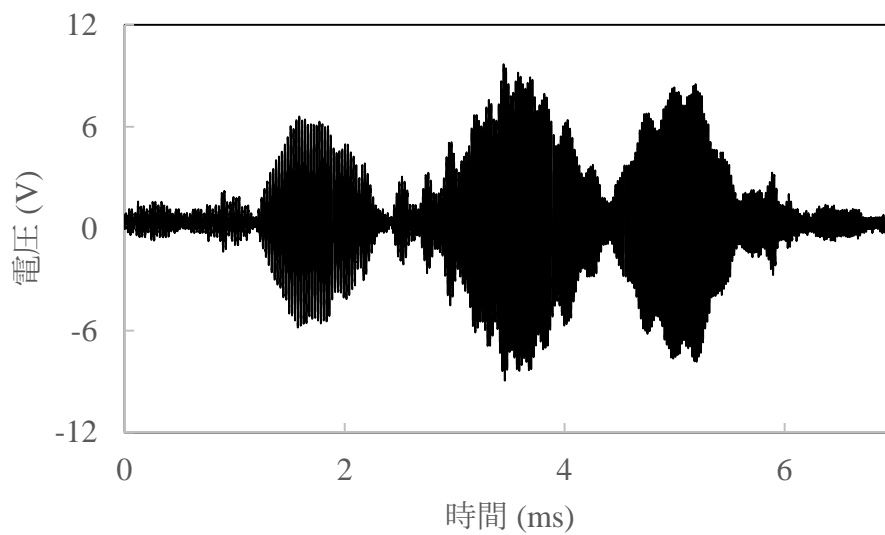
(a) Waveform



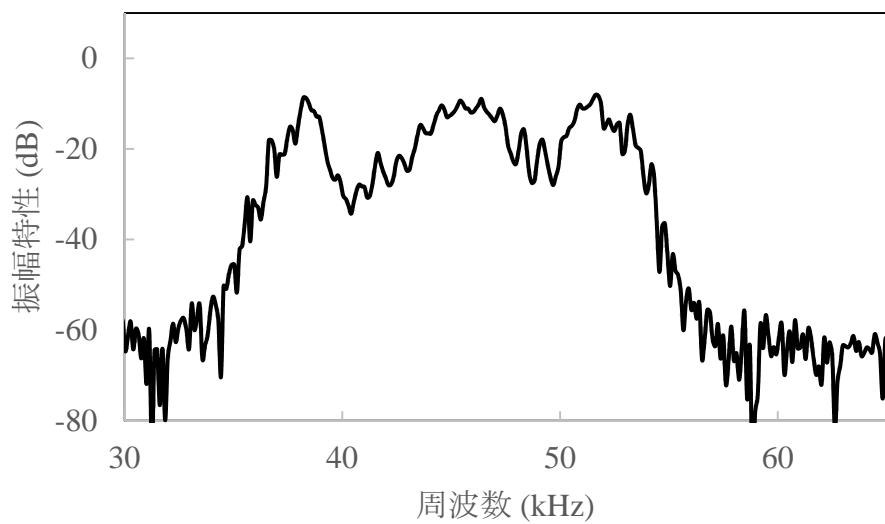
(b) Spectrum

Fig. 4-21 チャープ波受信信号

チャープ波とチャープ波受信信号を用いて SCAM 信号を作成し, $F_{ta}(\omega)$ とのエネルギーの等価性より ESCFM 信号を作成した. SCAM 信号を Fig. 4-22 に示す.

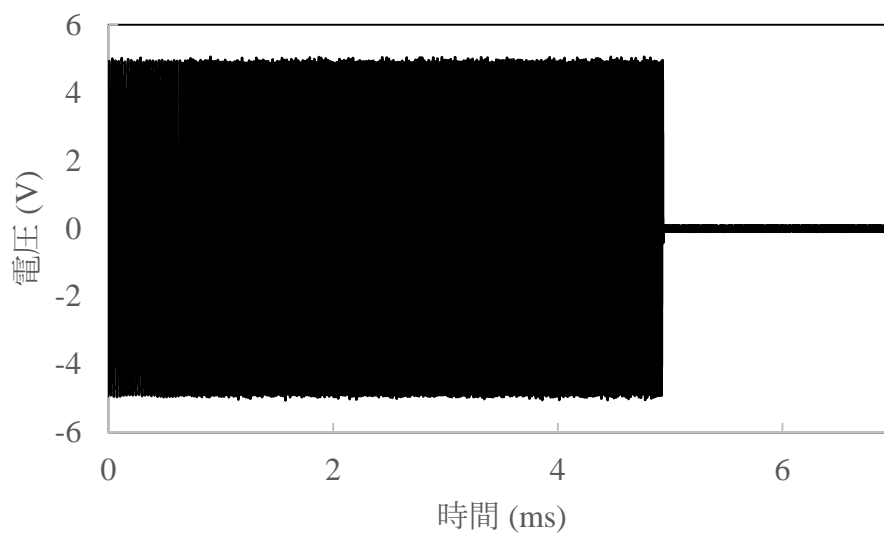


(a) Waveform

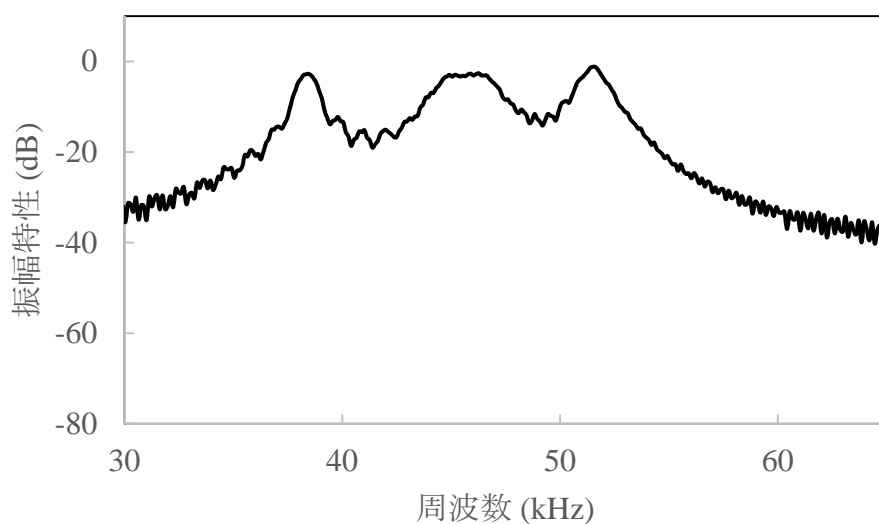


(b) Spectrum

Fig. 4-22 SCAM 信号



(a) Waveform

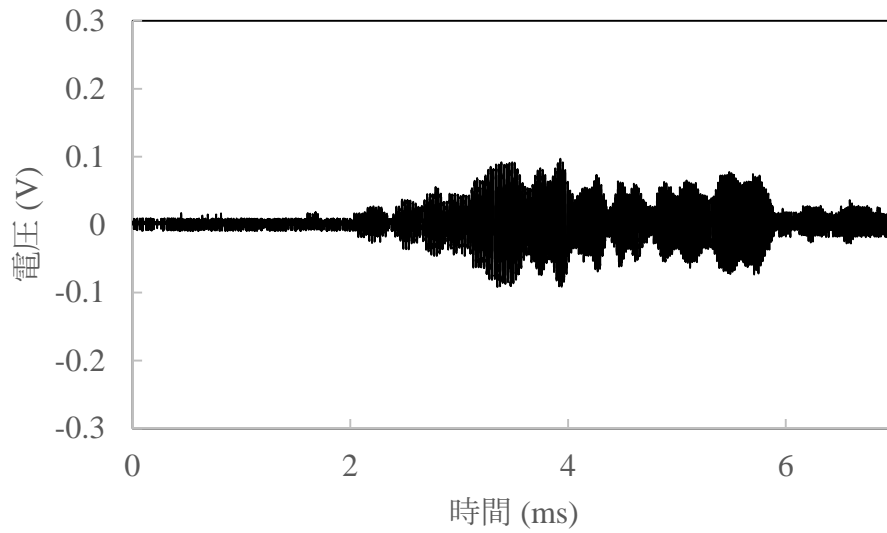


(b) Spectrum

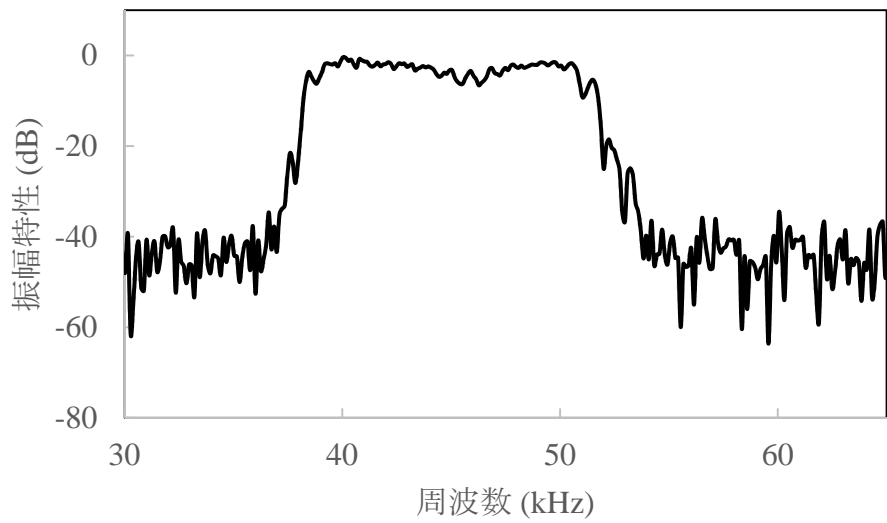
Fig. 4-23 ESCFM 信号

ESC FM 信号を Fig. 4-23 に示す. それぞれの周波数振幅特性はチャープ波受信信号の逆フィルタ特性が反映されている. また, SCAM 信号はその周波数振幅特性が時間領域の信号振幅に反映され, 一方で ESCFM 信号は, その周波数振幅特性が周波数変調時間に非線形的に反映されているため, 時間領域の信号振幅は整合されている.

SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 4-24 に示す.

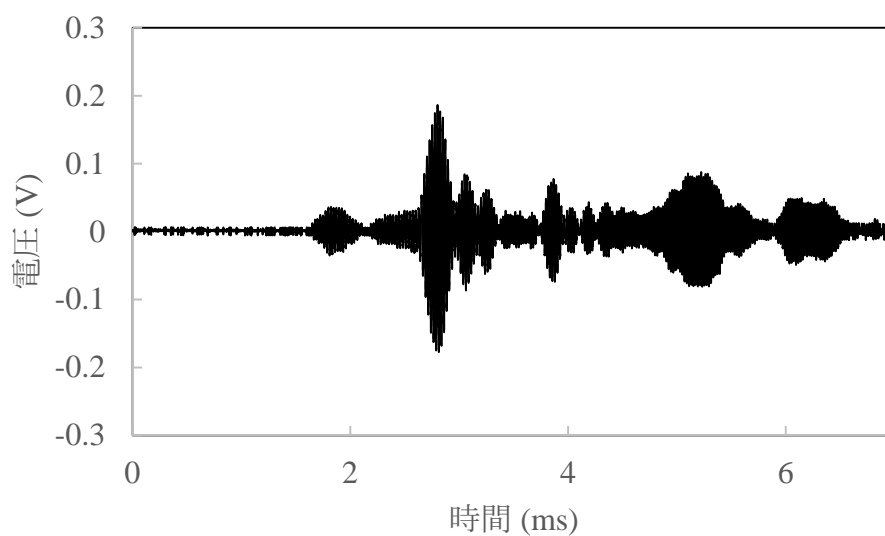


(a) Waveform

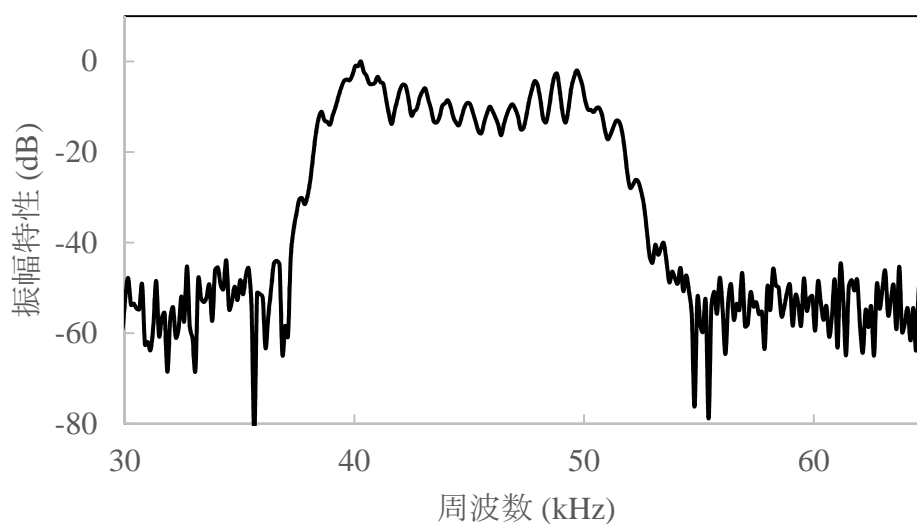


(b) Spectrum

Fig. 4-24 SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号



(a) Waveform



(b) Spectrum

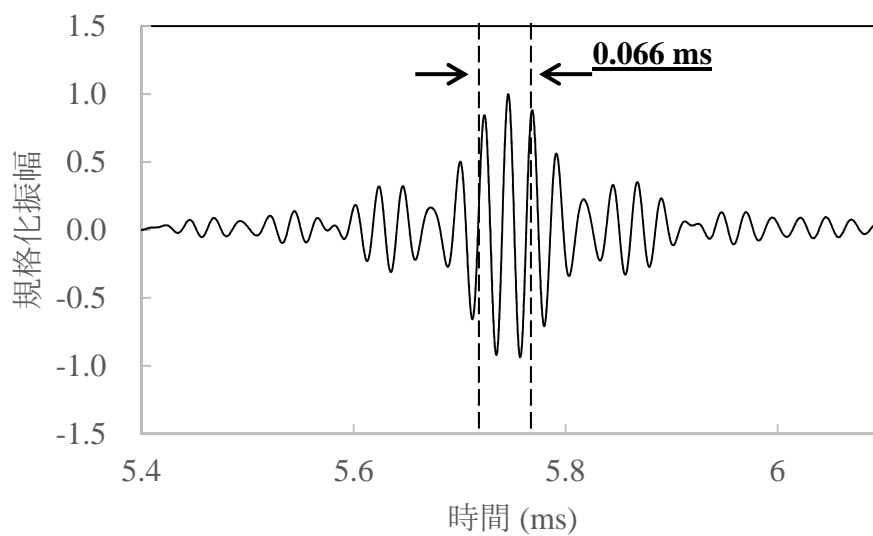
Fig. 4-25 ESCFM 信号を用いた場合の標準受信信号

ESCFM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 4-25 に示す. SCT 信号を用いた場合の標準受信信号はチャープ波受信信号と比較して, その周波数特性の補正による周波数特性の平坦化が見受けられる. ここで, チャープ波受信信号の -30 dB 程度の周波数領域を周波数特性の補正効果の対象として, 発散抑制係数 α は 0.03 とし, 各 SCT 信号は送信エネルギーが一定となるように振幅を規格化し

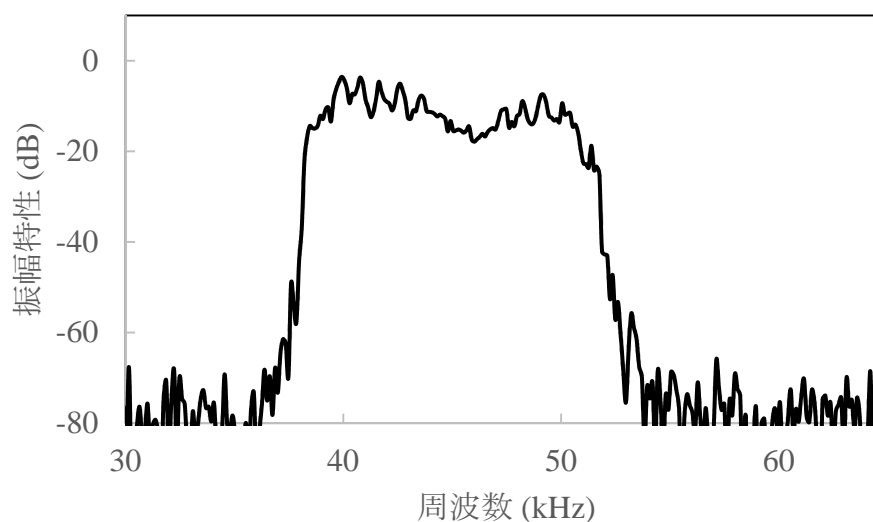
ている。また、標準受信信号は各送信信号による受信信号の 50 回加算平均信号とした。

4-2-3 距離測定結果および検討

SCAM 信号を用いて測定したパルス圧縮信号例として、目標物を $h = 0.1 \text{ m}$ に設置した場合の受信信号より得られたパルス圧縮信号を Fig. 4-26 に示す。



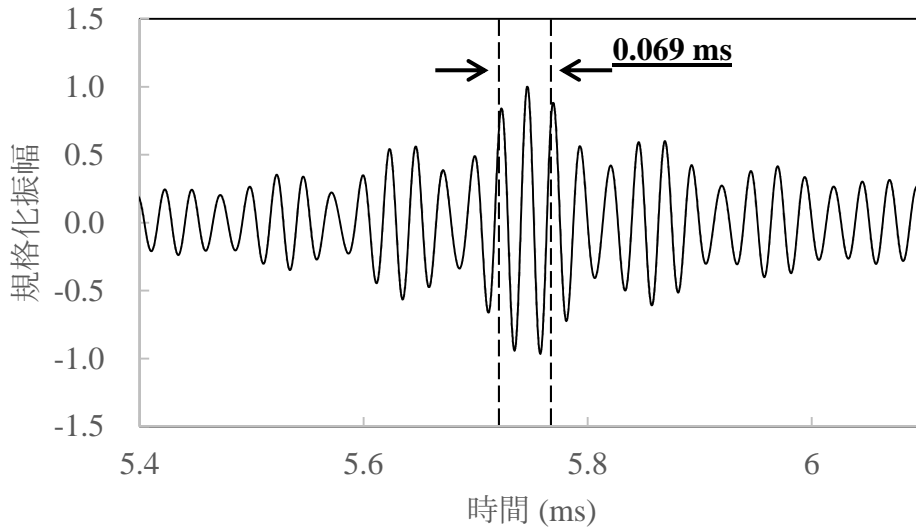
(a) Waveform



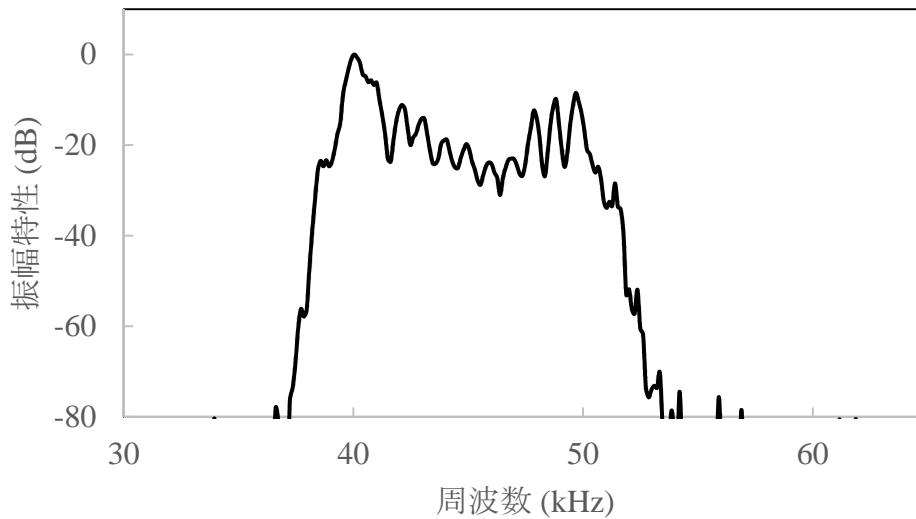
(b) Spectrum

Fig. 4-26 SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($h = 0.1 \text{ m}$)

ESCFM 信号を用いて測定したパルス圧縮信号例として、目標物を $h = 0.1$ m に設置した場合の受信信号より得られたパルス圧縮信号を Fig. 4-27 に示す.



(a) Waveform

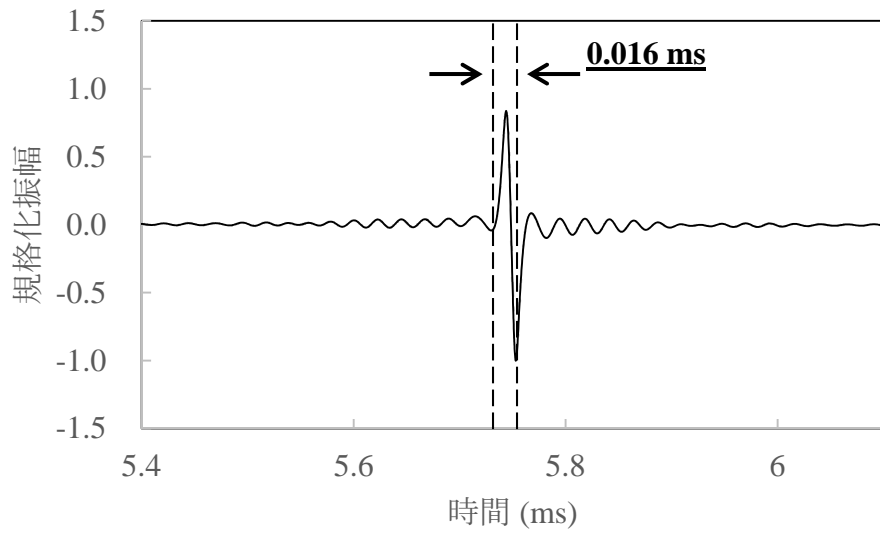


(b) Spectrum

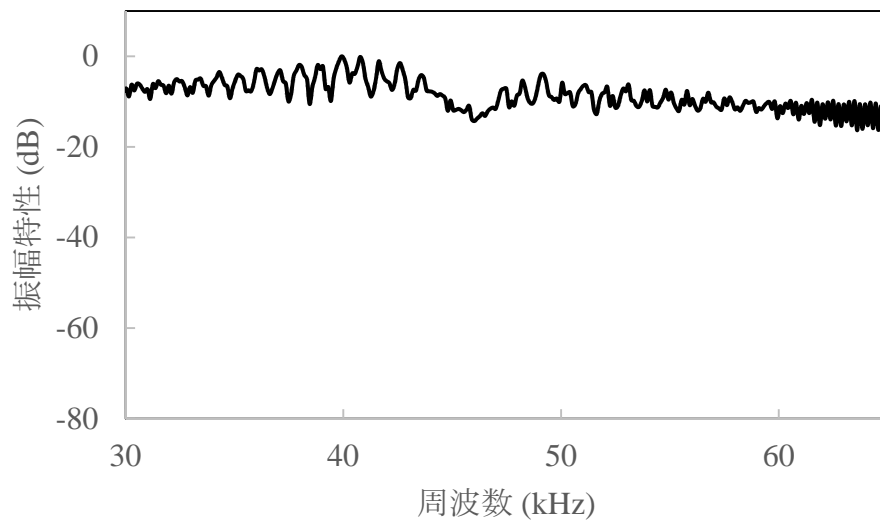
Fig. 4-27 ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例 ($h = 0.1$ m)

SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号の周波数特性は ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号と比較して 10 dB 程度 S/N が低下している。これは、ESCFM 信号が振幅不変のパルス信号であるのに対して、SCAM 信号は時間領域のエネルギー分布が不均一であるため、雑音の影響を受けやすくなったためと考えられる。パルス信号の絶対値包絡線上の -3 dB のパルス幅を比較すると SCAM 信号を用いた場合は 0.066 ms であるのに対して ESCFM 信号を用いた場合は 0.069 ms で、5 % 程度パルス幅が短縮されている。これは、SCAM 信号を送信した場合の受信信号と比較して、ESCFM 信号では周波数特性が平坦な受信信号が得られなかったためである。理論上は SCAM 信号と ESCFM 信号の周波数特性は同じになるが、SCAM 信号の周波数特性より求めた周波数-時間特性で FM 変調して作成される ESCFM 信号は時間有限の矩形パルス信号であるため、周波数分解能の低下は避けられず、SCAM 信号と比較して周波数特性の補正効果が低下する。結果的に、ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号は分解能が低下したものと考えられる。

Fig. 4-26 のパルス圧縮信号に線形予測 (LP) 処理を施した帯域拡大信号を Fig. 4-28 に示す.

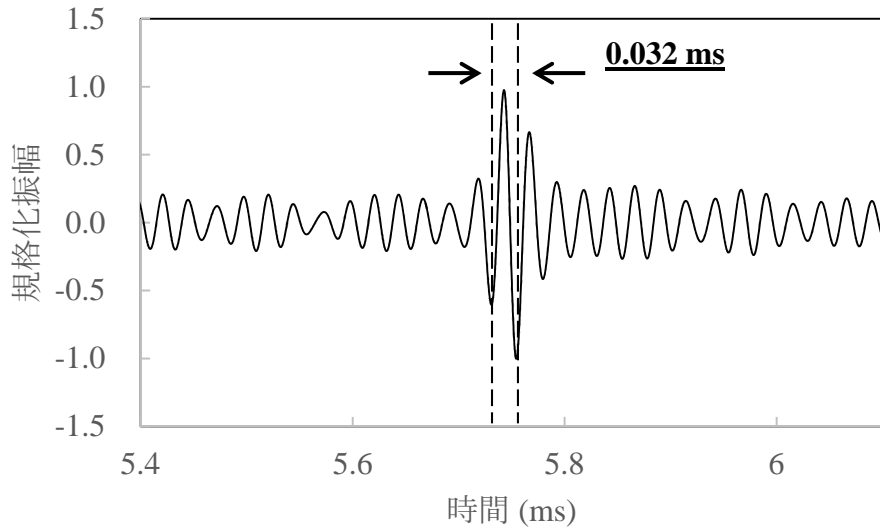


(a) Waveform

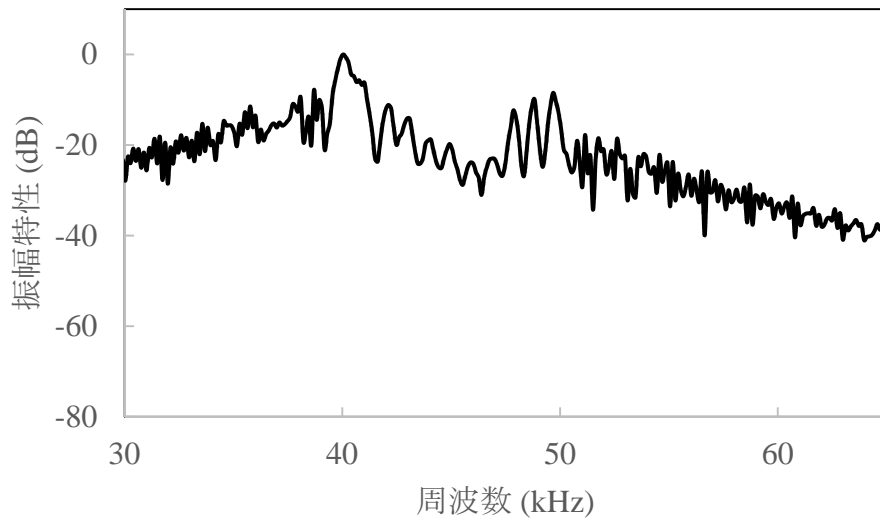


(b) Spectrum

Fig. 4-28 SCAM 信号を用いた場合の帯域拡大信号 ($h = 0.1 \text{ m}$)



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 4-29 ESCFM 信号を用いた場合の帯域拡大信号 ($h = 0.1 \text{ m}$)

Fig. 4-29 に Fig. 4-27 のパルス圧縮信号に線形予測 (LP) 処理を施した帯域拡大信号を示す. それぞれの-3 dB パルス幅は SCAM 信号を用いた場合は 0.016 ms で, ESCFM 信号を用いた場合は 0.032 ms となった. SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号に LP 処理を施すことでパルス幅はさらに 25 % 程度に短縮された. 一方で, ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号に LP 処理を施した信

号はパルス幅が 50 % 以上短縮されたが, SCAM 信号を用いた場合ほどの時間分解能は得られなかった. 周波数特性の補正が十分でない ESCFM 信号では, 帯域拡大による時間分解能の向上が比較的低下したものと考えられる.

比較的 SN 比が低下した設置条件である $h = 0.4 \text{ m}$ での LP 処理後のパルス圧縮信号例として, Fig. 4-30 に SCAM 信号を用いた場合の帯域拡大信号を示す.

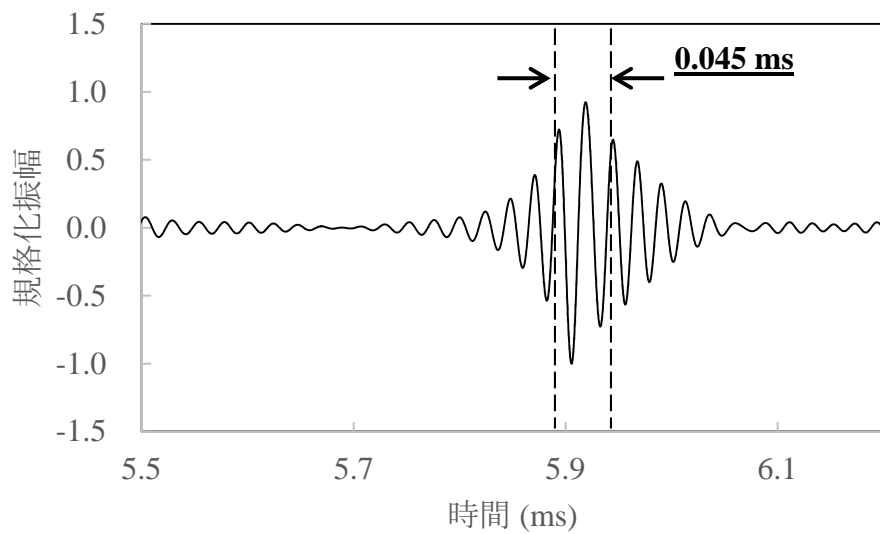


Fig. 4-30 SCAM 信号を用いた場合の帯域拡大信号 ($h = 0.4 \text{ m}$)

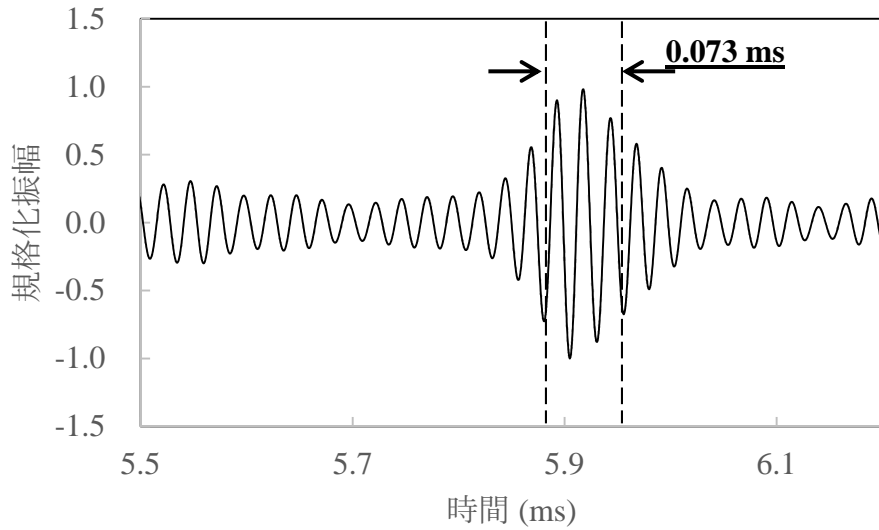


Fig. 4-31 ESCFM 信号を用いた場合の帯域拡大信号 ($h = 0.4 \text{ m}$)

比較的に SN 比が低下した設置条件である $h = 0.4 \text{ m}$ での LP 処理後のパルス圧縮信号例として, Fig. 4-31 に ESCFM 信号を用いた場合の帯域拡大信号を示す. それらのパルス幅は, SCAM 信号を用いた場合は 0.045 ms であり, また, ESCFM 信号を用いた場合は 0.073 ms となり, SN 比の良い測定設置条件でのそれぞれの SCT 信号を用いたパルス圧縮信号 (Fig. 4-25, 4-26) と比較して, SCAM 信号を用いた場合はパルス幅が短縮されているが, SCFM 信号を用いた場合はパルス幅が若干増加した. LP 処理を用いた帯域拡大法は SN 比の良い周波数帯域より予測係数を求め, SN 比の悪い周波数帯域を予測値で補うことで信号の分解能向上を図っているため, SN 比の良い周波数帯域が平坦であれば, 予測値で補う周波数帯域も周波数特性が平坦になり, 時間分解能が高く, よりピークを鮮明にした信号を得ることが出来る. 一方で, SN 比の良い周波数帯域が平坦でない場合, 周波数特性が平坦な予測値を補うことができないため, 分解能の向上が期待できない. 比較的に周波数特性の補正効果が低い ESCFM 信号は, LP 処理を用いた帯域拡大法による分解能向上の効果が低く, したがって, 受信信号の

周波数特性の平坦さが低下する距離測定設置条件（SN 比の低下や高周波成分の減衰）では、ESCFM 信号を用いた場合の受信信号の周波数特性の平坦さがより低下してLP処理を用いた帯域拡大法による時間分解能向上の効果を得られなかった。したがって、受信信号の周波数特性の平坦さが低下した場合の線形予測広帯域化信号のパルス幅が短縮されなかったものと考えられる。それに対して、SCAM 信号を用いた場合は、より周波数特性が平坦な受信信号が得られ、そのパルス圧縮信号にLP処理を施すことで比較的分解能が高い信号が得られたものと考えられる。また、SN 比の低下や高周波成分の減衰する測定条件においても帯域拡大法の効果を比較的維持できたものと考えられる。

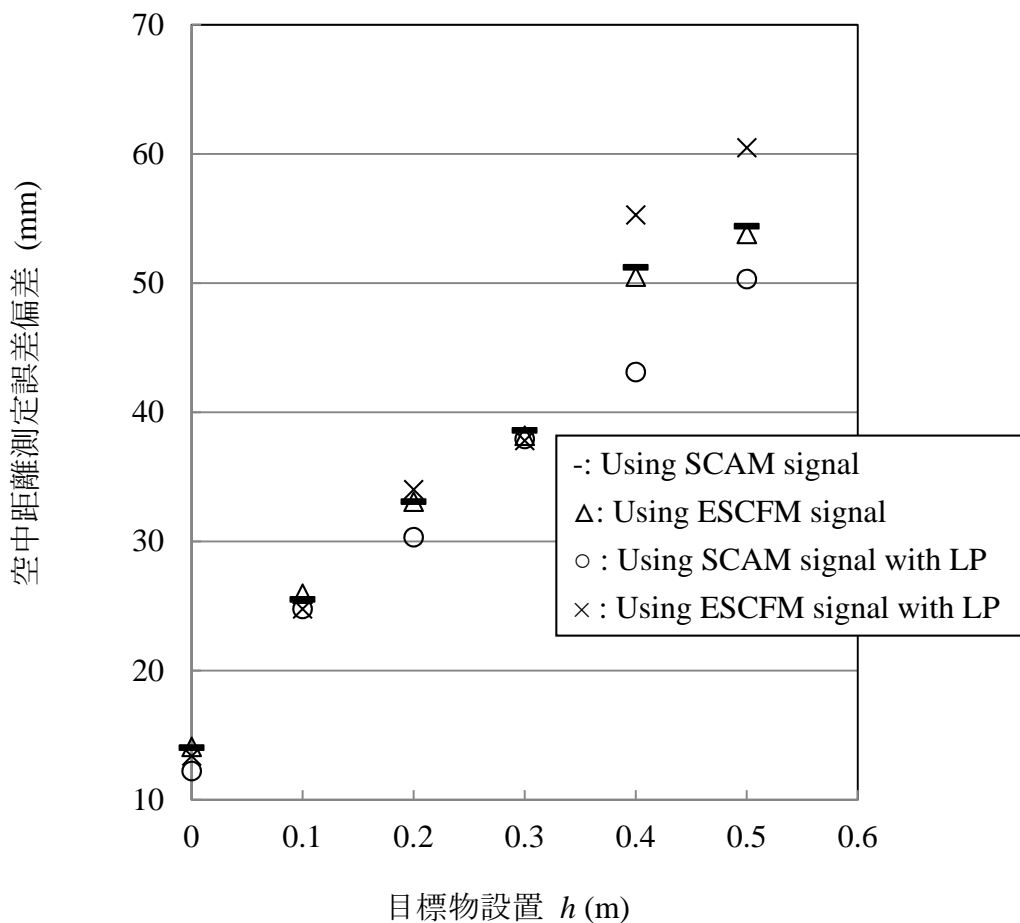


Fig. 4-32 距離測定誤差偏差

Fig. 4-32 に各 SCT 信号を用いた場合のパルス圧縮信号および線形予測広帯域化信号による距離測定誤差偏差を示す。各 SCT 信号を用いた場合のパルス圧縮信号による距離測定精度を比較すると、SCAM 信号を用いた場合、 $h = 0, 0.1$ m での誤差偏差は小さく、一方で $h = 0.4, 0.5$ m での誤差偏差は大きい。これは、SCAM 信号を用いた場合、比較的受信信号は広帯域化し、また、SN 比は低下することを示している。

ESCFM 信号と LP 処理を用いた帯域拡大法を併用した場合、各 SCT 信号を用いた場合のパルス圧縮信号による距離測定と比較して、 $h = 0, 0.1$ m での誤差偏差は小さく、 $h = 0.4, 0.5$ m での誤差偏差は大きい。一方で、SCAM 信号と LP 処理を用いた帯域拡大法を併用した場合、各感度補正型信号を用いた場合のパルス圧縮信号による距離測定と比較して、全ての測定設置条件で測定精度が高く、誤差偏差は 2~7 mm 程度小さくなった。

4-3 まとめ

SCT 信号とパルス圧縮を併用した距離測定および SCT 信号と LP 処理を用いた帯域拡大法を併用した距離測定の有効性を実験的に検討した。

SCT 信号の有効性を検討するため、SCT 信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法を提案し、モデル水槽を用いた水中距離測定実験を行い、チャープ波を用いた場合の距離測定と比較した。SCT 信号を用いることで、パルス圧縮信号のパルス幅は、チャープ波を用いた場合と比較して、10 %以上短縮された。また、ASCFM 信号を用いることで、比較的 SN 比が低下する設置条件において、測定距離の分散および距離測定誤差偏差が若干小さくなった。SCT 信号を用いることでパルス圧縮の効果および距離測定精度は向上したがその効果は小さく、これは、水中実験に用いられた送受波器の感度特性が比較的平坦で、周波数

特性の補正が可能な帯域が狭かったためと考えられる。

SCT 信号による信号帯域の平坦化に着目した帯域拡大の有効性を検討するため、SCT 信号と LP 処理を用いた帯域拡大法を併用した距離測定法を提案し、空中での距離測定実験よりその有効性を検討した。SCT 信号を用いた場合のパルス圧縮信号に線形予測処理を施すことで帯域拡大信号のパルス幅は 50 % 以上短縮された。また、比較的周波数特性の補正効果が高い SCAM 信号と LP 処理を用いた帯域拡大法を併用することで、相関性が保たれた設置条件において距離測定精度が向上した。SCAM 信号は比較的受信 SN 比が低下するため、受信 SN 比と相関性が比較的保たれる測定設置条件において LP 処理を用いた帯域拡大法との併用による有効性が期待できる。

第 5 章 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した空中移動物体の速度計測法

超音波による速度計測にはドップラー法が一般的に用いられる。この方法は、送信信号に対する移動物体からの反射波の周波数シフトを用いるもので、1次元を想定した場合、速度 v で移動する目標物からの反射信号の周波数 f_r は、送信信号の周波数 f_t を用いて、Eq. 5-1 のように示される。ここで、伝搬媒質中の音速を c とする。

$$f_r = \frac{c}{c-v} \cdot f_t \quad (5-1)$$

Eq. 5-1 より、Eq. 5-2 に示すように移動物体の速度が算出される。

$$v = \frac{f_r - f_t}{f_r} \cdot c \quad (5-2)$$

ドップラー法を用いた超音波速度計測法は、体内の血流速度の計測など医療超音波計測の分野で広く研究されている [85 - 89]。ここで、Eq. 5-1 より、比較的に音速が低下し、低周波数帯域の信号が用いられる空中での超音波計測では受信信号の周波数シフトが小さくなる。したがって、速度計測に必要な周波数分解能が得られず、速度計測が困難になると考えられる。そこで、SCT 信号とパルス圧縮法を併用した空中距離測定法の移動物体の速度計測への応用を提案した。この方法は、送信信号を 2 波送信して目標物からの反射波である 2 波の受信信号を測定し、これらの 2 波の送信間隔と 2 波の受信間隔の差より目標物の移動速度を測定するものである。より高精度の TOF 測定が望まれる速度計測において SCT 信号を用いることで測定精度の向上が期待できる。チャープ波を用いた場合の移動物体速度計測と SCT 信号を用いた場合の移動物体速度計測より測定精度を比較し、さらに、SCT 信号と線形予測法を併用した移動物体速度

計測法を提案してその有効性を実験的に検討した。

5-1 パルス圧縮法を用いた空中移動物体の速度計測

SCT 信号とパルス圧縮法を併用した空中移動物体の速度計測法を提案した。チャープ波を用いた場合の速度計測との比較より、SCT 信号を用いた場合の速度計測の有効性を実験的に検討した。

5-1-1 測定方法

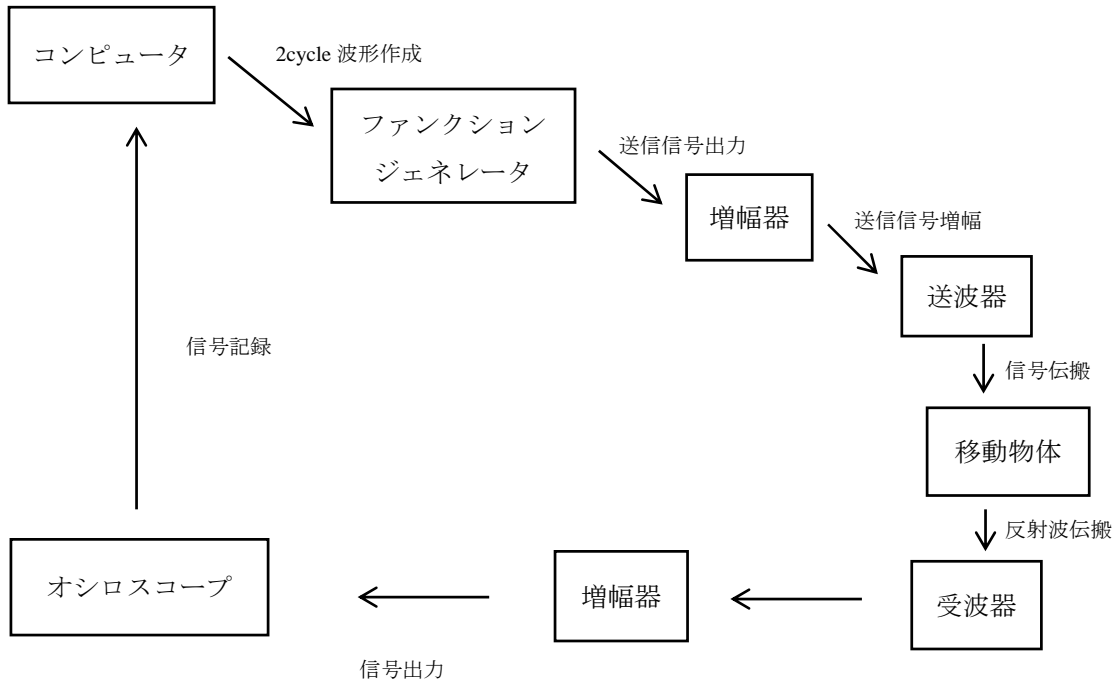
Fig. 5-1 に速度計測条件を示す。送・受波器を間隔 $d = 0.1 \text{ m}$ で平行に設置し、送・受波器の中心軸上を速度 v で移動する目標物はその中心軸上から距離 $r = 2.5 \text{ m}$ に到達した条件で受信信号を測定した。ここで、送波器（村田製作所製:MA40A5S）と受波器（村田製作所製:MA40A5R）は共に共振周波数 40 kHz で、目標物には $70 \times 70 \text{ mm}$ のスチール板が用いられた。また、目標物の移動速度はレール型移動装置で制御されている。

送信信号を送信間隔 $\tau_0 = 8 \text{ ms}$ で 2 波送信して測定される目標物からの 2 波の反射波の受信間隔 τ_r を用いて、速度 v は測定設置関係より近似式で算出される。 $d \ll 2r$ であった場合、速度 v は、音速 c を用いて、近似的に Eq. 5-3 のように示される。

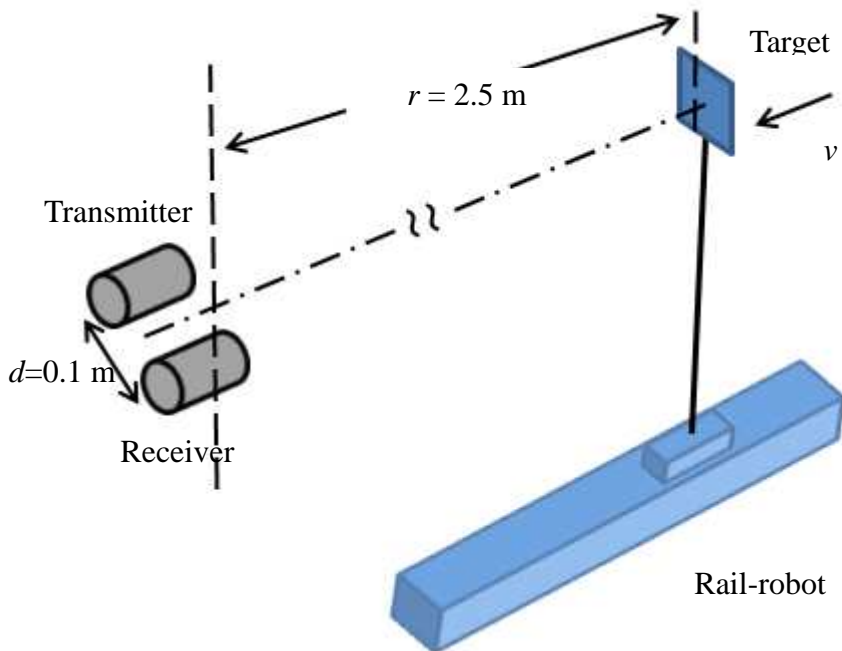
$$V = \frac{\tau_0 - \tau_r}{\tau_0 + \tau_r} \cdot \cos\left(\tan^{-1} \frac{d}{2r}\right) \cdot c \quad (5-3)$$

コンピュータで 2 波信号を作成し、ファンクションジェネレータ（エヌエフ回路設計ブロック:WF1945A）で送信信号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:HSA4051）で増幅して送波器から送信、移動物体からの反射波を受波器で受信して増幅器（エヌエフ回路設計ブロック:5307）で増幅、オシロスコープ（LeCroy:6050A）に出力された受信信号をコンピュータで記録した。Table 5-1

に計測機器のパラメータ設定を示す.



(a) 速度計測機器概要



(b) 速度測定設置関係

Fig. 5-1 速度測定条件

Table 5-1 測定機器のパラメータ設定

ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:1 μ s データ長:16.384 ms
増幅器 (HSA4051)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 50 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:1 μ s データ長:16.384 ms

送信信号には、チャープ波および SCAM, ESCFM 信号が用いられた。目標物を、1.0 から 2.0 m/s まで、0.1 m/s 間隔の速度で移動させた。各速度において 20 回測定し、誤差偏差が求められた。ここで、測定に用いられた SCT 信号と標準受信信号は空中距離測定と同様に作成および測定され、パルス圧縮には受信信号と標準受信信号の相関処理法が用いられた。

5-1-2 結果および検討

各送信信号を Fig. 5-2, Fig. 5-3, Fig. 5-4 に示す. 各送信信号は送信間隔 8 ms で 2 波送信される.

Fig. 5-2 にチャープ波を示す.

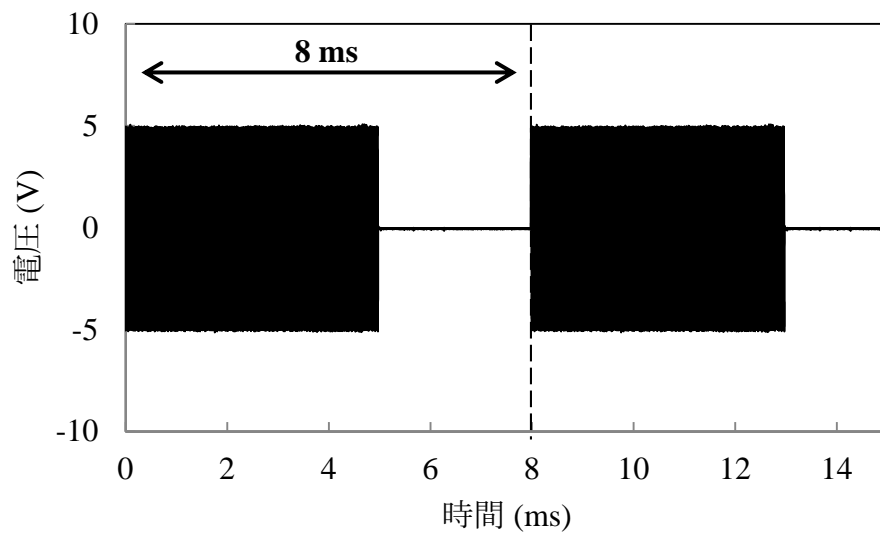


Fig. 5-2 速度計測チャープ波送信信号

Fig. 5-3 に SCAM 信号, Fig. 5-4 に ESCFM 信号を示す.

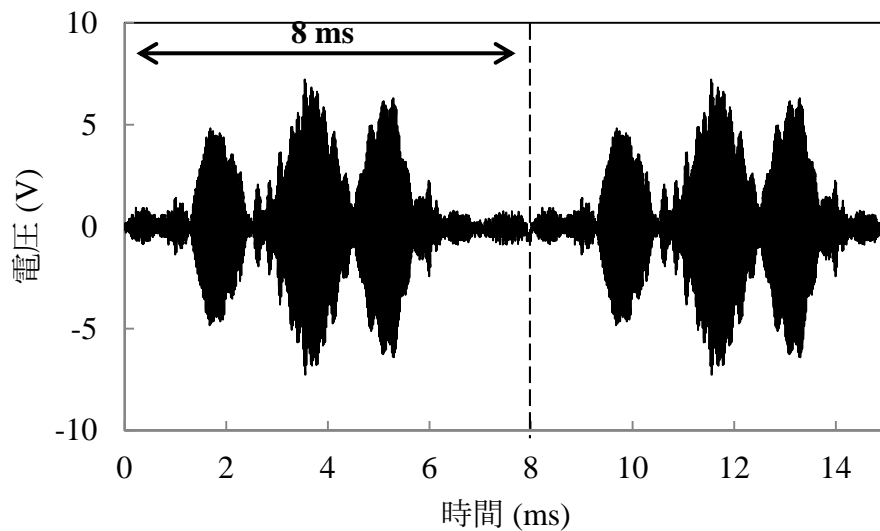


Fig. 5-3 速度計測 SCAM 信号

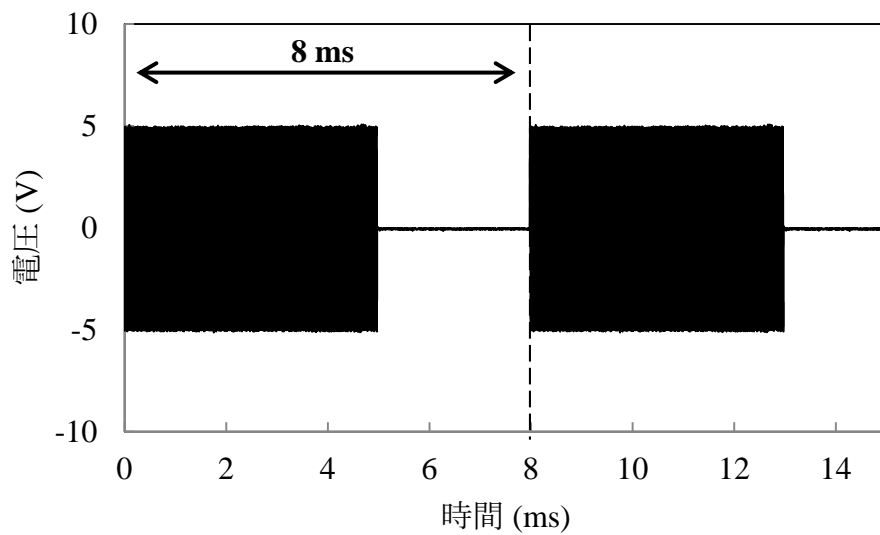


Fig. 5-4 速度計測 ESCFM 信号

速度計測例として、 $v = 1.2 \text{ m/s}$ でのパルス圧縮信号例を Fig. 5-5, 5-6, 5-7 に示す。

チャープ波を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例を Fig. 5-5, SCAM 信号

を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例を Fig. 5-6 に示す。

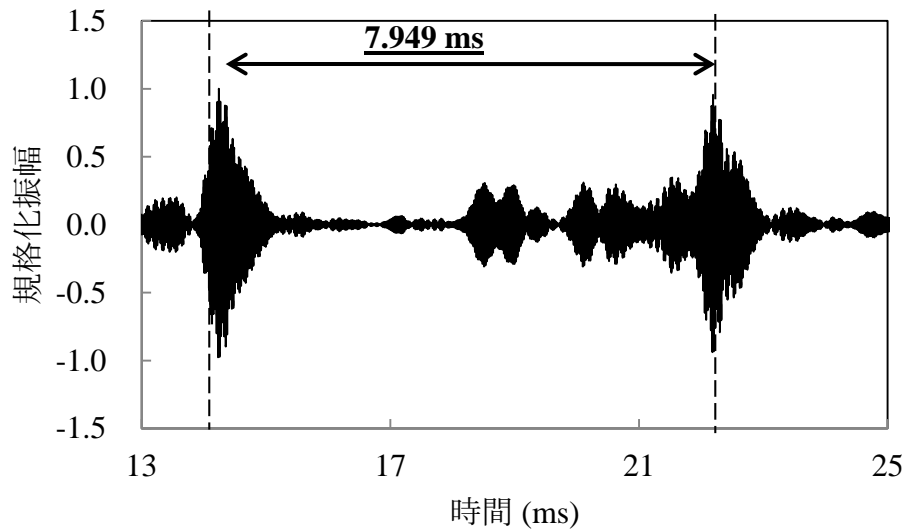


Fig. 5-5 チャープ波を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例

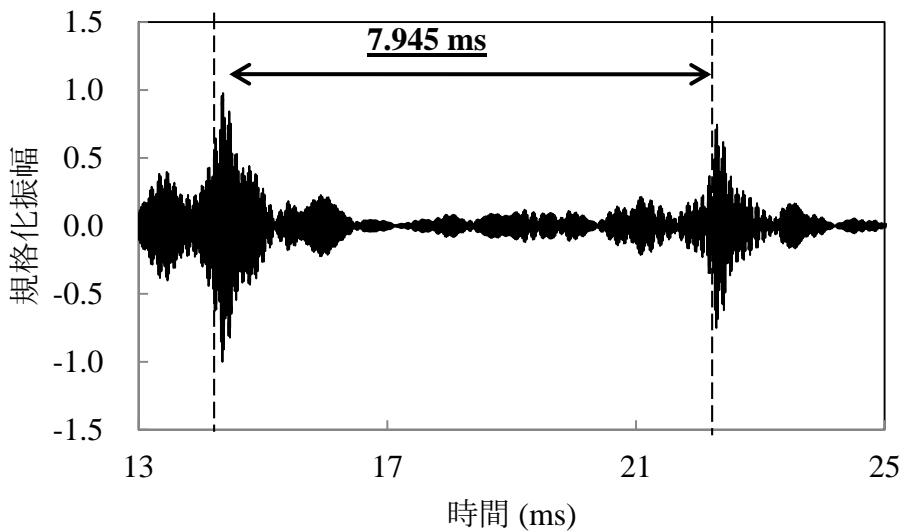


Fig. 5-6 SCAM 信号を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例

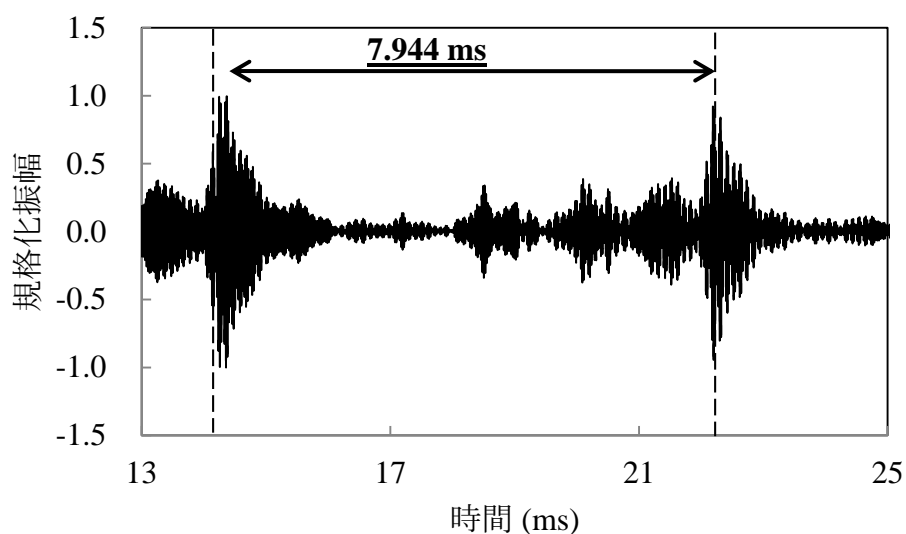


Fig. 5-7 ESCFM 信号を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例

ESCFM 信号を用いた場合の速度計測パルス圧縮信号例を Fig. 5-7 に示す。各パルス圧縮信号の 2 つのパルスのピーク値の間隔は、チャープ波を用いた場合は 7.949 ms, SCAM 信号を用いた場合は 7.945 ms, ESCFM 信号を用いた場合は 7.944 ms であった。したがって、送信間隔とパルス圧縮信号の 2 つのパルスのピーク値の差より求められる目標物の移動速度は、チャープ波を用いた場合は 1.106 m/s, SCAM 信号を用いた場合は 1.193 m/s, ESCFM 信号を用いた場合は 1.215 m/s となった。チャープ波を用いた場合と比較して、SCT 信号を用いた場合は誤差が小さくなった。

それぞれの送信信号を用いて各速度で 20 回測定して速度誤差偏差を求めた。速度測定誤差偏差 ERR_v は、 N を測定回数、 v_m を測定速度、 v をレールロボットで制御された目標物の移動速度として、Eq. 5-4 より求められた。

$$ERR_v = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{m=1}^N (v_m - v)^2} \quad (5-4)$$

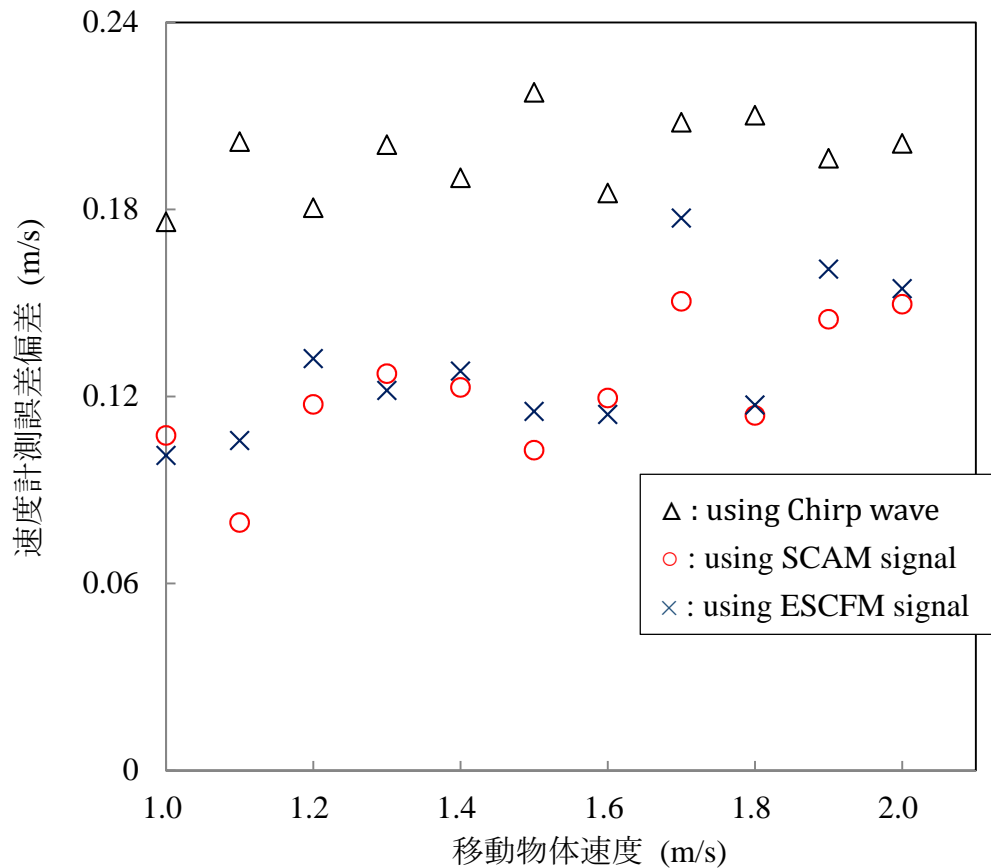


Fig. 5-8 速度計測誤差偏差

Fig. 5-8 に速度計測の誤差偏差を示す．チャープ波を用いた場合と比較して，SCT 信号を用いた場合は，測定精度が向上した．これは，SCT 信号の周波数特性の補正により受信信号が広帯域化され，パルス圧縮に有効な帯域が広がったため，高精度の TOF 測定ができたためと考えられる．一方で，SCAM 信号を用いた場合と ESCFM 信号を用いた場合を比較して大きな違いは示されなかった．これは，SCAM 信号と SCFM 信号は SN 比が低下する設置条件で測定精度に大きな違いが表れ，本論文の移動物体の速度計測では SN 比が十分に高い設置条件であり，TOF の測定精度に大きな影響を与えなかったものと考えられる．

5-2 線形予処理による帯域拡大法を用いた空中移動物体の速度計測

SCT 信号とパルス圧縮法を併用した移動物体の速度計測法において、SCT 信号による受信信号の周波数特性の平坦化に着目した線形予測処理による信号帯域の拡大法の併用を提案し、その効果を実験的に検討した。

5-2-1 測定方法

SCT 信号とパルス圧縮法を併用した空中移動物体の速度計測結果より LP 処理による信号帯域の拡大処理を施す。SCAM および ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号に LP 処理を施して信号帯域を拡大し、その帯域拡大信号を用いて速度計測した。目標物を 1.0 から 2.0 m/s まで 0.1 m/s 間隔の速度で移動させた場合の各速度の測定において 20 回測定して誤差偏差が求められた。

5-2-2 結果および検討

Fig. 5-6, 5-7 の SCAM および ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号に LP 処理を施した。Fig. 5-9 に SCAM 信号を用いた場合の帯域拡大信号例を示す。

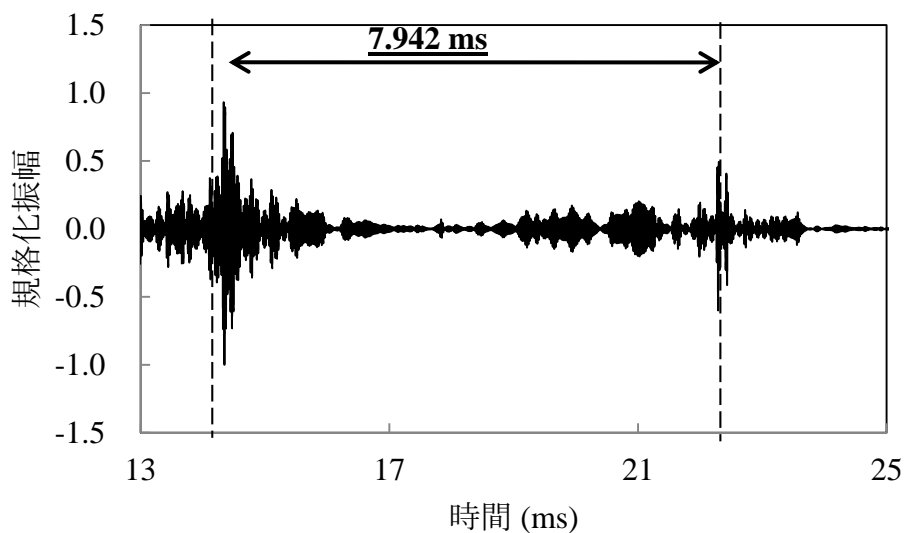


Fig. 5-9 SCAM 信号を用いた場合の速度計測帯域拡大信号例

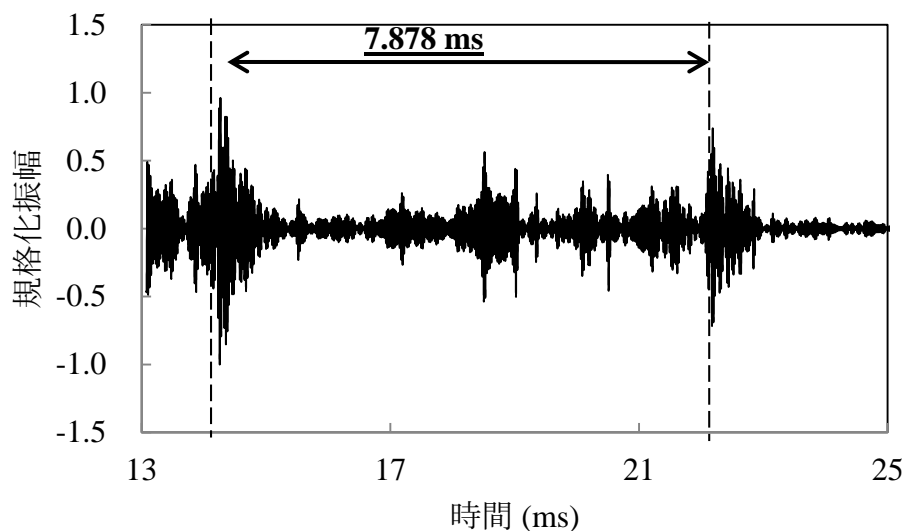


Fig. 5-10 SCAM 信号を用いた場合の速度計測帯域拡大信号例

Fig. 5-10 に ESCFM 信号を用いた場合の帯域拡大信号例を示す。帯域拡大されたそれぞれ 2 つのパルスピーク値の間隔は、SCAM 信号を用いた場合は 7.942 ms で、ESCFM 信号を用いた場合は 7.878 ms となり、したがって、算出される速度はそれぞれ 1.258m/s および 2.657 m/s となった。SCAM 信号を用いた場合は、LP 処理を用いて信号帯域を拡大しても測定精度に大きな違いは示されなかった。これは、SCAM 信号と LP 処理による帯域拡大法を併用した場合の TOF 測定が速度計測を向上させるほどの測定精度でなかったことを示している。また、ESCFM 信号と LP 処理による帯域拡大法を併用した場合の計測速度はその測定精度が低下した。これは、ESCFM 信号は、比較的周波数特性の補正効果が十分でないため受信信号の周波数特性が十分に平坦化されず、LP 処理による帯域拡大の効果が低下して、結果的に TOF 測定の精度が低下したものと考えられる。

Fig. 5-11 に速度計測の誤差偏差を示す。本論文の速度計測では、SCT 信号と LP 処理による帯域拡大法を併用した移動物体の速度計測の有効性は示されなかった。その一因として、移動物体を用いた計測のため、ドップラー効果により受信信号は周波数シフトされ、SCT 信号の周波数特性の補正による受信信号帯域の平坦化の効果が低下したことが考えられる。

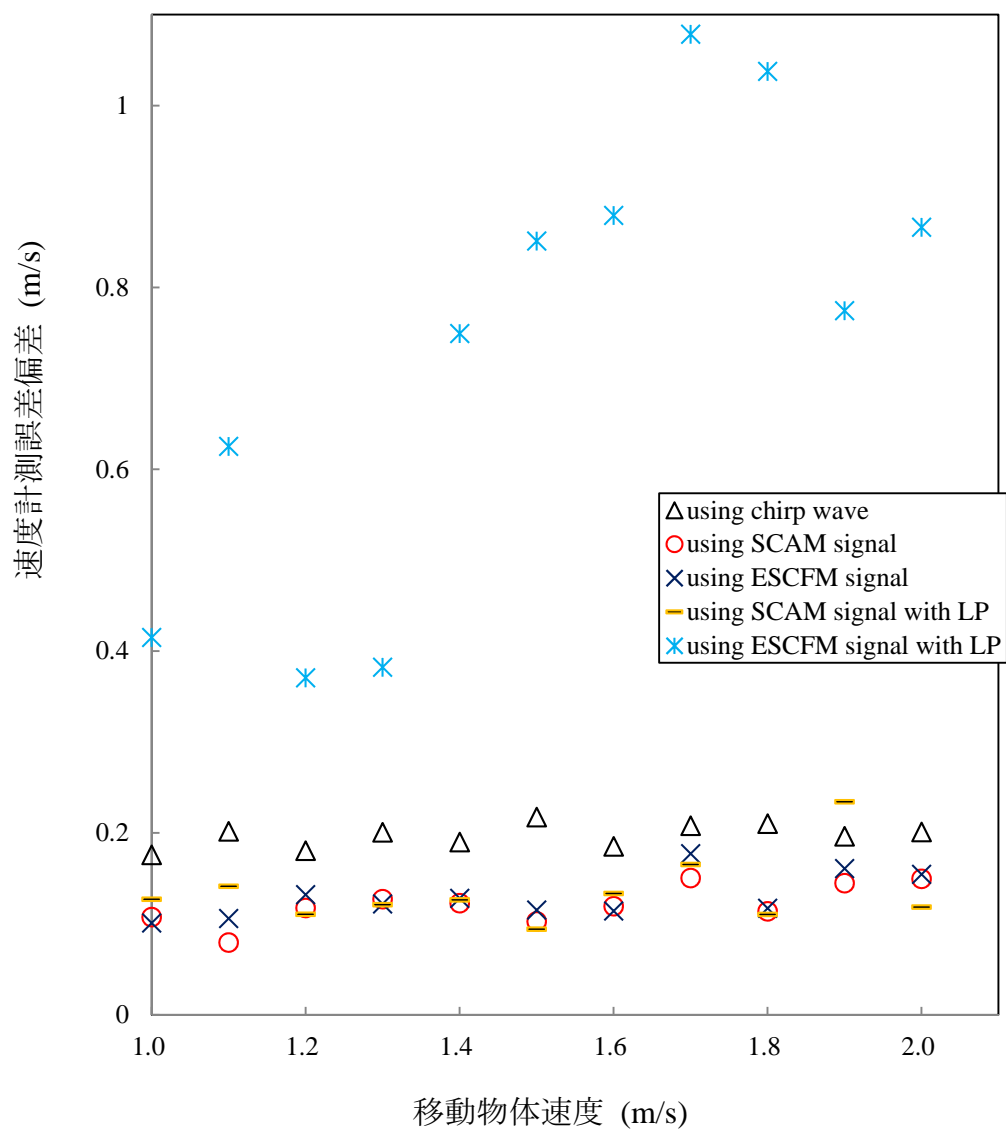


Fig. 5-11 速度計測誤差偏差

5-3 まとめ

SCT信号およびLP処理による帯域拡大法を用いた高精度距離測定法の応用計測として空中での低速移動物体の速度計測法を提案した。SCT信号を用いた場合、チャープ波を用いた場合と比較して速度計測精度が0.06 m/s程度向上した。これは、送・受波器の感度特性において-6dB以下の帯域に補正効果が大きく得られる周波数大域が存在したことを示している。SCT信号を用いることでより鋭くなったパルス圧縮信号のピーク値よりTOF計測することで速度計測精度が向上したものと考えられる。一方で、SCT信号とLP処理による帯域拡大法の併用による速度測定精度の向上は示されなかった。これは、ドップラシフトによって信号の相関性が低下したためと考えられ、相関性が低下して信号帯域の平坦さが低下する測定条件ではLP処理を用いた帯域拡大法による測定精度の向上は期待できない。

第6章 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した空中物体の 方位計測法

高精度の距離測定が望まれる超音波計測として、空中での周囲環境認識を想定した、SCT 信号とパルス圧縮法を併用した物体の方位計測法を提案した。この方法は、送波器を1つに対して受波器を2つ用いることで、2次元平面上で目標物の方位を測定するものである。それぞれの受波器を用いて求められる2つの距離から目標物の方位が算出される。

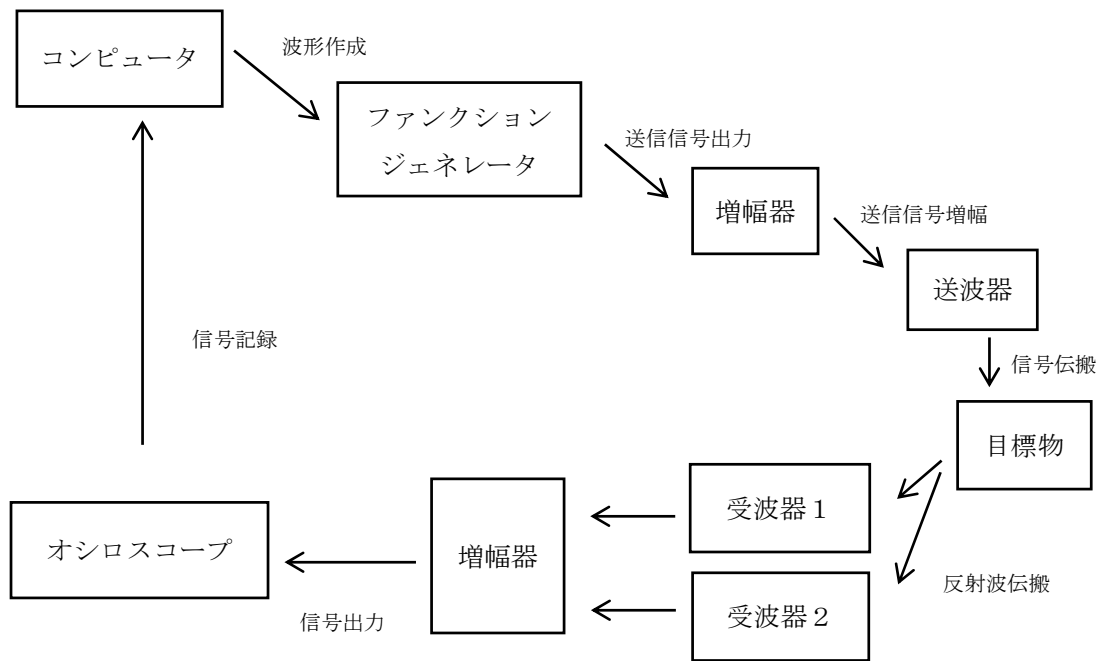
6-1 測定方法

方位測定は、Fig. 6-1 に示すように、x-y 平面上に送波器を原点 (0, 0) として、受波器 (0, 0.05), (0, -0.05) の2ヶ所に平行に設置して行われた。目標物 (50×50 mm のスチール板) を x 軸上距離 0.8 m に y 軸方向 h ($h=0, 0.05, 0.1, 0.2$) で設置して各受波器より信号を測定する。

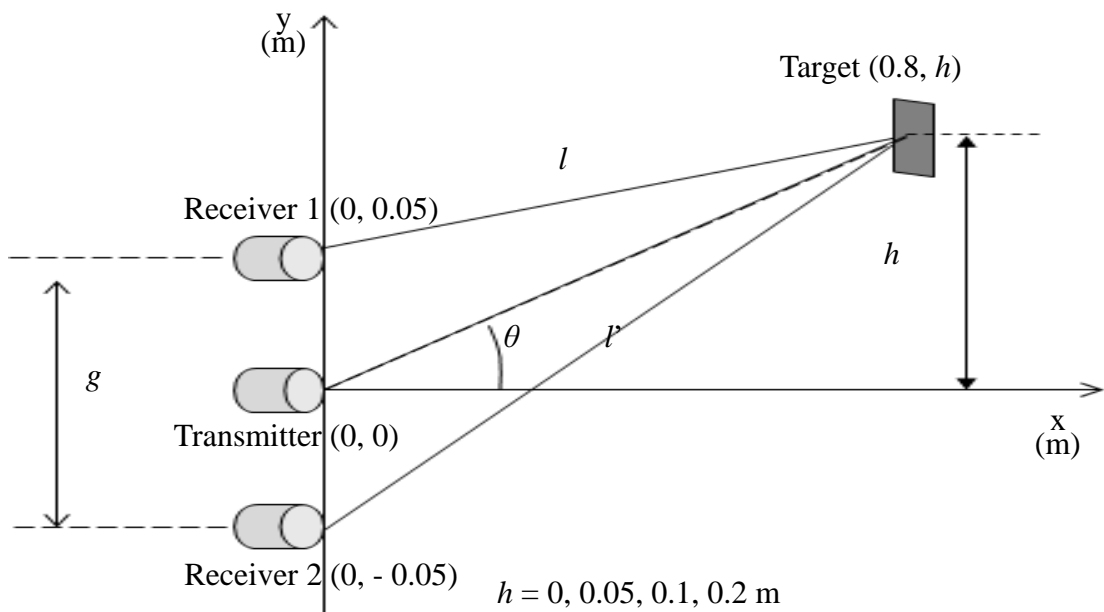
各受信信号をパルス圧縮し、パルス圧縮信号のピークより距離を求める。この距離を基に測定設置関係より近似的に方位角 θ が算出される。方位測定設置関係より、 $g \ll l$ の場合に、方位角 θ は Eq. 6-1 に示す近似式で求められる。

$$\theta = \sin^{-1} \frac{|l-l'|}{g} \quad (6-1)$$

それぞれの設置で各 20 回方位測定して誤差偏差を求め、チャープ波を用いた場合と SCAM, ESCFM 信号を用いた場合の方位測定を比較した。ここで、測定に用いられた SCT 信号と標準受信信号は空中距離測定と同様に送・受波器の対設置の測定条件で作成および測定され、パルス圧縮には受信信号と標準受信信号の相関処理法が用いられた。



(a) 空中方位計測機器概要



(b) 方位計測設置関係

Fig. 6-1 空中方位計測条件

コンピュータで波形を作成し、ファンクションジェネレータ（エヌエフ回路設計ブロック:WF1945A）で送信信号を出力する。増幅器（エヌエフ回路設計

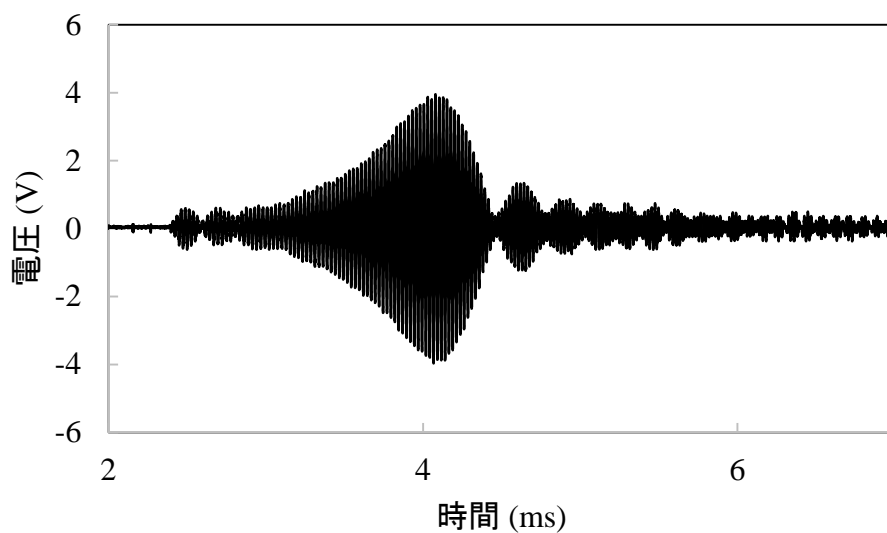
ブロック:HSA4051) で増幅して送波器 (村田製作所製:MA40A4S) から送信, 目標物からの反射波を 2 つの受波器 (G.R.A.S.製:TYPE-4158N) でそれぞれ受信して増幅器 (エヌエフ回路設計ブロック:5307) で増幅, オシロスコープ (LeCroy:6050A) に出力された受信信号をコンピュータで記録した. Table 6-1 に測定機器のパラメータ設定を示す.

Table 6-1 測定機器のパラメータ設定

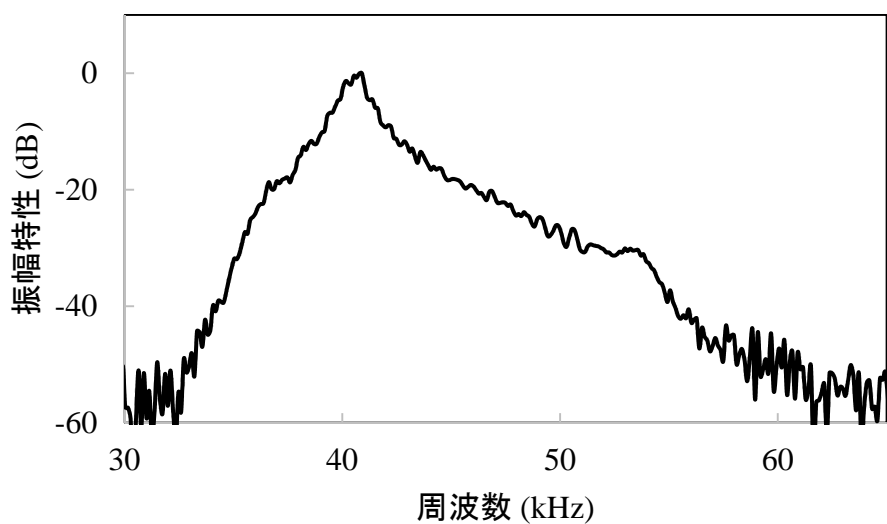
ファンクション ジェネレータ	サンプリング周期:0.610 μ s (チャープ波, ESCFM 信号), 1 μ s (SCAM 信号) データ長:5 ms (チャープ波, ESCFM 信号), 8.192 ms (SCAM 信号)
増幅器 (HSA4051)	利得 10 倍
増幅器 (5307)	利得 50 倍
オシロスコープ	サンプリング周期:1 μ s データ長:8.192 ms

6-2 結果および検討

送・受波器の対置設置条件 (設置間隔 0.2 m) でチャープ波を送信としてチャープ波を用いた場合の標準受信信号を測定した. 加えて, チャープ波とチャープ波を用いた場合の標準受信信号より SCAM および ESCFM 信号を作成して, 各 SCT 信号を用いた場合の標準受信信号を測定した. 測定に用いられたチャープ波は, 35 から 55 kHz で線形変調された 5 ms のパルス信号が用いられた.



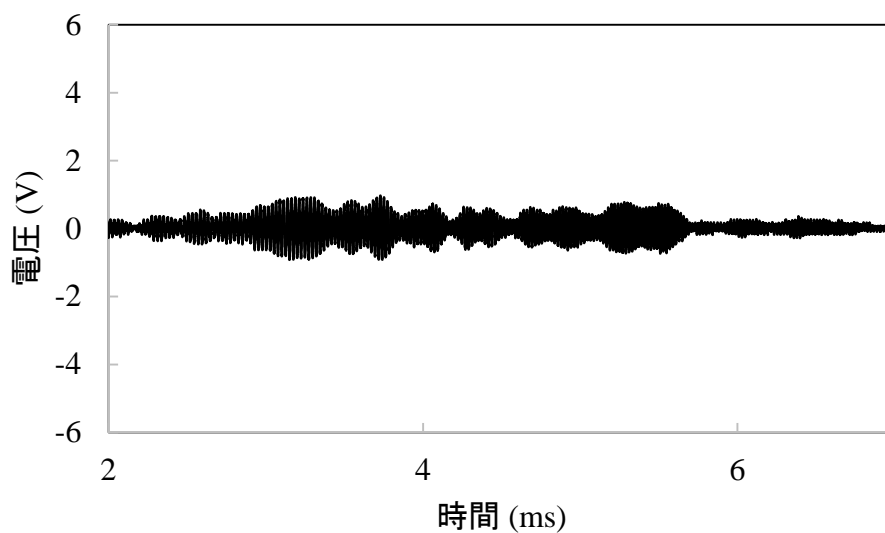
(a) Waveform



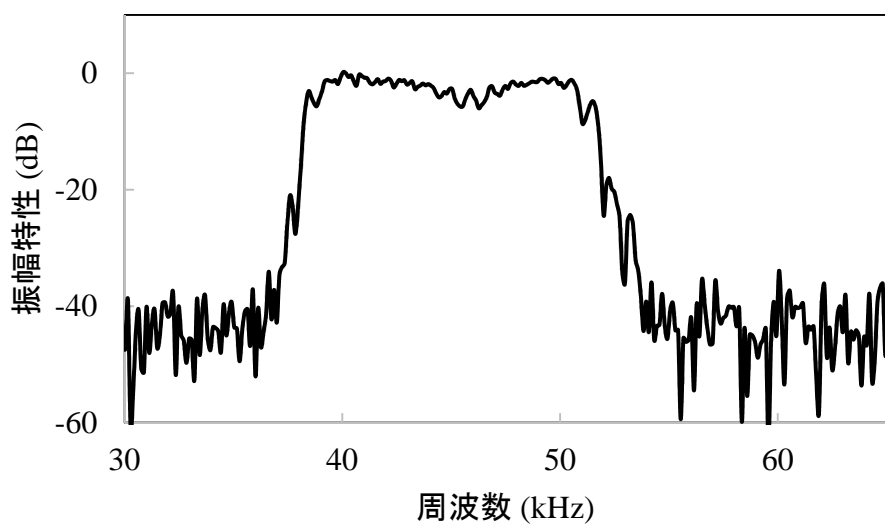
(b) Spectrum

Fig. 6-2 チャープ波を用いた場合の標準受信信号

チャープ波を用いた場合の標準受信信号を Fig. 6-2 に示す.



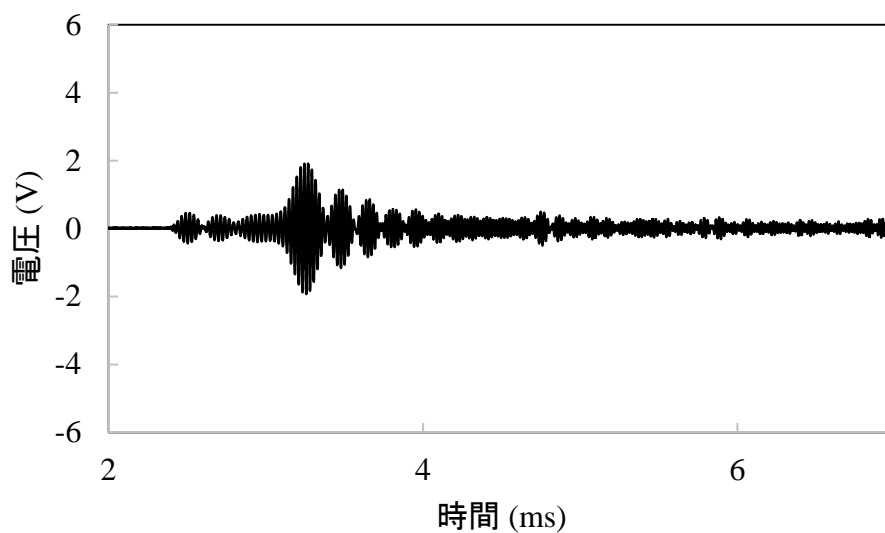
(a) Waveform



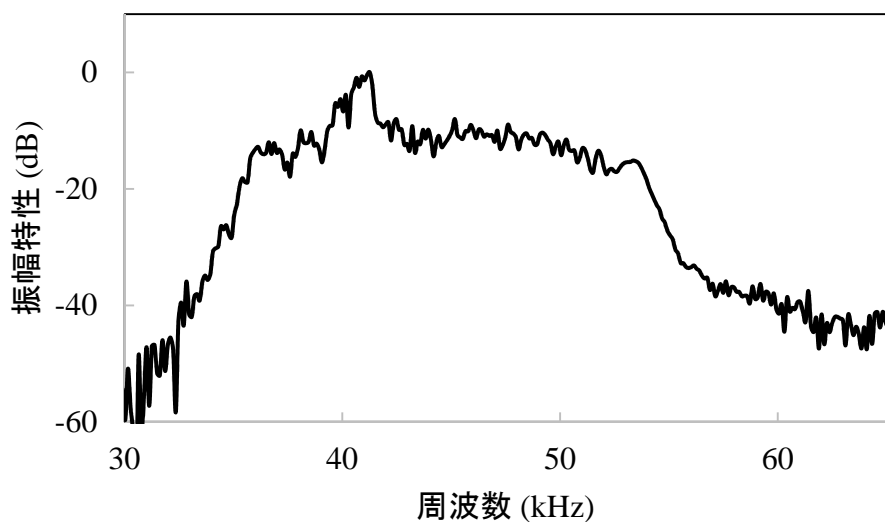
(b) Spectrum

Fig. 6-3 SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号

チャープ波とチャープ波を用いた場合の標準受信信号を用いて作成された SCAM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 6-3 に示す.



(a) Waveform

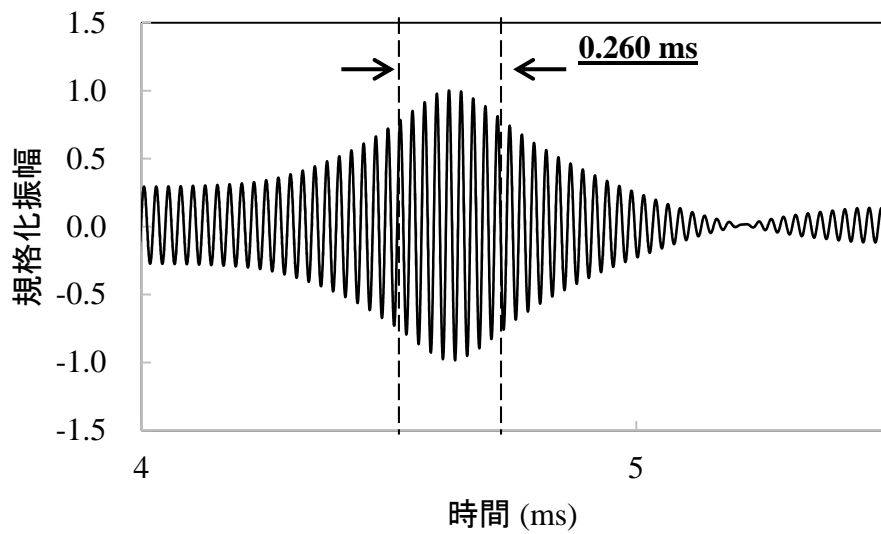


(b) Spectrum

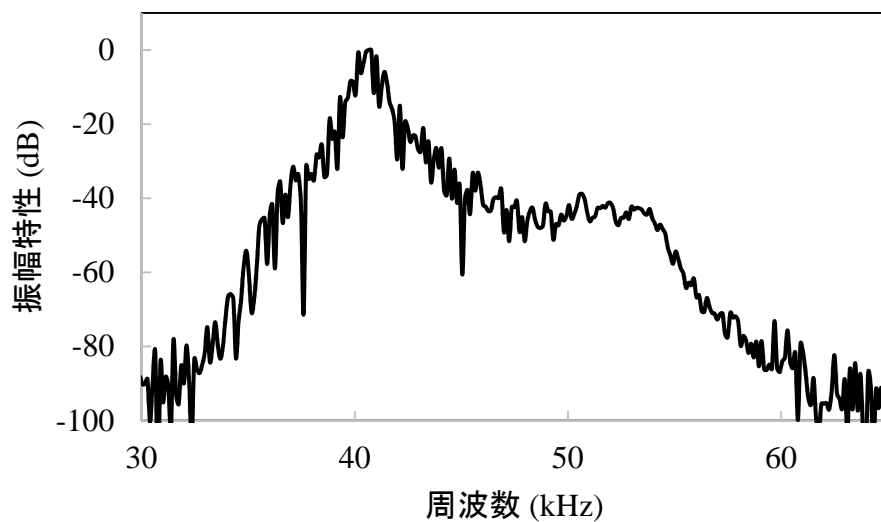
Fig. 6-4 ESCFM 信号を用いた場合の標準受信信号

また、ESC FM 信号を用いた場合の標準受信信号を Fig. 6-4 に示す。チャープ波を用いた場合の標準受信信号と比較して、各 SCT 信号を用いた場合にその標準受信信号は周波数特性が平坦になっていることが見受けられる。

パルス圧縮信号例として、 $h = 0 \text{ m}$ での各送信信号を用いた場合のパルス圧縮信号を以下にそれぞれ示す。



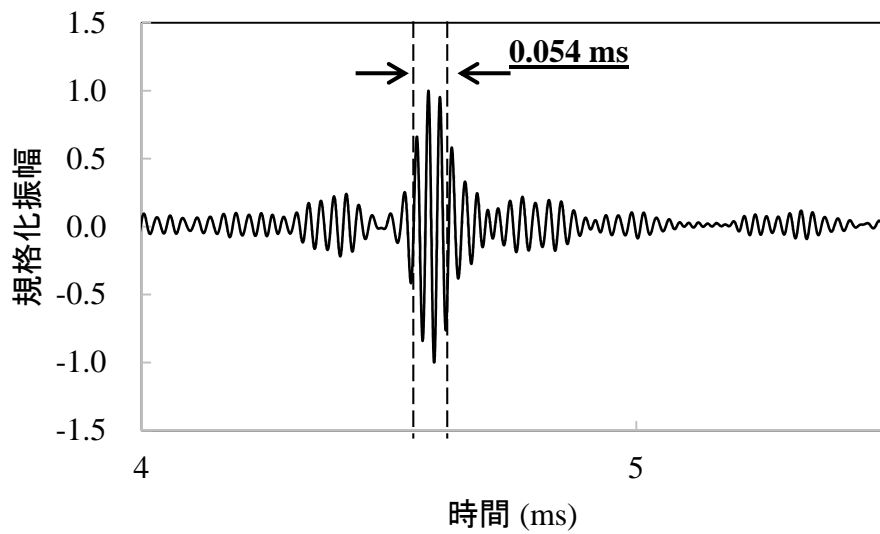
(a) Waveform



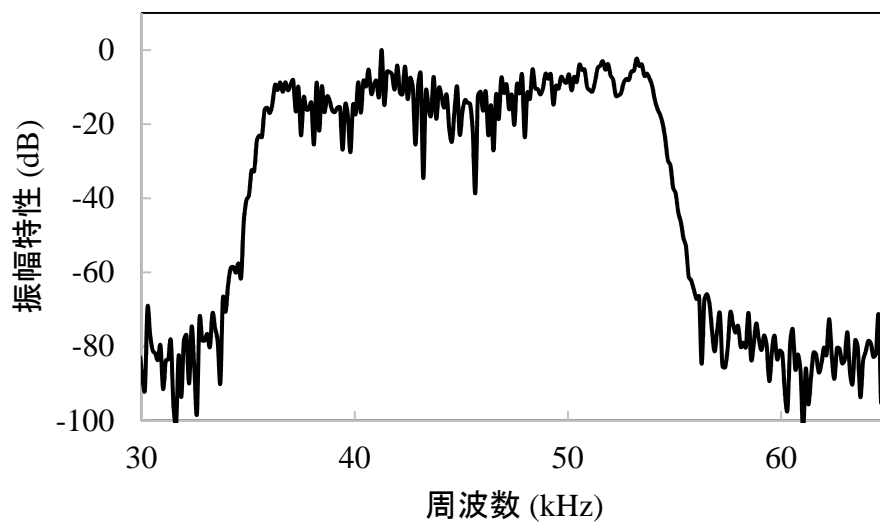
(b) Spectrum

Fig. 6-5 チャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例

$h = 0 \text{ m}$ でのチャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号例を Fig. 6-5 に示す。
 チャープ波を用いた場合のパルス圧縮信号の絶対値包絡線上の-3 dB パルス幅は
 0.260 ms となった。



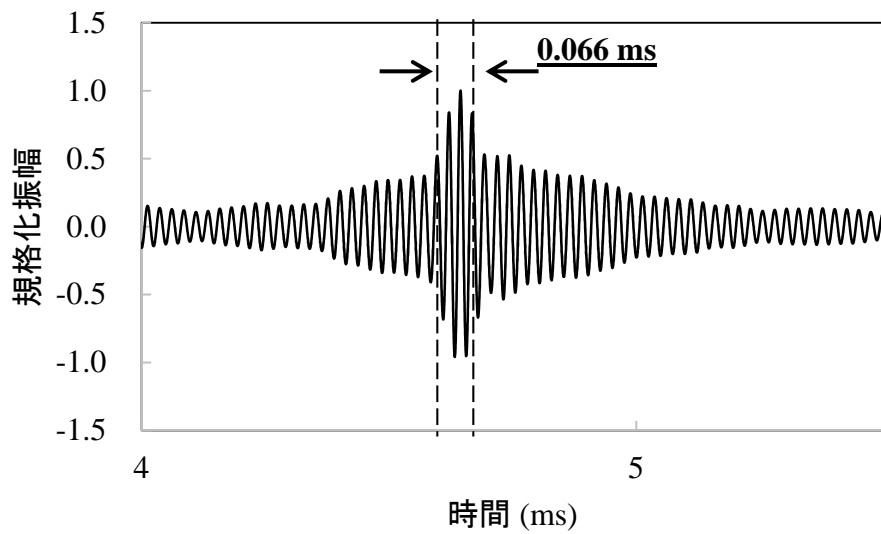
(a) Waveform



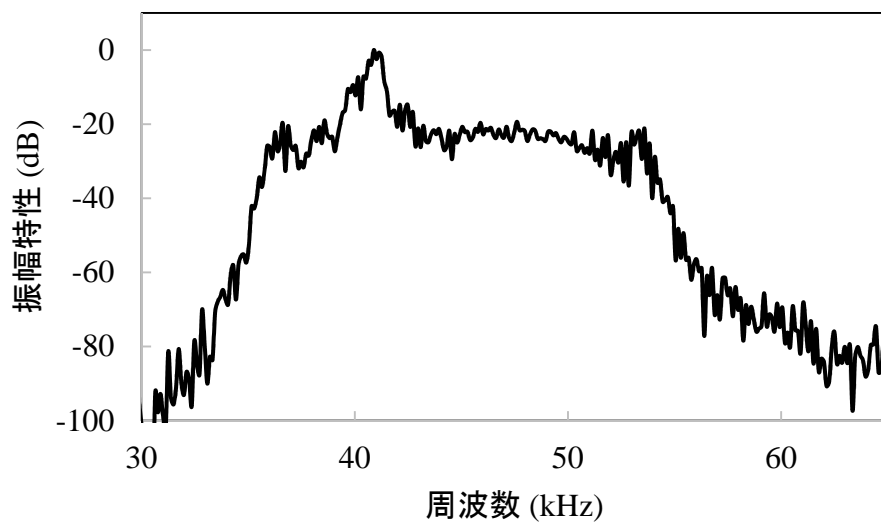
(b) Spectrum

Fig. 6-6 SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例

$h = 0$ m での SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例を Fig. 6-6 に示す。SCAM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号の絶対値包絡線上の -3 dB パルス幅は 0.054 ms となった。チャープ波を用いた場合と比較して、SCAM 信号を用いた場合はパルス幅が 1/5 程度に短縮された。



(a) Waveform



(b) Spectrum

Fig. 6-7 ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例

$h = 0$ m での ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号例を Fig. 6-7 に示す. ESCFM 信号を用いた場合のパルス圧縮信号の絶対値包絡線上の-3 dB パルス幅は 0.066 ms となった. チャープ波を用いた場合と比較して, ESCFM 信号を用いた場合はパルス幅が 1/4 程度に短縮された. これは, SCT 信号の周波数特性の補正により, 受信信号の周波数特性が広帯域化かつ平坦化されたことを示してい

る.

目標物を各座標 $(0.8, h)$ に設置し、それぞれの送信信号を用いて 20 回方位測定して測定された方位角の誤差偏差を求めた. 方位計測誤差偏差 ERR_{θ} は, N を測定回数, θ_m を測定された方位角, θ を設置条件より求められた方位角の理論値として, Eq. 6-2 より求められた.

$$ERR_{\theta} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=1}^N (\theta_m - \theta)^2} \quad (6-2)$$

方位測定誤差偏差を Fig. 6-8 に示す.

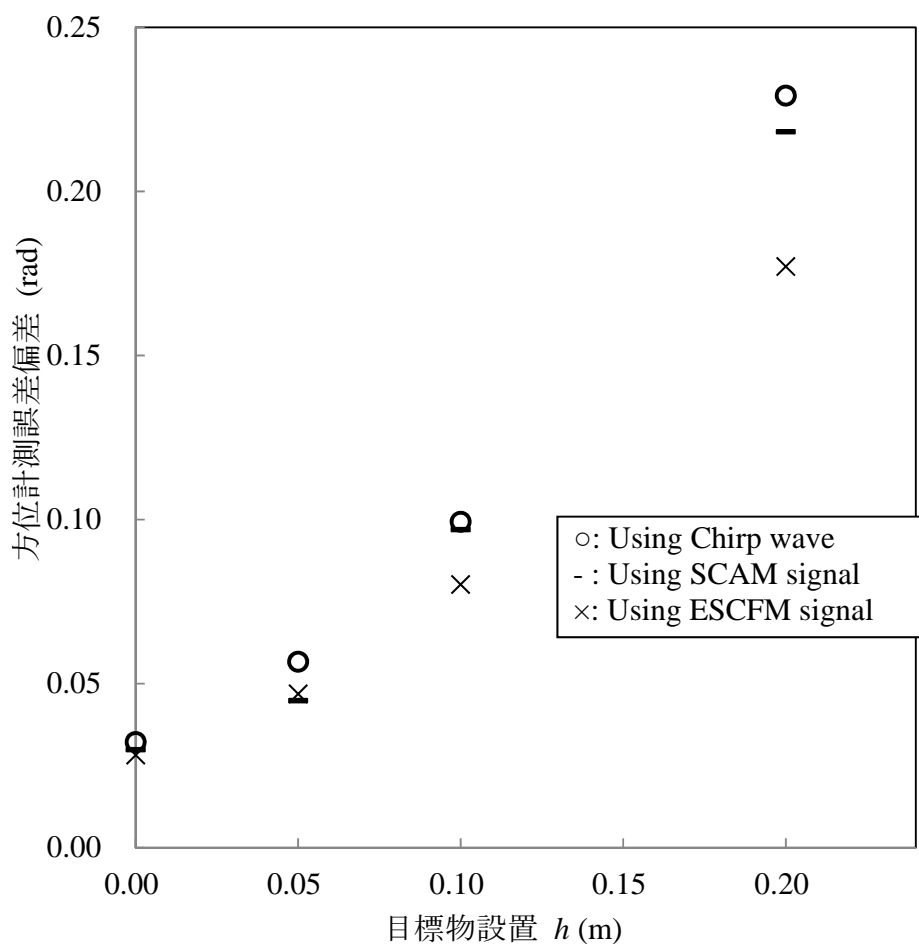


Fig. 6-8 方位計測誤差偏差

チャープ波を用いた場合と比較して、SCT 信号を用いた場合は測定精度が向上した。これは、周波数特性が補正された SCT 信号を用いることでパルス圧縮に有効な帯域が広がり、高精度の距離測定ができたためと考えられる。また、SN 比が低下する設置条件では ESCFM 信号を用いることで、方位測定の測定精度が比較的向上した。これは、ESCFM 信号を用いることで比較的広範囲で高精度の方位測定が可能であることを示している。

6-3 まとめ

SCT 信号とパルス圧縮法を併用した高精度距離測定の応用計測として、受波器を 2 つ用いた 2 次元平面上での空中物体方位計測を提案し、その有効性を実験的に検討した。SCT 信号を用いることで、チャープ波を用いた場合と比較して、パルス圧縮信号の -6dB パルス幅は 75 % 以上短縮された。これは、-6dB 以下の周波数帯域に周波数補正できる帯域が広く存在していたことを示している。より鋭いパルスより TOF 計測することで、結果的に SCT 信号を用いた方位測定精度は向上し、特に、SN 比の低下する設置条件において ESCFM 信号を用いることでより高精度の方位計測が可能となった。

第7章 まとめ

7-1 各種実験結果の比較検討

高精度の超音波計測を目指し、受信信号の広帯域化のため、感度補正型送信信号を考案した。また、SN 比に配慮して、周波数変調の非線形性より周波数特性を補正した、感度補正 FM 信号を考案した。感度補正 FM 信号は、振幅等価型およびエネルギー等価型の 2 種類の感度補正 FM 信号が考案された。

加えて、実測における信号の周波数帯域の制限に配慮して、線形予測法を用いた信号帯域の拡大法を提案した。

感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した超音波距離測定法を提案してその効果を実験的に検討した。さらに、感度補正型送信信号と線形予測法を併用した超音波距離測定法を提案してその効果を実験的に検討した。

高精度の距離測定が求められる超音波計測として、感度補正型信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法の移動物体の速度計測への応用を提案した。

また、感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した高精度距離測定、目標物の方位測定への応用を提案した。

本研究では、信号周波数帯域の広帯域化および帯域拡大方法を考案し、それらを用いた超音波計測法を提案した。その結果より明らかにされたことを Table 7-1 に示す。

Table 7-1 実験結果

	SCAM 信号	ASCFM 信号	ESCFM 信号
パルス圧縮信号 (水中)	パルス幅が 18%程度短縮(水中) パルス幅が 80 %程度短縮(空中・方位)	パルス幅が 12%程度短縮	パルス幅が 75 %程度短縮(空中・方位)
LP 処理による帯 域拡大信号 (空中)	パルス幅が 76%程度短縮	-	パルス幅が 54%程度短縮
水中距離測定	高 SN 比の設置条件 測定精度の顕著な違いはなし 低 SN 比の設置条件 測定精度が低下	高 SN 比の設置条件 測定精度の顕著な違いはなし 低 SN 比の設置条件 復原低距離の分散が小さくなり、測定精度 が僅かに向上	-
LP 帯域拡大法を 用いた空中距離 測定	測定精度が 2~7 mm 程度向上	-	高 SN 比の設置条件 測定精度は僅かに向上 低 SN 比の設置条件 測定精度が低下
空中速度計測	測定精度が 0.06 m/s 程度向上	-	測定精度が 0.06 m/s 程度向上
LP 帯域拡大法を 用いた空中速度 計測	SCT 信号を用いた速度計測精度との顕著な 違いはなし	-	測定精度が低下
空中方位計測	測定精度が向上 低 SN 比の設置条件では測定精度が僅かに 向上	-	測定精度が向上 低 SN 比の設置条件では測定精度が 0.05 rad 向上

[1] 感度補正 AM 信号

- ◆ チャープ波とチャープ波を送信した場合の受信信号を基に作成された感度補正 AM 信号は、周波数特性が補正された送信信号になり、感度補正 AM 信号を用いることで、その受信信号の周波数特性は平坦化された
- ◆ 水中距離測定においてチャープ波を用いた場合と比較して、パルス圧縮信号のパルス幅が 18 %程度短縮された

[2] 感度補正 FM 信号

- ◆ 時間域の振幅が不変で周波数特性が補正された送信信号を作成することができた
- ◆ エネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いることで、振幅等価型感度補正 FM 信号と比較して、周波数特性の補正効果が向上した

- ◆ 振幅等価型感度補正 FM 信号を用いることで、水中距離測定においてチャープ波を用いた場合と比較して、パルス圧縮信号のパルス幅が 12 %程度短縮された

[3] 線形予測処理による信号帯域の拡大法

- ◆ この信号帯域の拡大法は、感度補正型送信信号に受信信号による受信信号の平坦化に着目したもので、平坦な周波数帯域を基に求められた予測値を SN 比の悪い周波数帯域に外挿することで、信号の時間分解能が向上した
- ◆ 空中距離測定において、線形予測処理による帯域拡大することで、感度補正 AM 信号を用いた場合は 76 %，エネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いた場合は 54 %程度、それぞれの信号のパルス幅が短縮された

[4] 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定法

- ◆ 水中超音波計測を想定した距離測定において、感度補正 AM 信号および振幅等価型感度補正 FM 信号とパルス圧縮法を併用した距離測定が行われた
- ◆ 受信信号の SN 比が高い設置条件においては、チャープ波を用いた場合と感度補正型送信信号を用いた場合の距離測定精度に顕著な違いは現れなかった
- ◆ 受信信号の SN が比較的に低下する設置条件において、チャープ波を用いた場合と比較して、感度補正 AM 信号を用いた場合の距離測定精度は低下し、
- ◆ 一方で、振幅等価型感度補正 FM 信号を用いた場合は僅かに誤差偏差が小さくなった

[5] 感度補正型送信信号と線形予測処理による帯域拡大法を併用した距離測定法

- ◆ 空中超音波計測を想定した距離測定において、感度補正 AM 信号およびエネルギー等価型感度補正 FM 信号と線形予測処理による帯域拡大法を併用した距離測定が行われた
- ◆ 感度補正 AM 信号を用いた場合は、帯域拡大法を用いることで 2~7 mm 程度距離測定誤差偏差が小さくなった

- ◆ エネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いた場合は、帯域拡大法を用いることで、受信信号の SN 比が低下する設置条件では距離測定精度が低下した
- [6] 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定の移動物体の速度計測法への応用

- ◆ 空中移動物体を想定した速度計測において、感度補正 AM 信号およびエネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いることで、チャープ波を用いた場合と比較して速度測定精度が 0.06 m/s 程度向上した
- ◆ 一方で、線形予測処理による信号周波数帯域の拡大は、感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した移動物体の速度計測において、その有効性が示されなかった

[7] 感度補正型送信信号とパルス圧縮法を併用した距離測定の方角計測への応用

- ◆ 空中物体を想定した 2 次元平面上での方角計測において、感度補正 AM 信号およびエネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いることで、チャープ波を用いた場合と比較して、方角測定精度が向上した
- ◆ 特に受信信号の SN 比が低下する設置条件においては、感度補正 AM 信号を用いた場合は僅かに、エネルギー等価型感度補正 FM 信号を用いた場合は 0.05 rad 程度、それぞれの方角測定誤差偏差が小さくなった

本研究の測定条件では、感度補正型送信信号を用いて、送・受波器の感度特性の -30 dB 程度の帯域の周波数特性を補正することで、パルス圧縮信号の時間分解能を向上させることができた。しかしながら、その効果は測定に用いられる超音波トランスデューサに影響されるため、水中距離測定で用いられたように、送・受波器の感度特性が比較的平坦であった場合は信号の広帯域化の効果は小さく、一方で、空中計測で用いられた送・受波器のように、周波数特性の補正によって平坦化することができる帯域が広い場合に周波数特性の補正の効果がより大きくなるものと考えられる。

また、感度補正型送信信号による超音波計測に線形予測処理による帯域拡大法を用いることで、信号の時間分解能をさらに向上させることができた。線形予測処理を用いた帯域拡大は、感度の良い平坦な周波数帯域を用いて感度の悪い周波数帯域を補うため、第3章に示すように、比較的感度特性が平坦なトランスデューサを用いた水中計測においては、チャープ波を用いた場合であっても時間分解能が向上した。したがって、線形予測処理を用いた帯域拡大法は、感度補正 FM 信号と比較して周波数特性の補正効果が高い、感度補正 AM 信号を用いることで、より帯域拡大の効果が向上するものと考えられる。ここで、感度補正 AM 信号は比較的受信 SN 比が低下するため、送信振幅や測定範囲などの計測条件に配慮することで、より効果的に超音波計測することができると考えられる。

7-2 結論

総じて、本研究より、以下のことが明らかになった。

- [1] 感度補正型送信信号は、特に汎用空中超音波センサのような感度特性をもつ送・受波器を用いた超音波パルスエコー法の測定精度向上に有効である
- [2] 受信 SN 比が低い場合は感度補正 FM 信号を送信信号に用いることが有効である
- [3] 感度補正型送信信号と線形予測帯域拡大化処理を併用する方法はパルス圧縮信号の時間分解能の向上に有効である

また、今後の研究発展の課題として、感度補正 FM 信号の周波数特性の補正効果の向上、線形予測処理における予測次数が計測精度に与える影響や応用例の具体化などが挙げられる。

感度補正型 FM 信号は、その送信パルスの時間幅を広げることで各周波数成分に割り当てられるエネルギーが増加し、周波数特性の補正効果の向上が期待できる。

線形予測法を用いた信号帯域拡大法は、線形予測処理における予測次数の影響を受けるため、適切な予測次数を選定することで時間分解能の更なる向上や測定精度向上の可能性が考えられる。

また、特定のアプリケーションで、伝搬経路の影響が大きく、かつ、規則性がある場合、その伝搬経路の影響を送信信号で補正することで、更なる測定精度の向上が期待できる。

参考文献

- [1] Scott A. walter, “The Sonar Ring: Obstacle Detection for a Mobile Robot,” Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 4, PP. 1574 - 1579, (1987).
- [2] James L. Crowley, “World Modeling and Position Estimation for a Mobile Robot Using Ultrasonic Ranging,” Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, PP. 674 – 680, (1989).
- [3] Johann Borenstein and Yoram Koren, “Noise Rejection for Ultrasonic Sensors in Mobile Robot Applications,” Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, PP. 1727 – 1732, (1992).
- [4] K. Audenhaert, H. Peremans, Y. Kawahara and J. Van Campenhout, “Accurate Ranging of Multiple Objects Using Ultrasonic Sensors,” Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, PP. 1733 – 1738, May, (1992).
- [5] Sumio Watanabe and Masahide Yoneyama, “An Ultrasonic Visual Sensor for Three-Dimensional Object Recognition Using Neural Networks,” IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 8, No. 2, PP. 240 – 249, (1992).
- [6] H. Vaataja, H. Hakala, P. Mattila and R. Suoranta, “3-D Simulation of Ultrasonic Sensor System in Mobile Robots,” Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium, Vol. 1, PP. 333 – 336, (1992).
- [7] Tsutomu Tanzawa, Noriaki Kiyohiro, Shinji Kotani and Hideo Mori, “The Ultrasonic Range Finder for Outdoor Mobile Robots,” Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems 95. ‘Human Robot Interaction and Cooperative Robots’, Vol. 3, PP. 368 – 373, (1995).
- [8] Eduardo Oliveira Freire, Teodiano Freire Bastos and Vladimir Dynniov, “An Agent-Based Ultrasonic Sensing System for Mobile Robots,” Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, PP. 646 – 649, (1997).
- [9] A. C. R. Alves and H. C. Junior, “Mobile Ultrasonic Sensing in Mobile Robot,” IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Vol. 4, PP. 2599 – 2604,

- (2002).
- [10]J. M. G. Borsboom, C. T. Chin, A. Bouakaz, M. Versluis, and Nico de Jong, “Harmonic Chirp Imaging Method for Ultrasound Contrast Agent,” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 52, No. 2, PP. 241 – 249, (2005).
- [11]Dong-Won Jung, Zhong-Soo Lim, Byung-Geuk Kim and Nak-ku Kim, “Multi-Channel Ultrasonic Sensor System for Obstacle Detection of the Mobile Robot,”International Conference on Control, Automation and Systems, PP. 2347 – 2351, (2007).
- [12]土屋利雄, “水中音波を用いた沈没物体の探索,” 日本音響学会誌, Vol. 58, No. 9, PP. 617 – 622, (2002).
- [13]前田文孝, 浅田昭, 倉本和興, 倉重吉範, 南利光彦, “水中セキュリティソーナシステムにおける船舶搭載型音響レーダーを用いた自動目標検出・追尾機能の開発,” 海洋音響学会 2008 年度研究発表会講演論文集, PP. 19 – 22, (2008).
- [14]住吉夏輝, 松本さゆり, 平林丈嗣, 片倉景義, 松本崇司, 福田治美, 久米英輝, “港湾鋼構造物の非接触肉厚測定装置の開発 -鋼管杭式栈橋での実海域試験について-,” 海洋音響学会 2010 年度研究発表会講演論文集, PP. 25 – 27, (2010).
- [15]佐藤哲也, 杉本雅則, 橋爪宏達, “高精度超音波移動体測位のための位相一致法の拡張手法,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J92-A, No. 12, PP. 953 – 963, (2009).
- [16]犬伏裕基, 高橋紀行, 朱弘博, 谷口研二, “PN 符号パルス圧縮とビームフォーミング技術を用いた超音波立体視センサ,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J90-A, No. 6, PP. 517 – 523, (2007).
- [17]滝宏文, 八島秀旭, 佐藤享, “視覚障害者のための高分解能超音波視覚代行システムに用いるハイブリット方式とセンサの検討,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J88-A, No. 5, PP. 568 – 576, (2005).
- [18]Daniele Mariolil, Claudio Narduzzi, Carlo Offelli, Dario Petri, Emilio Sardini and Andrea Taroni, “Digital Time-of-Flight Measurement for Ultrasonic Sensors,” IEEE

- Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 41, No. 1, PP. 93 – 97, (1992).
- [19] Francis. E. Gueuning, Mihai Varlan, Christian E. Eugene and Pascal Dupuis, “Accurate Distance Measurement by an Autonomous Ultrasonic System Combining Time-of Flight and Phase-Shift Methods,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, Issue 6, PP. 1236 – 1240, (1997).
- [20] Shyh-Biau Jiang, Chi-Ming Yang, Rui-Song Huang, Chao-Yi Fang, and Tse-Linang Yeh, “An Innovative Ultrasonic Time-of-Flight Measurement Method Using Peak Time Sequences of Different Frequencies - Part I,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60, No. 3, PP 735 – 744, (2011).
- [21] Chi-Ming Yang, Shyh-Biau Jiang, Da-Yuan Lin, Fu-Min Lu, Ying-Ming Wu and Tse-Linang Yeh, “An Innovative Ultrasonic Time-of-Flight Measurement Method Using Peak Time Sequences of Different Frequencies - Part II: Implementation,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60, No. 3, PP 745 – 756, (2011).
- [22] Charles E. Cook, “Pulse Compression – Key to More Efficient Rader Transmission,” Proceedings of the IRE, Vol. 48, Issue 3, PP. 310 – 316, (1960).
- [23] H. O. Ramp and E. R. Wingrove, “Principles of Pulse Compression” IEEE Transactions on Military Electronics, Vol. MIL-5, Issue 2, PP. 109 – 116, (1961).
- [24] R. C. Thor, “A Large Time-Bandwidth Product Pulse-Compression Technique,” IRE Transactions on Military Electronics, Vol. MIL-6, PP. 169 – 173, (1962).
- [25] Evert N. Fowle, “The Design of FM Pulse compression Signals,” IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 10, Issue 1, PP. 61 – 67, (1964).
- [26] W. D. T. Davies, “Using The Binary Maximum Length Sequence for The Identification of system dynamics,” Proceedings of The Institution of Electrical Engineers, Vol. 114, Issue 10, PP. 1582 – 1584, (1967).
- [27] 柏木潤, “M 系列とその応用,” 電子情報通信学会論文誌, Vol. 76, No. 12, PP. 1337 – 1340, (1993).
- [28] 樊春明, 安田明生, “測距信号としての M 系列の検出性能,” 電子情報通信学会論文誌 B- II, Vol. J80-B- II, No. 4, PP. 361 – 367, (1997).

- [29] 富澤良行, 荒川郁男, “相関型地中レーダの S/N 改善比の導出,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J82-B, No. 1, PP. 180 – 183, (1999).
- [30] 富澤良行, 荒川郁男, “符号化パルス地中レーダの一方式,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J83-B, No. 10, PP. 1462 – 1470, (2000).
- [31] Tor Helleseth, “Crosscorrelation of m-Sequences, Exponential Sums and Dickson Polynomials,” IEICE Transactions on Fundamentals, Vol. E93-A, No. 11, PP. 2212 – 2219, (2010).
- [32] Klaus-Werner Jorg and Markus Berg, “Mobile Robot Sonar Sensing with Pseudo-Random Codes,” Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 4, PP. 2807 – 2812, May, (1998).
- [33] Hannes Elmer and Herbert Schweinzer, “High Resolution Ultrasonic Distance Measurement in Air Using Coded Signals,” Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology conference, Vol. 2, PP. 1565 – 1570, May, (2002)
- [34] T. H. Gan, D. A. Hutchins, D. R. Billson and D. W. Schindel, “High-Resolution, Air-Coupled Ultrasonic Imaging of Thin Materials,” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 50, No. 11, PP. 1516 – 1524, (2003).
- [35] T. H. Gan, D. A. Hutchins, R. J. Green, M. K. Andrews and P. D. Harris, “Noncontact, High-Resolution Ultrasonic Imaging of Wood Samples Using Coded Chirp Waveforms,” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 52, No. 2, PP. 280 – 288, (2005).
- [36] S. Kiryu, T. Moriya, Y. Masasumi and T. Fuse, “FM Chirp Pulse Compression System for Ultrasonotomography,” Proceedings of IEEE Symposium on Noise and Clutter Rejections in Radars and Imaging Sensors, PP. 176 – 181, (1984).
- [37] S. G. Schock, L. R. Leblanc and S. Panda, “Spatial and Temporal Pulse Design Considerations for A Marine Sediment Classification sonar,” IEEE Journal of Oceanic Engineering,” Vol. 19, Issue 3, PP. 406 – 415, July, (1994).
- [38] Albert Macovski, “Ultrasonic imaging using arrays,” Proceedings of IEEE, Vol. 67, Issue 4, PP. 484 – 495, Apr., (1979).
- [39] Roberto Lavarello, Farzad Kamalabadi and William D. O’Brien, Jr., “A Regularized

- Inverse Approach to Ultrasonic Pulse-Echo Imaging,” IEEE Transactions on Medical Imaging, vol. 25, No. 6, PP. 712 - 722, (2006).
- [40]H. Matsuo, T. Yamaguchi and H. Hachiya, “Target Detectability Using Coded Acoustic Signal in Indoor Environments,” Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 47, PP. 4325 – 4328, (2008).
- [41]伊達玄, “数論の音響分野への応用,” 日本音響学会誌, Vol. 42, No. 11, PP. 884 – 893, (1986).
- [42]伊藤俊夫, 杉本雅則, 橋爪宏達, “最適化したマルチキャリア信号と合成送信開口による高画質音響イメージング,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J93-A, No. 5, PP. 341 – 352, (2010).
- [43]米山淳, 田口譲, 鎌倉友男, 村田恒隆, 上田浩次 “パルス圧縮法を用いた超音波距離計測,” 電子情報通信学会, 信学技報, US2003, PP. 31-34 2 月, (2004).
- [44]Bruno Haider, Peter A. Lewin and Kai E. Thomenius, “Pulse Elongation and Deconvolution Filtering for Medical Ultrasonic Imaging,” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 45, No. 1, PP. 98 – 113, (1998).
- [45]J.A. Jensen, J. Mathornel T. Gruvscn, and B. Stage, “Deconvolution of in-vivo ultrasound B-mode images,” Ultrason. Imag., Vol.15. pp.122-133, 1993.
- [46]Takeshi Manabe and Hitoshi Takai, ” Superresolution of Multipath Delay Profiles Measured by PN Correlation Method,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 40, Issue 5, PP. 500 - 509, (1992).
- [47]Masaki Fujiwara, Kan Okubo and Norio Tagawa, “A Novel Technique for High Resolution Ultrasound Imaging Super Resolution FM-Chirp Correlation Method (SCM),” Proceedings of IEEE International Ultrasonic Symposium, PP. 2390 – 2393, Oct., (2009).
- [48]Laurence R. Welch and Martin D. Fox, “Practical Spread Spectrum Pulse Compression for Ultrasonic Tissue Imaging,” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 45, No. 2, PP. 349 – 355, (1998).

- [49] David M. J. Cowell and Steven Freear, "Separation of Overlapping Linear Frequency Modulated (LFM) Signals Using the Fractional Fourier Transform," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 57, No. 10, PP. 2324 – 2333, (2010).
- [50] Prakash Pallav, Tat Hean Gan and David A. Hutchins, "Elliptical-Tukey Chirp Signal for High-Resolution, Air-Coupled Ultrasonic Imaging," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 54, No. 8, PP. 1530 – 1540, (2007).
- [51] S. Hirata, M. K. Kurosawa, T. Katagiri, "Cross-Correlation by Single-Bit Signal Processing for Ultrasonic Distance Measurement," *IEICE Transaction on Fundamentals*, Vol. E91-A, No. 4, pp. 1031 – 1037, (2008)
- [52] Shinnosuke Hirata, Minoru Kuribayashi Kurosawa and Takashi Katagiri, "Real-Time Ultrasonic Distance Measurements for Autonomous Mobile Robots Using Cross Correlation by Single-Bit Signal Processing," *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, PP. 3601 – 3606, May, (2009)
- [53] 藤本卓也, "低域バンドでの SN 比改善を目的とした TSP 信号に関する検討," *日本音響学会 1999 年秋季研究発表会講演論文集*, PP. 433 – 434, 9 月, (1999).
- [54] 藤本卓也, "低域バンドでの SN 比改善を目的とした TSP 信号に関する検討-高調波歪の除去-, " *日本音響学会 2000 年春季研究発表会講演論文集*, PP. 555 – 556, 3 月, (2000).
- [55] Jan J. Kroszczyński, "Pulse Compression by Means of Linear-Period Modulation," *Proceedings of IEEE*, Vol. 57, No. 7, Jul., (1969).
- [56] Martin Pollakowski and Helmut Ermet, "Chirp Signal Matching and Signal Power Optimization in Pulse-Echo Mode Ultrasonic Nondestructive Testing," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 41, No. 5, PP. 655 – 659, (1994).
- [57] Ryo Toh and Seiichi Motooka, "Target Ranging Using Ultrasonic Sensitivity-Compensated Signal and Pulse Compression," *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol.48, 07GB09, (2009).

- [58] Ryo Toh, Dai Chimura, Seiichi Motooka, "Target Ranging by Using Ultrasonic Adaptive Signal and Pulse Compression," Proceedings of Symposium on Ultrasonic Electronics, Vol. 29 PP. 213 – 214 Nov., (2008).
- [59] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "FM 適応送信信号を用いたパルス圧縮法に関する基礎的研究," 海洋音響学会 2008 年度研究発表会講演論文集, PP. 61 – 62, 5 月, (2008).
- [60] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "適応送信信号による受信信号の広帯域化," 日本音響学会 2008 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1457 – 1458, 9 月, (2008).
- [61] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "適応形送信信号を用いた空中物体の距離測定," 日本音響学会 2009 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1289 – 1290, 3 月, (2009).
- [62] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "非線形 FM 変調信号を用いた受信信号の広帯域化に関する基礎的研究," 電子情報通信学会技術研究報告, (IEICE Technical Report US2010 -12), Vol. 110, No. 38, PP. 27 – 30, 5 月, (2010).
- [63] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "空中物体の距離測定における信号の広帯域化 –非線形変調による FM 信号の作成に関する検討-, " 日本音響学会 2011 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1389 – 1390, 9 月, (2011).
- [64] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "広帯域化信号を用いた空中物体の音響計測 –感度補正信号と線形予測法の併用に関する検討-, " 日本音響学会 2012 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1417 – 1418, 3 月, (2012).
- [65] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "感度補正型信号を用いた空中物体の音響計測法 –線形予測法による信号帯域の拡大の効果について-, " 日本音響学会 2012 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1469 – 1470, 9 月, (2012 年).
- [66] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "感度補正形送信信号を用いた空中物体の距離測定精度," 日本音響学会 2009 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1325 – 1326, 9 月, (2009 年).
- [67] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "FM 感度補正信号とパルス圧縮を併用した水中距離測定法," 海洋音響学会誌, Vol. 38, No. 2, PP. 61 – 71, (2011).
- [68] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "FM 感度補正信号を用いた水中距離測定," 海洋音響学会 2010 年度研究発表会講演論文集, PP. 63 – 64, 5 月, (2010).
- [69] 千村大, 陶良, 本岡誠一, "感度補正型信号と線形予測法を併用した空中物体の超音波距離測定法," 日本音響学会誌, Vol. 70, No. 1, PP. 7 – 15, (2014).

- [70]千村大, 陶良, 本岡誠一, “広帯域化信号を用いた空中物体の音響計測 –感度補正信号と線形予測法の併用に関する検討-,” 日本音響学会 2012 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1417 – 1418, 3 月, (2012).
- [71]千村大, 陶良, 本岡誠一, “音響計測における感度補正送信信号を用いた受信信号の広帯域化,” 海洋音響学会誌, Vol. 40, No. 2, PP. 49 – 54, (2013), [2012 年度第 1 回談話会要旨].
- [72]Ryo Toh, Dai Chimura, Seiichi Motooka, “Speed Measurement of Moving Object by Using Sensitivity Compensated Ultrasonic Transmitting Signal and Pulse Compression,” Proceedings of 20th International Congress on Acoustics, (ICA 2010), PP. 23 – 27, Aug., (2010).
- [73]Dai Chimura, Ryo Toh, Seiichi Motooka, “Speed Measurement by Using Sensitivity Compensated FM Signal,” Proceedings of Symposium on Ultrasonic Electronics, Vol. 32, PP. 73 – 74, Nov., (2011).
- [74]Ryo Toh, Dai Chimura, Seiichi Motooka, “An Experimental Study on Speed Measurement Using Sensitivity Compensated Signal and Linear Prediction Processing,” Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium International 2012, PP. 1461 – 1462, oct., (2012).
- [75]千村大, 陶良, 本岡誠一, “感度補正信号を用いた空中物体の速度計測法,” 日本音響学会 2010 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1455 – 1456, 3 月, (2010).
- [76]千村大, 陶良, 本岡誠一, “感度補正型信号とパルス圧縮を併用した速度計測精度,” 日本音響学会 2010 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1301 – 1302, 9 月, (2010 年).
- [77]千村大, 陶良, 本岡誠一, “パルス圧縮法を用いた空中物体の速度計測法 –線形予測法による信号の広帯域化に関する検討-,” 日本音響学会 2011 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1561 – 1562, 3 月, (2011).
- [78]Dai Chimura, Ryo Toh, Seiichi Motooka, “Direction measurement in Air Using Sensitivity Compensated Signal and Pulse Compression,” International Conference on Advanced Computer Science and Electronics Information (ICACSEI 2013), PP. 253 – 256, Jul., (2013).
- [79]Dai Chimura, Ryo Toh, Seiichi Motooka, “Sensitivity Compensated Transmitting Signal for Direction Measurement Using Pulse Compression,” Symposium on Ultrasonic Electronics, PP. 121 122, Nov., (2013).
- [80]千村大, 陶良, 本岡誠一, “感度補正型信号を用いた空中物体の方位計測法に関

- する検討,” 日本音響学会 2013 年春季研究発表会講演論文集, PP. 1447 – 1448, 3 月, (2013).
- [81]千村大, 陶良, 本岡誠一, “感度補正型 FM 信号とパルス圧縮法を併用した空中物体の方位計測,” 日本音響学会 2013 年秋季研究発表会講演論文集, PP. 1327 – 1328, 9 月, (2013).
- [82]Dai Chimura, Ryo Toh, Seiichi Motooka, “Direction Measurement by Using Sensitivity Compensated transmitting Signal with Pulse Compression,” *Japanese Journal of Applied Physics*, [投稿中].
- [83]青天目真広, 高根昭一, 安倍幸治, 渡邊貫治, 佐藤宗純, “線形予測された HRIR の主観的評価に関する検討,” 日本音響学会 2008 年秋季研究発表会講演論文集, pp.747 - 748, 9 月, (2008).
- [84]岡本琢磨, 岩谷幸雄, 鈴木陽一, “観測信号の白色化による線形予測ブラインド残響除去の高精度化,” 日本音響学会 2009 年春季研究発表会講演論文集, pp.675 – 676, 3 月, (2009).
- [85]Kjell Kristoffersen, “Optimal Receiver Filtering in Pulsed Doppler Ultrasound Blood Velocity Measurements,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. UFFC-33, No. 1, PP. 51 – 58, (1986).
- [86]G. Gimenez, C. Cachard, and D. Vray, “Use of an Analytic Signal to Model Interaction Between an Acoustic Wave and a Moving Target with a Time-Dependent Velocity,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 37, No. 3, PP. 196 – 204, (1990).
- [87]Oliver Bou Matar, Jean P. Remenieras, Christian Bruneel, Alain Roncin and Frederic Patat, “Noncontact Measurement of Vibration Using Airborne Ultrasound,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 45, No. 3, PP. 626 – 633, (1998).
- [88]Gabriele Guidi and Simone Falteri, “Phase Measurement of Acoustic Fields Based on a Moving Target,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 46, No. 3, PP. 679 – 689, (1999).
- [89]Simone Balocco, Olivier Basset, Guy Courbebaisse, Enrico Boni, Piero Tortoli and Christian Cachard, “Noninvasive Young’s Modulus Evaluation of Tissues Surrounding Pulsatile Vessels Using Ultrasound Doppler Measurement,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 54, No. 6, PP. 1265 – 1271, (2007).

謝辞

本研究の遂行にあたりまして、日頃より貴重なご助言、ご指導をいただきました陶良教授、本岡誠一名誉教授に心より感謝申し上げます。

また、本論文の作成に関して貴重なご意見いただきました、飯田一博教授、相知政司教授、長敬三教授、室英夫教授に心より感謝申し上げます。

本研究の一部は、文科省私立大学戦略的研究基盤形成支援事業 (S1311004) より助成されています。