

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-117964
(P2012-117964A)

(43) 公開日 平成24年6月21日 (2012.6.21)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 S 15/36 (2006.01)	GO 1 S 15/36	5 J 0 8 3
GO 1 S 7/52 (2006.01)	GO 1 S 7/52 U	

審査請求 未請求 請求項の数 13 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2010-269436 (P2010-269436)	(71) 出願人	501241645
(22) 出願日	平成22年12月2日 (2010.12.2)		学校法人 工学院大学
			東京都新宿区西新宿1丁目24番2号
		(74) 代理人	100079049
			弁理士 中島 淳
		(74) 代理人	100084995
			弁理士 加藤 和詳
		(74) 代理人	100099025
			弁理士 福田 浩志
		(72) 発明者	疋田 光孝
			東京都新宿区西新宿一丁目24番地2号
			工学院大学内
		Fターム(参考)	5J083 AA02 AC07 AC29 AD04 AD20
			AE08 BA16 BB12 BE17 BE42
			CA01 CA02

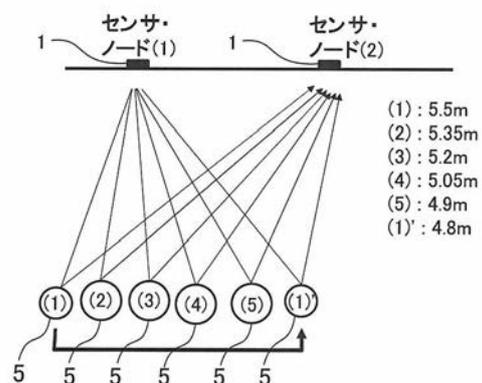
(54) 【発明の名称】 超音波計測システム

(57) 【要約】

【課題】低消費電力で、距離を高精度に測定出来る超音波計測システムを提供する。

【解決手段】送信トランスデューサから複数の連続波を周波数を変化させ送信し、受信トランスデューサでは受信波の送信波に対する相対的な振幅と位相を求め、これ等の値を元に離散的フーリエ変換しインパルス応答波形を得、この波形から送受信トランスデューサと反射物体までの距離を特定するシステムで、事前に測定データからトランスデューサの位相特性を差引くことで高い測定精度を得る。また、離散的フーリエ変換波形の包絡線ではなく波形そのものを用いて距離を測定することにより、極めて高精度な測定が可能となる。更に、時間の異なる2点の離散的フーリエ変換波形の差から物体の動きを特定することが可能となる。

【選択図】 図11



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

送信時間が異なる複数の波により構成され、各波は時間に対して周波数が変化しない連続的な波であり、各波の周波数は一定の周波数間隔で互いに異なる励振信号により励振されて超音波を対象物に送信する送信トランスデューサを備える送信部と、

前記対象物から反射した超音波を受信する受信トランスデューサを備える受信部と、

前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを用い、それらに前記周波数間隔で定まる演算処理を施すことによって、前記送信トランスデューサと前記対象物間の距離および前記対象物と前記受信トランスデューサ間の距離の和を算出する算出手段を備える処理部であって、該演算処理は前記送信用トランスデューサ間の距離が実質的にゼロの場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の固定の相対的な振幅と位相データを用いて、前記対象物に前記超音波を送信した場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データの少なくとも一方を補正する過程を含む前記処理部と、

を備えることを特徴とする超音波計測システム。

【請求項 2】

前記周波数間隔で定まる演算処理は離散的フーリエ変換であり、該周波数間隔で定まる各周波数は離散的フーリエ変換の各離散周波数に対応することを特徴とする請求項 1 記載の超音波計測システム。

【請求項 3】

前記演算処理は、固定の相対的な位相成分のみを引くことで補正する過程を含んでいることを特徴とする請求項 2 記載の超音波計測システム。

【請求項 4】

前記演算処理は、前記対象物に前記超音波を送信した場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データの両方を補正する過程を含んでいることを特徴とする請求項 2 記載の超音波計測システム。

【請求項 5】

離散的フーリエ変換を施し得られた波形の包絡線のピーク値近傍で、離散的フーリエ変換を施し得られた波形のゼロ点を基準に前記距離の和を計測することを特徴とする請求項 2 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 6】

前記演算処理を少なくとも 2 回以上行い得られた結果の差から前記対象物の動きを計測することを特徴とする請求項 2 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 7】

前記少なくとも 2 回以上の前記演算処理の前後 2 回を前者後者とし、前者の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを複素数で表した値から、後者の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを複素数で表した値を引いた結果を用い、それに前記周波数間隔で定まる離散的フーリエ変換を施した値を基に動きを計測することを特徴とする請求項 6 記載の超音波計測システム。

【請求項 8】

前記受信トランスデューサが前記対象物と共に移動し、前記離散的フーリエ変換の周波数間隔が、前記送信用トランスデューサ間の距離を音速で割った値すなわち時間の逆数より大きくその 2 倍より小さいことを特徴とする請求項 2 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 9】

前記送信部および前記受信部は電池で駆動されることを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 10】

前記送信トランスデューサと前記受信トランスデューサは、異なるトランスデューサで

10

20

30

40

50

ある請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 1 1】

前記送信トランスデューサと前記受信トランスデューサは、同一のトランスデューサである請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 1 2】

前記受信部と前記処理部は異なる位置に配置されている請求項 1 ~ 1 1 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【請求項 1 3】

前記受信部と前記処理部と一緒に移動する請求項 1 ~ 1 1 のいずれか 1 項に記載の超音波計測システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波を用いた計測システムに関し、特に将来のセンサ・ネットワーク等に導入可能な低消費電力でも高精度に距離を計測出来、かつ動く物体の動きまでをダイナミックに計測するシステムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、超音波を用いた距離計測は、パルスエコー法と呼ばれる手法が用いられていた。パルスエコー法は、ある周波数(例えば、空中利用の場合は40kHzなど)の超音波を非常に幅の狭いパルス状に切り出し、それを送信し物体から戻ってくるまでの時間を計測することで、距離を求めるものである。乗用車のバックサイドソナーなどに良く用いられる技術である(非特許文献 1 参照)。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2 0 0 9 - 2 7 6 1 1 8 号公報

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】黒木純輔、“超音波路面ソナーを用いた自動車の電子制御サスペンション、”1998年10月、超音波TECHNO(日刊工業出版)、第62項 第66項。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

家庭あるいはオフィスはもちろん医療や介護環境では、最近注目され始めたセンサ・ネットワークと言う新概念がある。安全で健康かつ快適な住環境を実現することを想定し、上記センサ・ネットワークのセンサ・ノードには各種のセンサと共に、居住者の動的状態をも把握するためのモニター機能を導入する検討も進められている。このようなモニターで最も一般的な装置はCCDカメラであるが、センサ・ノードには例えば電池一個で数年間の動作が求められるなど、非常に低消費電力な特性が必要である。従って、CCDカメラをセンサ・ノードへ導入することはほぼ不可能である。

【0006】

超音波を用いたセンサは、従来のパルスエコー法では、パルス状の超音波を送信し物体からの反射波をモニターする。複数の送信トランスデューサと複数の受信トランスデューサを組み合わせることによって、反射物体の位置に関してある程度情報を得ることが出来る。しかし、従来のパルスエコー法では、一般住宅等へ導入する場合、反射物体に対して距離分解能を高める為、パルス幅を狭くする必要がある。パルス幅を狭くすると、送信電力が減少するため、パルスの振幅を大きくすることで送信電力を一定に保つことを行っている。このため送信トランスデューサを駆動する送信最終段のパルス電圧は数~数十ボルト(V)に達する。このような回路はセンサ・ネットワークのセンサ・ノードのように電

10

20

30

40

50

池一個で数年間の動作が必要な低消費電力装置へ導入することは難しい。また、一般にパルスエコー法の超音波センサでは、受信側では受信パルスの包絡線から全ての情報を抽出するため、受信超音波の増幅、包絡線検波、微分処理などの多く演算が必要である。センサ・ネットワークに採用するにはノードでの処理量が多すぎる欠点がある。また、得られる情報はパルスの包絡線に関するもので、多くの反射物体が接近して存在する場合は、複数の反射波の包絡線が重畳するため、包絡線情報から物体の動きを求めることは極めて困難である。これ等の点を考慮するとパルスエコー法をセンサ・ネットワークへ適用することは実質的に不可能と考えられる。

【0007】

このように、従来の超音波パルスエコー法は、センサ・ノードへの適用は困難であるので、本発明者は、先に出願した手法を更に発展させた手法を提案している（特許文献1参照）。この手法では、従来のように超音波のパルスを用いることはせず、超音波の連続波（すなわちCW波：Continuous Wave）を用いることで、大振幅のパルスを扱うことによる消費電力の増加は生じさせない。すなわち、送信トランスデューサからは周波数が、 f_1 から f_2 までの間を n 分割した各周波数成分 $f(1)$ 、 $f(2)$ 、...、 $f(n+1)$ を持ったCW波を送信し、受信トランスデューサでは同じくこれ等の周波数成分を持ったCW波を受信する。受信CW波の送信CW波に対する相対的な振幅と位相を、各周波数成分ごとにデータとして蓄積する。これ等のデータを用いて離散的フーリエ変換を行うことにより、送信トランスデューサと受信トランスデューサ間のインパルス応答波形を導出する。インパルス応答波形からは、送受信間の時間遅れが分かるため、この時間遅れに超音波の速度を掛けることで距離情報を得るものである。

【0008】

この手法では、低消費電力で、反射物体までの距離を高い距離分解能で計測することが可能であるが、距離分解能をより高くすることが望ましい。

【0009】

従って、本発明の主な目的は、低消費電力であって、より高い距離分解能で計測可能な超音波計測システムを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明によれば、
送信時間が異なる複数の波により構成され、各波は時間に対して周波数が変化しない連続的な波であり、各波の周波数は一定の周波数間隔で互いに異なる励振信号により励振されて超音波を対象物に送信する送信トランスデューサを備える送信部と、
前記対象物から反射した超音波を受信する受信トランスデューサを備える受信部と、
前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを用い、それらに前記周波数間隔で定まる演算処理を施すことによつて、前記送信トランスデューサと前記対象物間の距離および前記対象物と前記受信トランスデューサ間の距離の和を算出する算出手段を備える処理部であつて、該演算処理は前記送信用トランスデューサ間の距離が実質的にゼロの場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の固定の相対的な振幅と位相データを用いて、前記対象物に前記超音波を送信した場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データの少なくとも一方を補正する過程を含む前記処理部と、
を備えることを特徴とする超音波計測システムが提供される。

【0011】

好ましくは、前記周波数間隔で定まる演算処理は離散的フーリエ変換であり、該周波数間隔で定まる各周波数は離散的フーリエ変換の各離散周波数に対応する。

【0012】

好ましくは、前記演算処理は、固定の相対的な位相成分のみを引くことで補正する過程を含んでいる。

【0013】

10

20

30

40

50

また、好ましくは、前記演算処理は、前記対象物に前記超音波を送信した場合の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データの両方を補正する過程を含んでいる。

【0014】

また、好ましくは、離散的フーリエ変換を施し得られた波形の包絡線のピーク値近傍で、離散的フーリエ変換を施し得られた波形のゼロ点を基準に前記距離の和を計測する。

【0015】

また、好ましくは、前記演算処理を少なくとも2回以上行い得られた結果の差から前記対象物の動きを計測する。

【0016】

また、好ましくは、前記少なくとも2回以上の前記演算処理の前後2回を前者後者とし、前者の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを複素数で表した値から、後者の前記励振信号と前記受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅と位相データを複素数で表した値を引いた結果を用い、それに前記周波数間隔で定まる離散的フーリエ変換を施した値を基に動きを計測する。

【0017】

また、好ましくは、前記受信トランスデューサが前記対象物と共に移動する場合には、前記離散的フーリエ変換の周波数間隔が、前記送受信トランスデューサ間の距離を音速で割った値すなわち時間の逆数より大きくその2倍より小さい。

【0018】

好ましくは、前記送信部および前記受信部は電池で駆動される。

【0019】

好ましくは、前記送信トランスデューサと前記受信トランスデューサは、異なるトランスデューサである。

【0020】

前記送信トランスデューサと前記受信トランスデューサは、同一のトランスデューサであってもよい。

【0021】

好ましくは、前記受信部と前記処理部は異なる位置に配置されている。

【0022】

好ましくは、前記受信部と前記処理部は一緒に移動する。

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、低消費電力であって、より高い距離分解能で計測可能な超音波計測システムが提供される。

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】センサ・ネットワークの構成

【図2】本発明による計測法の原理説明図

【図3】本発明による計測法の原理説明図

【図4】本発明による計測法の原理説明図

【図5】本発明による距離計測結果の一例

【図6】本発明による計測法の原理説明図

【図7】トランスデューサの伝達特性の測定結果の例

【図8】本発明による高精度な計測法の原理説明図

【図9】従来法による計測の説明図

【図10】2ヶの反射物体がある場合の本発明による結果例

【図11】本発明による計測法の原理説明図

【図12】従来法による計測結果の例

【図13】本発明による計測結果の例

10

20

30

40

50

【図14】本発明による計測結果の例

【図15】本発明による計測結果の例

【図16】本発明による計測法の適用例

【図17】本発明による計測法の原理説明図

【発明を実施するための形態】

【0025】

本発明者が種々の検討した結果、超音波の連続波を用いる方式により高い距離分解能を得るためには、送受信トランスデューサの周波数特性の補正が必須であることが分かった。この周波数特性の補正を、周波数が f_1 から f_2 までの間を n 分割した各周波数成分 $f(1)$ 、 $f(2)$ 、...、 $f(n+1)$ を持ったCW波に対して、受信CW波の送信CW波に対する相対的な振幅と位相に対して直接行うことにより非常に精度の高い距離分解能を実現することが出来る。また、このようにして得られた高精度なインパルス応答に対して、複数の時間に渡るインパルス応答波形間の差を取るにより動物体と静止物体を区別出来、かつ動物体の動きを高精度で検知することが出来る。ここで重要な点は、パルスエコー法とは異なり差は包絡線に関して取るのではなく、インパルス応答波形そのものの差である点が従来法と大きく異なる。これ等の検知方法はセンサ・ネットワーク等の要求に答えるものである。

10

【0026】

本発明の好ましい実施の形態では、前述のような振幅の大きなパルスを用いない。更に、センサ・ネットワークの場合は、受信トランスデューサは受信CW信号に対しては処理を行わずにネットワークを介して、相対振幅、相対位相の生データをセンター・ノードへ送るのみである。各センサ・ノードから送られてくるデータを基にセンター・ノードでは一括信号処理する。すなわち離散的フーリエ変換等を行うことにより、インパルス応答から各ノードに対する測定物体の距離が求まる。また、複数の時間に渡るこれ等の情報を基に静止物体マップ、動物体マップなどを形成することが出来るものである。一般に、センター・ノードはセンサ・ノードとは異なり別電源で動作しており、種々の処理で消費する電力等は問題には成らない。また、各センサ・ノードは小振幅のCW超音波を送信あるいは受信し、その受信信号の振幅と位相に関するデータをセンター・ノードへ送るだけであり、極めて低消費電力での動作が可能である。

20

【0027】

上記の説明のように、本発明の好ましい実施の形態によれば、将来のセンサ・ネットワークなどで、特に低消費電力特性が要求されるセンサ・ノードへ超音波を用いた距離計測センサや動物体のモニター用センサの導入が可能になる。例えば老人居住者の動的情報の収集や病院などの公共施設での人々の行動モニター、更に防犯などにも適用が可能となるものである。

30

【0028】

以下に、図面を参照して、本発明の好ましい実施の形態をさらに詳細に説明する。

【0029】

センサ・ネットワークでは、標準化された2.4GHz帯のZigBee(登録商標)を無線媒体として用いる場合が多い。センサ・ネットワークの一形態は、住環境の中に多数のセンサ・ノードを配置し、主に温度、湿度、明るさなどの生活と関係する環境パラメータをセンシングし、それ等のデータを基に快適な住環境を実現するための制御等を行うものである。このようなセンサ・ネットワークの機能の一つとして、例えば病院などの公共施設における患者の行動モニターとか、老人住宅の住人の遠隔モニターあるいは防犯などの機能も取り込んで行くことが要求される。

40

【0030】

本提案の超音波高精度距離計測および動き検知システムは、図1のようにセンサ・ノードの一部として超音波の送受信トランスデューサを含むことにより、上記の要求に応えるものである。各センサ・ノードから対象物までの距離をインパルス応答から測定し、それ等のデータを基に2次元あるいは3次元の物体マップを作成する。また、複数の時間に渡るインパルス応答間の差を取るにより動物体と静止物体を区別し、そのマップの時間

50

的な変化から人の動きや環境の変化を推測することが出来るものである。また、センサ・ノードで要求される最も重要な低消費電力での動作を保証する。測定データはZigBee（登録商標）等の無線媒体ネットワークを介してセンター・ノードへ集約する。センター・ノードでは、必要な信号処理等を一括して行う。これにより、低消費電力化と必要なデータのセンター・ノードへの集約が両立する。あらゆる場所のデータを元に種々の制御等が可能なセンサ・ネットワークシステムの構築が可能となる。

【0031】

（第1の実施の形態）

図1は、本発明に関わる超音波計測の具体的な第1の実施の形態を示す構成である。センサ・ネットワークでは住宅内等に設置された多数のセンサ・ノードで住宅内の温度、湿度、照度などの情報と同時に、将来的には住居者の動的情報も収集するものである。すなわち、多数のセンサ・ノードには超音波を送受信するトランスデューサも備わっており、順次ノードの送信トランスデューサから超音波を送信し、物体からの反射超音波を自ノードまたは他ノードの受信トランスデューサで受信するものである。物体と送信ノードの送信トランスデューサおよび受信ノードの受信トランスデューサ間の距離が正確に計測出来れば、それ等の値を複数のノード間に渡って関連付けることにより、2次元的または3次元的なマップが形成出来る。マップの時間的な変化からヒトの動きなどの動的情報も得られる。このような、計測システムは今後の老人住宅、病院などの監視、あるいは防犯などの応用に非常に期待される。特に、センサ・ネットワークは移動通信の進歩に伴って提案された新概念であり、今後広く普及する。このようなネットワークの一部として、超音波による位置計測システムを導入することは極めて自然な要求でもある。一般に、センサ・ネットワーク用の無線媒体としては、2.4GHz帯の周波数を用いたZigBee（登録商標）が最も有力である。従って、図1に示すように、各センサ・ノードで計測したデータは、ZigBee（登録商標）を介してセンター・ノードへ集約し、そこで一括して信号処理等を行うことが出来る。当然のことであるが、Bluetooth（登録商標）、無線LAN、WiMAXあるいは携帯電話なども無線媒体として用いることが出来る。

10

20

【0032】

本発明の基本を、図2(a)に示す反射物体が1ヶ存在する場合で説明する。本発明の計測法では、送信波は超音波パルスや符号拡散された超音波ではなく、周波数が一定の連続波を用いる。送信周波数として図2(b)に示すように、周波数が f_1 から f_2 までの間の周波数帯域を考える。 $f_2 - f_1$ を n 分割し、帯域内の周波数の低い方から $n+1$ ヶまでの周波数 $f(i) = f_1 + (f_2 - f_1)/n \times (i - 1)$, $i = 1, \dots, n+1$ を定義する。図3(a)に $f(1) = f_1$ と $f(n+1) = f_2$ の場合について、実際の超音波の波形を模式的に示す。 $f(1), \dots, f(n+1)$ の周波数の送信超音波に対して、受信超音波は図3(b)に模式的に示すように、伝搬と反射に伴う減衰で振幅が小さくなる。また、位相は送受信トランスデューサと物体間の距離に比例して遅れ量が増加するが、 2π を周期として繰り返す。従って、送信波に対する受信波の位相遅れは $0 \sim 2\pi$ 間の値となる。以上の関係を図に示すと、受信波の周波数と位相は図2(c)で表される。ここで、図2(b)に示すように、送信波の位相は基準の位相のため、周波数に対して一様と仮定する。図2(c)は、実際は $f_2 - f_1$ の周波数帯域を n 分割した離散的な周波数を横軸に取って表されるが、一般に n は十分大な値と成るため、図2(c)では横軸は近似的に連続的する周波数として扱った。図2(c)より、受信波は図2(b)の送信波に比べ振幅が減少し、位相遅れの値が増加することが分かる。ここで、図2(b)の送信波に対する図2(c)の受信波の各々振幅および位相の相対値は、振幅は規格化されるが位相は図2(c)そのものと解釈しても良いことが分かる。

30

40

【0033】

図2(c)のデータを用いた処理に関して説明するが、図2(c)のデータは図2(b)の送信波の各値で規格化した相対値とする。図2(c)の $n+1$ ヶの周波数に対応した相対振幅と相対位相を用いてフーリエ変換を行う。厳密にはフーリエ変換は連続的な関数に対する変換であるから、図2(c)のように $n+1$ ヶの周波数の場合は近似的な変換となる。しかし、 $n+1$ の値を十分大きな値に設定すると、ほぼ正確な変換値が得られることは数学的にも良く知られて

50

いる。ここで、さらに極限として f_1 がゼロで、 f_2 が無大の場合を考察する。この場合、図2(c)のフーリエ変換は図4(a)に示すような近似的なデルタ関数となる。これは、全周波数軸上に一様な振幅で分布している信号は、フーリエ変換の関係にある時間軸上の関数としてはデルタ関数であることから分かる。この場合、図2(c)の位相は図4(a)の近似デルタ関数の時間軸上でのシフト量、すなわち時間遅れ $(l_1 + l_1')/v$ に対応する。同じことは図2(c)からも導かれる。図2(c)の位相を ϕ とすると、群遅延は $\tau_g = -d\phi/d\omega$ で与えられる(「 $d\phi/d\omega$ 」は ω に対する ϕ による偏微分を意味する)。ここでの議論のような空間の超音波伝搬では、伝搬速度に周波数による分散性は無く、群速度と位相速度は等しいため、群遅延 τ_g は波の遅延すなわち図4(a)の時間遅れ $(l_1 + l_1')/v$ と等しい。従って、図2(c)の位相特性が与えられれば、図4(a)の時間遅れも一意に定まる。すなわち、図2(a)で送信トランスデューサを入力、受信トランスデューサを出力と考えると、図2(c)は入出力間の伝達関数の振幅および位相特性、図4(a)はそのインパルス応答と考えることが出来る。インパルス応答の時間遅れが分かると、その値に速度 v を掛けることによって反射物体までの距離が導出される。

10

20

30

40

50

【0034】

次に、図2(c)の f_1 から f_2 までが、十分大きい有限の場合を考える。この場合、フーリエ変換したインパルス応答は図4(b)に示すように、時間軸上で若干広がりsinc関数(ゆえに $\sin x/x$)に近い関数形となる。しかし、近似sinc関数の最大値(メインローブの中心)までの時間遅れは $(l_1 + l_1')/v$ で与えられ、この値は図4(a)の近似デルタ関数の場合と同じである。すなわち、 $f_2 - f_1$ が有限でも、十分大きい場合は、時間遅れ $(l_1 + l_1')/v$ を高い精度で決定することが出来る。さらに、その値に速度 v を掛けることによって、高い距離分解能で反射物体までの距離を計測することが出来る。

【0035】

以上が本発明の基本原理である。すなわち、図3(a)に示すように、個々の送信波に対しては時間によって周波数が変化しない連続波を用い、これ等の連続波に対する送受信間の振幅および位相の相対値を求め、それらのデータを用いてフーリエ変換する。これにより送受信間のインパルス応答を求め、その時間遅れより反射物体までの距離を計測するものである。ここで重要な点は、送信トランスデューサからは、従来のパルスエコー法のような時間幅の短いパルスを送信するのではなく、また符合拡散方式のように時間と共に位相が反転する波を送信するのでも無く、時間に対して周波数が一定な連続波を送信する点である。従って、送信トランスデューサを備える送信側(送信部)の消費電力は極めて小さくすることが出来る。なお、このような波を送信トランスデューサから送信するには、送信トランスデューサに、送信時間が異なる複数の波により構成され、各波は時間に対して周波数が変化しない連続的な波であり、各波の周波数は一定の周波数間隔で互いに異なる励振信号を印加する。また、受信側では受信波と送信波との相対値、すなわち相対振幅と相対位相を求める。基準になる送信波の振幅と位相は、センサ・ネットワーク等を介して各センサ・ノード間が結びついている場合は、超音波の送信と同時に関係する他のセンサ・ノードへZigBee(登録商標)等の無線手段でその情報を送る(有線ネットワークの場合は有線で送っても良い)。各センサ・ノードでは、受信波と送信波の相対振幅と相対位相を求め、その情報を同じくセンサ・ネットワーク等を介してセンタ・ノードへ送る。このため、受信トランスデューサを備える受信側(受信部)の消費電力も極めて小さくすることが出来る。このように各センサ・ノードの消費電力は小さいので、各センサ・ノードは電池で駆動することができる。センタ・ノードは一般に商用電源等の別電源で動作しているため、消費電力は問題に成らない。各センサ・ノードからの相対振幅と相対位相を基に、一括してフーリエ変換を行う。これによりセンサ・ノード間のインパルス応答が求まる。すなわち、各センサ・ノードと反射物体までの距離が算出されるものである。なお、センタ・ノードでのフーリエ変換等の演算処理や距離の算出等は、処理部として機能するコンピュータで行われ、以下に述べる各実施の形態の演算処理もこのコンピュータで行われる。

【0036】

以上が、本発明の基本部分で、本願では、さらにこれを発展させる。

【 0 0 3 7 】

図5(a)は、図2(a)で $l_1 + l_1' = 150\text{cm}$ の場合に関して、中心周波数が約40kHz、 $BW = 5\%$ のトランスデューサを用い実際に上記手法により距離を測定したものである。測定距離は160.86cmとなり、約11cmの誤差が生じた。この原因は以下と考えられる。超音波トランスデューサはセラミック等のメカニカルな圧電振動子を用いて空気中へ超音波を放射する。振動子には慣性があり、これは電氣的な励振信号に対して放射される超音波に位相差を生じさせる原因となる。制御理論で良く用いられるブロック図と伝達関数を用いて、詳しく説明する。図5(a)の実験に用いた測定系は、ブロック図で示すと図6(a)で表わされる。 $I(f)$ は、周波数 f の送信トランスデューサを励振する信号(入力信号)である。 $O(f)$ は周波数 f の受信トランスデューサからの出力信号である。 $I(f)$ と $O(f)$ の間には、伝達関数が $H_1(f)$ の送信トランスデューサ、伝達関数が $H_2(f)$ の空間伝搬部分、伝達関数が $H_3(f)$ の受信トランスデューサがある。図5(a)の測定結果は、図6(a)の $I(f)$ と $O(f)$ の間の伝達関数 $H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f)$ からフーリエ変換によりインパルス応答波形を求めたものに対応する。従って、送受信トランスデューサの特性(伝達関数) $H_1(f) \cdot H_3(f)$ が含まれており、この特性の影響で測定誤差が生ずる。

10

【 0 0 3 8 】

図7(a)、(b)に、送受信トランスデューサ間の距離を実質的にゼロとした場合について、励振信号(入力信号)と受信トランスデューサからの出力信号の相対的な振幅特性((a)図)と位相特性((b)図)を評価した結果を示す。振幅特性は良く知られているように、中心周波数約40kHz、 $BW = 5\%$ の特性が得られた。位相特性は、中心周波数の共振状態では、位相はほぼゼロ、低い周波数では位相は進み、高い周波数では位相は遅れる特性となっている。図7(a)、(b)の結果は、図6(b)のブロック図で表わされる測定系の結果である。その伝達関数は $H_1(f) \cdot H_3(f)$ で与えられる。すなわち、図6(a)の伝達関数を図6(b)の伝達関数で除すると、空間伝搬のみに対応する伝達関数 $H_2(f)$ が得られる。 $H_2(f)$ のフーリエ変換から空間伝搬のみのインパルス応答波形が求まる。これは、等価的に送受信トランスデューサの影響を補正した、すなわち取り除いたことに相当し、これにより送受信トランスデューサ間の距離を正確に求めることが出来る。

20

【 0 0 3 9 】

ここで、補正法には2通りある。図6(b)の下に式で示すように、 $H_2(f)$ の振幅は $iH_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f) i / iH_1(f) \cdot H_3(f) i$ で与えられる。位相は、図6(a)の送受信信号間の位相特性から、図6(b)の送受信信号間の位相特性を差引いた値となる。第1の補正法は、振幅は $iH_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f) i / iH_1(f) \cdot H_3(f) i = iH_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f) i$ と置く。すなわち、振幅は図6(a)の値を用い、位相のみ補正する手法である。第2の補正法は、振幅も $iH_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f) i / iH_1(f) \cdot H_3(f) i$ を採用し、振幅と位相の両方を補正する手法である。両手法を比較した場合、 $f_2 - f_1$ の帯域幅をある程度広く取る場合は、第1の補正法が精度的に良い。 $f_2 - f_1$ を狭帯域幅とする場合は、第2の補正法が精度的に優れることが実験で分かっている。

30

【 0 0 4 0 】

図5(b)に、実測したデータから図7(b)のトランスデューサの位相特性を差引くことで、トランスデューサの位相特性分を補正したデータを用いて離散的フーリエ変換した結果を示す。実測距離は $l_1 + l_1' = 150.66\text{cm}$ と極めて正確な値が得られた。また、インパルス応答波形はsinc関数に極めて近い形をしており、非常に理想的な測定が可能であることが分かる。以上より、本実施の形態の特徴は、初めに図2に示すように、送受信超音波トランスデューサ間の相対振幅と相対位相を測定し、それ等から図7で得られる送受信トランスデューサのみの振幅または位相特性を差し引く、すなわち補正することにより、純粹に空中伝搬のみに関係する超音波の伝達関数を得る。次に、その伝達関数を離散的フーリエ変換することでインパルス応答を求める。さらにインパルス応答の時間遅れに音速 v を掛けることで、極めて正確に等価距離を測定出来るものである。また、このようなトランスデューサの周波数特性を補正することにより距離測定精度を向上させる手法は、従来の

40

50

パルスエコー法には適用出来なく、本発明が提案する一連の測定法のみで有効である。

【0041】

(第2の実施の形態)

第1の実施の形態と関係して、本発明の他の実施の形態を説明する。図5(b)では、距離測定用の情報源としては、インパルス応答波形(包絡線)のピーク値を用いて距離を求めた。しかし、インパルス応答波形は横軸を時間または距離とする波形であり、伝達関数とは離散的フーリエ変換の関係で互いに一対一に対応している。したがって、距離の決定には包絡線情報より更に精度の高い、波形そのものを情報源として用いることが可能である。例えば、トランスデューサ間が2.5mの場合について、インパルス応答波形の例を図8(a)に示す。図8(a)の波形から包絡線のピーク値を特定し、その点を基に距離を求めることが出来る。しかし、図から分かるようにピーク値自体はかなりあいまいであり、高い距離精度は期待出来ない。図8(b)に図8(a)の包絡線のピーク値近傍を拡大して示す。図8(b)のインパルス応答波形の包絡線のピーク値の近傍で、波形そのものが横軸すなわちゼロを横切る点に注目し、この点を常に測定点として距離を求める。これにより、包絡線のピーク値から特定する中心点に比べ、桁違いに高い精度で着目点を特定することが出来、距離測定精度も飛躍的に向上する。一方、従来のパルスエコー法では、パルス状の超音波は時間を横軸で表わすと、横軸に沿って伝搬する波であり、その瞬間的な波形には意味がなく、包絡線のみが距離情報を与える。したがって、本発明の手法とは異なり、距離測定精度は必然的に低い結果しか得られない。

10

【0042】

(第3の実施の形態)

図11を参照して本発明の他の実施の形態を説明する。センサ・ノード(1)、(2)を天井に仮定し、センサ・ノード(1)から超音波を送信し、センサ・ノード(2)で受信している状況を想定する。反射物体は(1)から(5)まであり、センサ・ノード(1)から反射物体までの距離とセンサ・ノード(2)から反射物体までの距離の和をそれぞれ、反射物体(1)は5.5m、反射物体(2)は5.35m、反射物体(3)は5.2m、反射物体(4)は5.05m、反射物体(5)は4.9mとする(各距離は図11にも記入されている)。反射物体(1)は小さな物体で、他の反射物体に比べ反射係数は1/2で、かつ初期値は(1)の点から、最終的には(1)'の点(対応する距離は、4.8m)まで移動するとする。

20

【0043】

図11のモデルに従来のパルスエコー法を適用した状態を考察するため、初めに図9(a)の反射物体が2ヶの場合のモデルを考える。図9(b)に示すように、送信パルスから $(l_1 + l_1')$ / v と $(l_2 + l_2')$ / v の時間遅れで受信パルスが観測される。受信器側では、包絡線検波を行うため実際の受信機出力は、図9(c)に示す波形となる。すなわち、 $(l_1 + l_1')$ / v と $(l_2 + l_2')$ / v の時間遅れでパルスが2ヶ観測されるのみである。次に本手法を適用する場合を考える。離散的フーリエ変換の結果として図10の波形が得られる。すなわち、横軸を時間あるいは等価的な距離とするインパルス応答波形であり、送受信トランスデューサ間の伝達関数と対応しており、パルスエコー法の受信波形のように時間と共に変化することはない。

30

【0044】

図11のように複数の反射物体が存在する場合は、従来のパルスエコー法では、出力として図12(a)のような包絡線検波波形が得られる。ここで、各図の上の数値は各ノードから反射物体(1)までの距離の和を表す。反射物体(1)が移動すると共に、包絡線検波波形はわずかに変化することが分かる。変化の差を図12(b)に示す。各図の上の矢印は、図がその左右の数値で与えられる距離に対応する波形の差であることを表している。図12(b)より、反射物体(1)のわずかな移動(距離では2~3mm程度)でも、包絡線検波波形の差には+/-の符合まで含めて変動が生じ移動に関する定量的な情報は得られないことが分かる。

40

【0045】

図11の同じモデルに本発明の手法を適用した場合の結果を図13(a)、(b)に示す。図13(a)は図12(a)に、図13(b)は図12(b)に対応する。図13(a)より、センサ・ノード(1)、(2)間

50

のインパルス応答波形は、各反射物体に対するインパルス応答の和で表わされることが分かる。図13(b)は、反射物体(1)の移動を表しており、各図の上の矢印は、図がその左右の数値で与えられる距離に対応する波形の差であることを表している。本発明の手法では、わずかな移動(距離では1mm程度)に対しても、移動距離が正確に表されることが分かる。図14(a)、(b)および図15(a)、(b)に実際的な条件として、反射物体(1)が5.5mから4.8mまで移動し、その距離情報を10cmキザミで取得した状況を示す。各図(a)は、本手法によるインパルス応答波形、各図(b)はそれらの差であり反射物体(1)の動きを表す。これらの図より、静止物体(2)、(3)、(4)、(5)に対して動物体(1)の動きのみを表すことが出来ることが分かる。

【0046】

本特性は、実際にセンサ・ネットワークのセンサ・ノードへ超音波の送受信機能を導入し、住居者の動的情報を収集する場合などには非常に重要である。図16に本発明の実例の実施例を模式的に表す。例えば天井には、超音波の送受信機能を持った複数のセンサ・ノードを配置する。部屋には多くの反射物体があり、2ヶのセンサ・ノード間のインパルス応答波形としては、これら複数の反射物体からのインパルス応答波形の重畳で与えられるため、波形はかなり複雑なものとなる。本手法では測定時間の異なるインパルス応答波形間の差を取ることで、動きのある物体に関する情報を正確に抽出出来るものである。防犯目的や住居者あるいは病院などでの動的情報の収集には非常に役に立つ手法である。

【0047】

(第4の実施の形態)

上記第3の実施の形態においては、測定時間の異なるインパルス応答波形の差を求める必要がある。インパルス応答波形は、周波数が $f(1), \dots, f(n+1)$ の送信超音波に対して、受信超音波の相対振幅と相対位相を用いて離散的フーリエ変換を行うことで得られる。したがって、インパルス応答波形の差の導出には、離散的フーリエ変換を行う操作と差を取る操作の順番を入れ替えても同じ結果が得られる。むしろ、差を取る操作を先に行い、続いて離散的フーリエ変換を行う方が、離散的フーリエ変換の演算回数が半分となるため時間的、プロセッサの負荷的には有利である。

【0048】

実際の演算操作は以下のように行う。少なくとも前後2回の一連の送信超音波に対する受信超音波の相対振幅と相対位相の測定データを、前者データと後者データとする。前者データと後者データそれぞれの振幅と位相を用いて、各データを複素数で表す。次にこれ等のデータ間の引き算をした値を求める。この引き算値を用いて、該周波数間隔で定まる離散的フーリエ変換を実施することにより、測定時間の異なるインパルス応答の差と同じ結果が得られる。

【0049】

(第5の実施の形態)

図17を参照して本発明の他の実施の形態を説明する。上記第1の実施の形態から第4の実施の形態に述べたように、本発明は送受信トランスデューサ間のインパルス応答波形を求め、そのデータを基に高精度な距離測定、動きの特定等を行う。また、インパルス応答波形の導出には離散的フーリエ変換を用いる。本実施の形態を図17(a)の送受信トランスデューサが向き合った単純な構造で説明する。送受信トランスデューサ間の距離を l_1 とし、音速を v とすると送受信トランスデューサ間の遅延時間は $t_1 = l_1/v$ となる。上記実施の形態でも述べた $n+1$ ヶの周波数に対応した送受信間の相対振幅と相対位相を用いて離散的フーリエ変換を行う。ここで、離散的フーリエ変換の周波数の間隔 Df が図17(b)に示すように $Df < 1/t_1$ の場合は、インパルス応答には、 $t_1 = l_1/v$ に中心のあるsinc関数的な波形が得られる。図17(c)に示すように、 $Df > 1/t_1$ の場合は $t_1 - 1/Df$ に中心のあるsinc関数的な波形が得られる。この場合、実際のモデルで $t_1 - 1/Df$ の近傍に別の反射物体等が存在する場合は、別の反射物体からの反射波形と図17(c)の波形が重なり識別が不能となる。

【0050】

10

20

30

40

50

送信トランスデューサは固定され、受信トランスデューサは移動物体と共に移動する産業機械への応用のように、移動物体までの距離を正確に測るような場合を考える。送信トランスデューサから移動物体までの間には反射物体が無い場合が多い。このような応用では、図17(c)のように $Df > 1/t_1$ とすることが出来る。この場合、インパルス応答波形から求まる擬似的な時間 $t_1 - 1/Df$ に離散的フーリエ変換の周波数間隔 Df の逆数を加えることで正確な時間 t_1 が求まる。本手法は Df をある程度大きく設定出来るため、結果的には測定回数に対応する $n+1$ を小さく出来る。これは測定時間の短縮に非常に有効である。ただし、図17(c)から分かるように $t_1 - 1/Df$ が $1/Df$ と重なることは出来ない。すなわち、 $t_1 - 1/Df < 1/Df$ である必要がある。これより、 Df は $2/t_1 > Df > 1/t_1$ で用いるとその効果が大きいことが分かる。なお、受信トランスデューサが移動物体と共に移動する産業機械の場合には、受信トランスデューサを備える受信部と、離散的フーリエ変換等の処理を行う処理部として機能するコンピュータは移動物体に組み込まれ、受信部と処理部と一緒に移動する場合が多い。

10

【 0 0 5 1 】

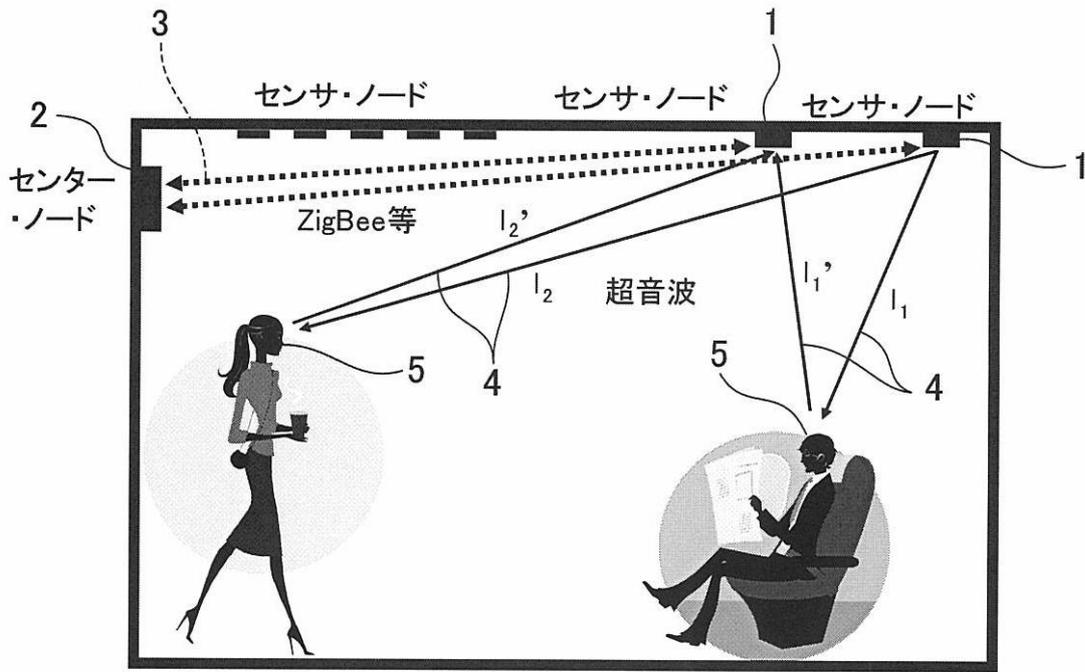
以上、本発明の種々の典型的な実施の形態を説明してきたが、本発明はそれらの実施の形態に限定されない。従って、本発明の範囲は、次の特許請求の範囲によってのみ限定されるものである。

【 符号の説明 】**【 0 0 5 2 】**

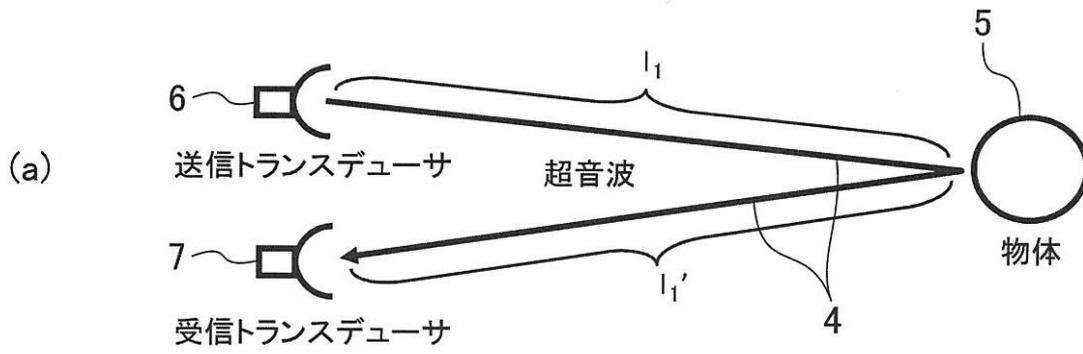
- 1 ... センサ・ネットワークのセンサ・ノード
- 2 ... センサ・ネットワークのセンタ・ノード
- 3 ... ZigBee (登録商標) 等によるデータ伝送路
- 4 ... 超音波の送受信経路
- 5 ... 反射物体
- 6 ... 送信トランスデューサ
- 7 ... 受信トランスデューサ

20

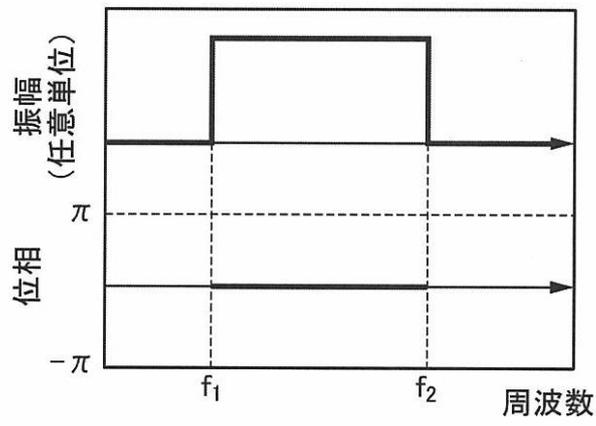
【図1】



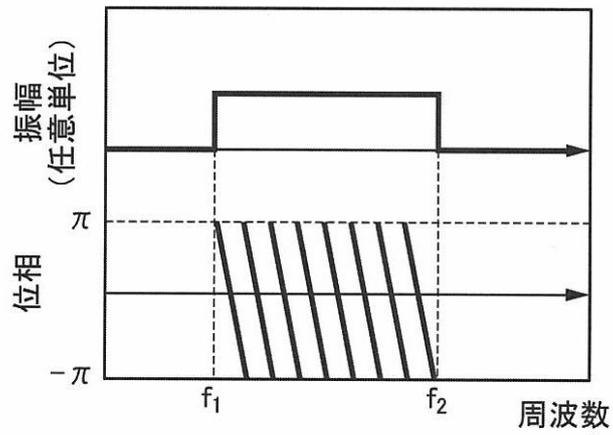
【 図 2 】



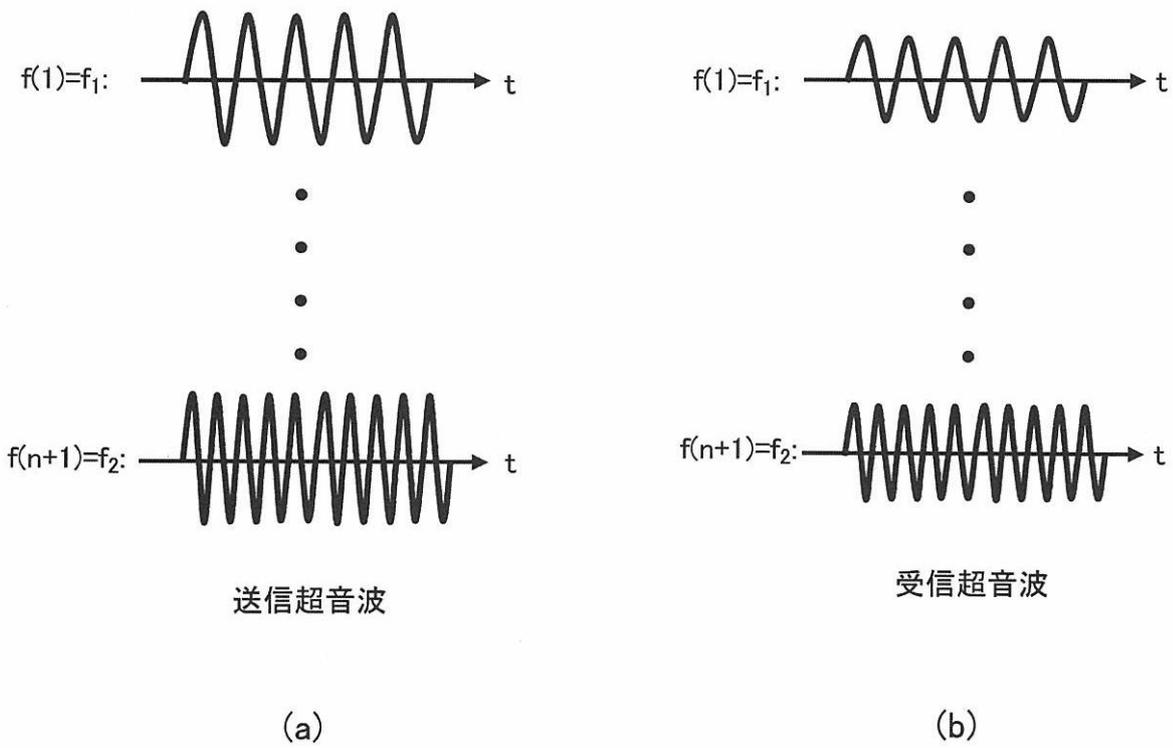
(b)



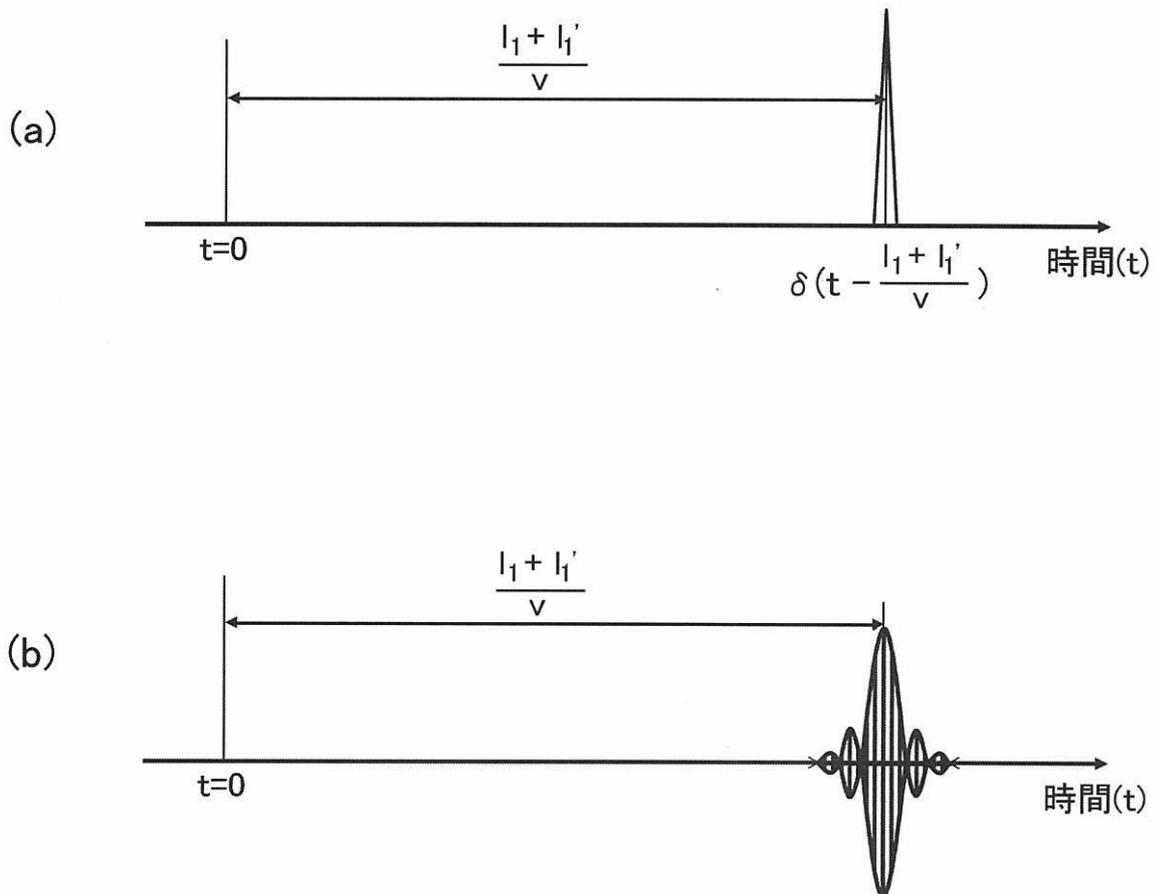
(c)



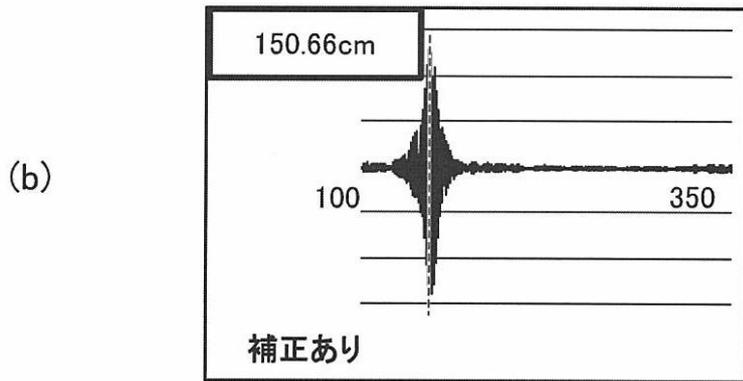
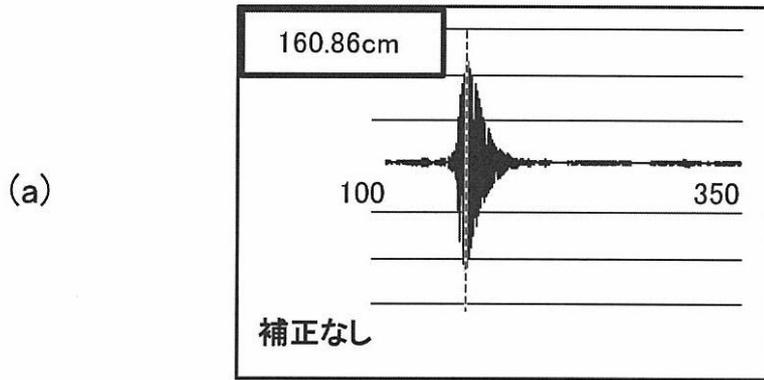
【 図 3 】



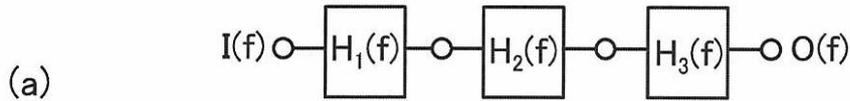
【 図 4 】



【 図 5 】

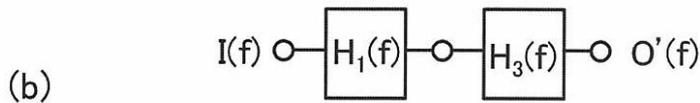


【 図 6 】



$I(f)$: 送信信号 (入力信号)
 $O(f)$: 受信信号 (出力信号)
 $H_1(f)$: 送信トランスデューサの伝達関数
 $H_2(f)$: 空間伝搬の対応する伝達関数
 $H_3(f)$: 受信トランスデューサの伝達関数
 Φ_{123} : 送受信信号間の位相特性

$$\begin{aligned}
 O(f) &= H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f) \cdot I(f) \\
 &= |H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f)| \cdot \exp(j\Phi_{123}) \cdot I(f)
 \end{aligned}$$

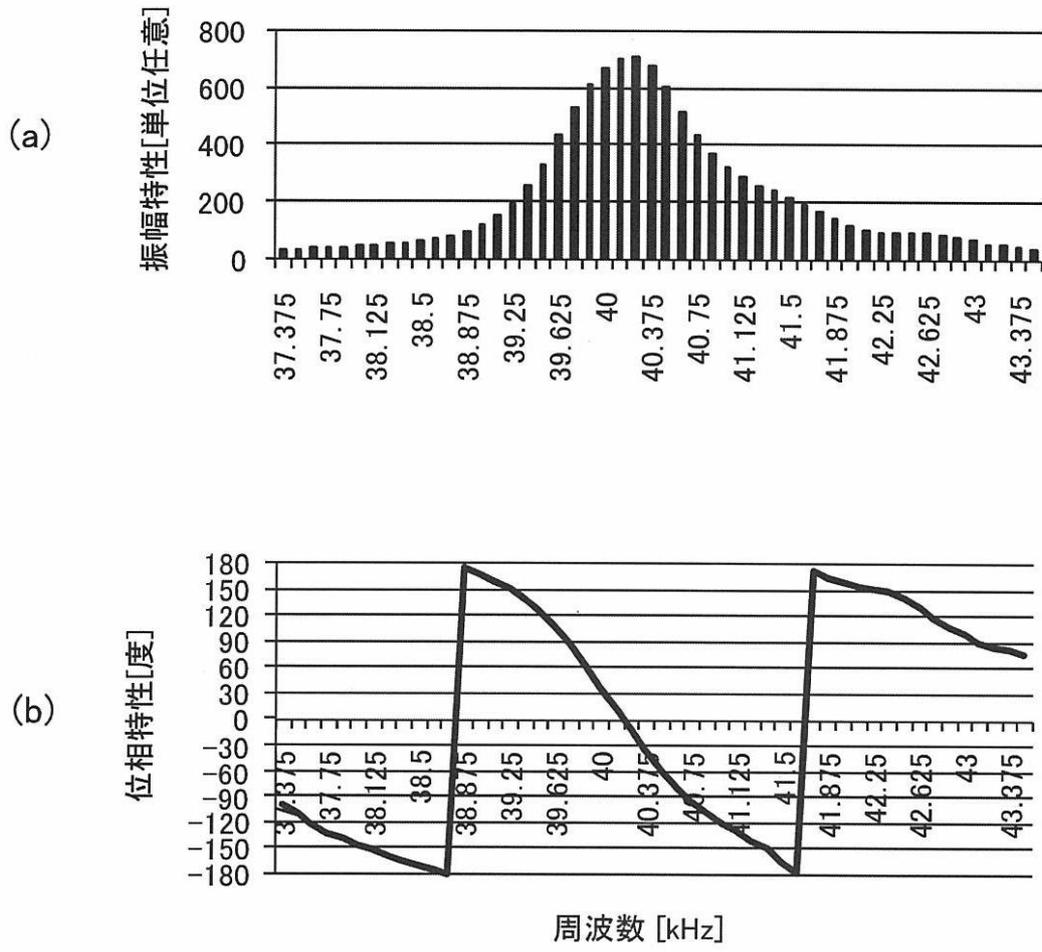


$I(f)$: 送信信号 (入力信号)
 $O'(f)$: 受信信号 (出力信号)
 $H_1(f)$: 送信トランスデューサの伝達関数
 $H_3(f)$: 受信トランスデューサの伝達関数
 Φ_{13} : 送受信信号間の位相特性

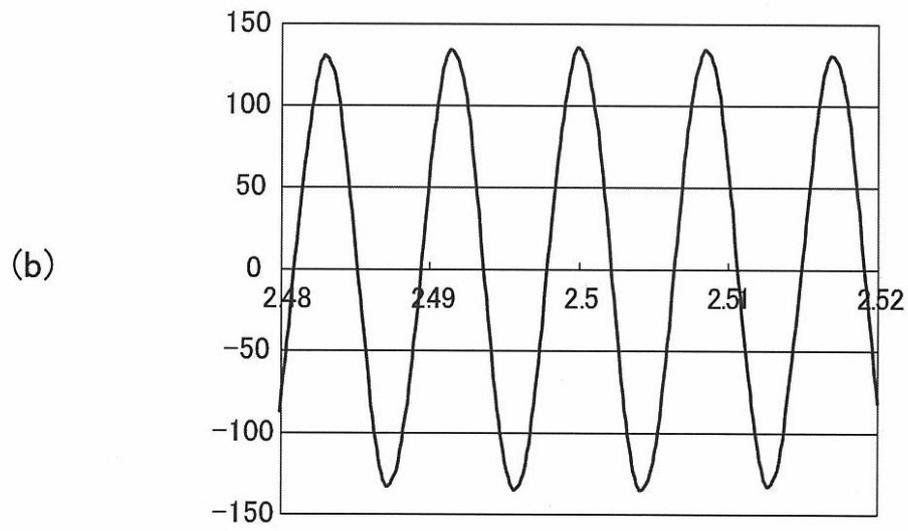
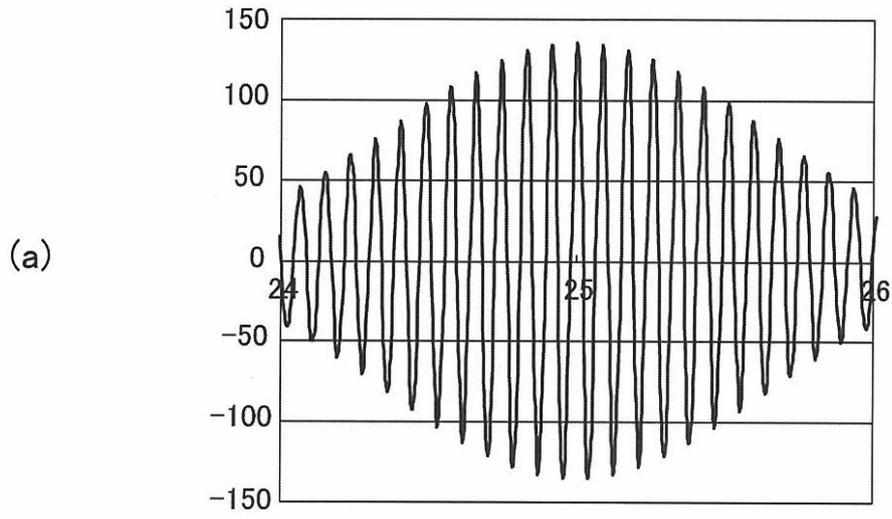
$$\begin{aligned}
 O'(f) &= H_1(f) \cdot H_3(f) \cdot I(f) \\
 &= |H_1(f) \cdot H_3(f)| \cdot \exp(j\Phi_{13}) \cdot I(f)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_2(f) &= \frac{\frac{O(f)}{I(f)}}{\frac{O'(f)}{I(f)}} = \frac{H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f)}{H_1(f) \cdot H_3(f)} \\
 &= \frac{H_1(f) \cdot H_2(f) \cdot H_3(f)}{H_1(f) \cdot H_3(f)} \cdot \exp\{j(\Phi_{123} - \Phi_{13})\}
 \end{aligned}$$

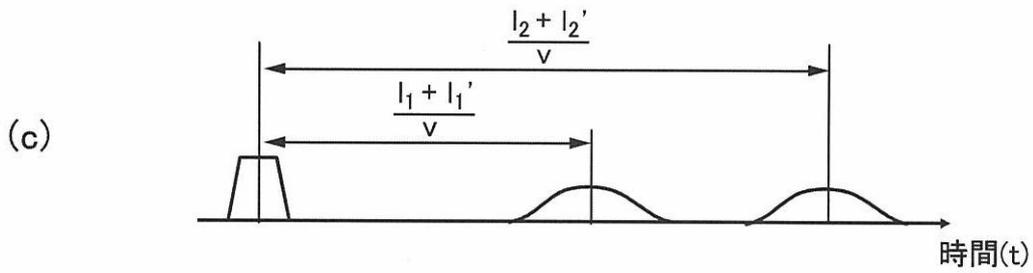
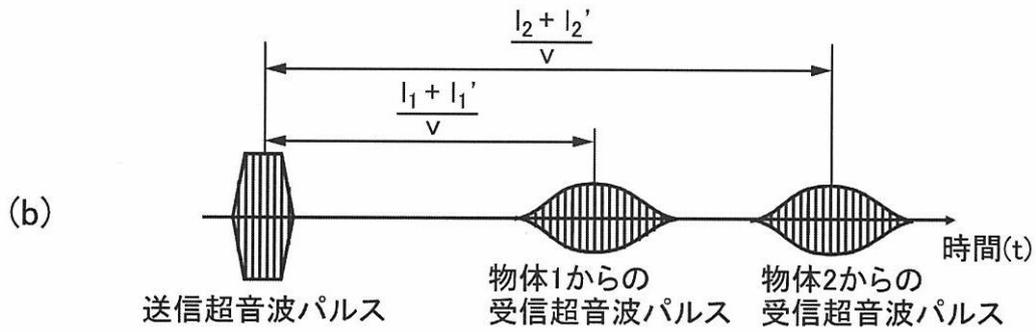
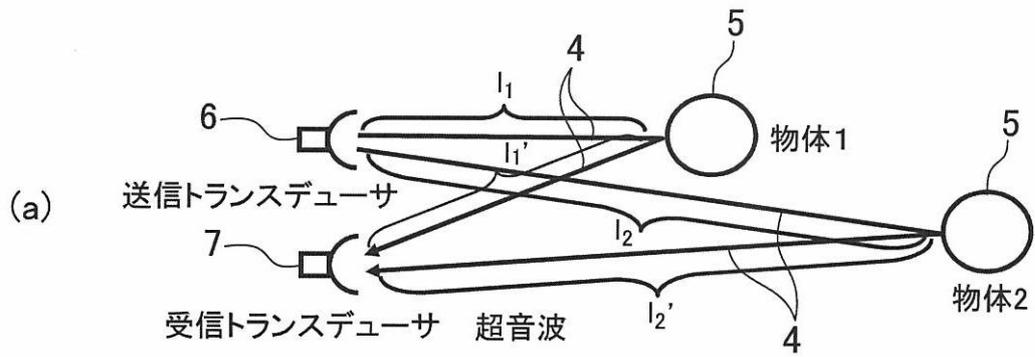
【 図 7 】



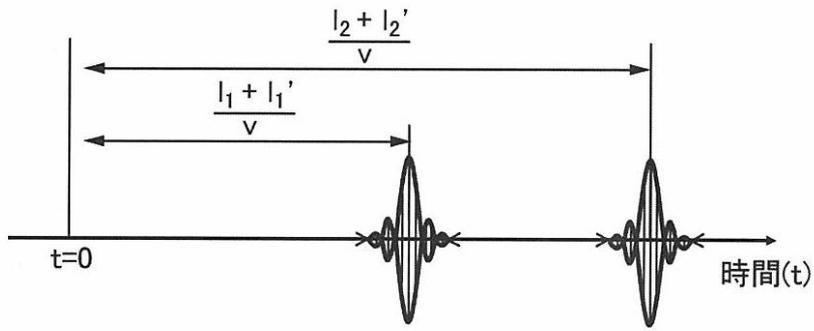
【 図 8 】



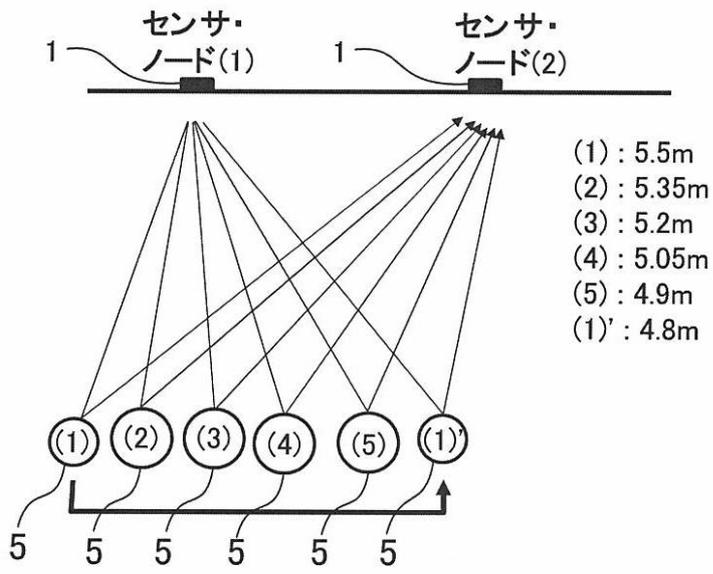
【図9】



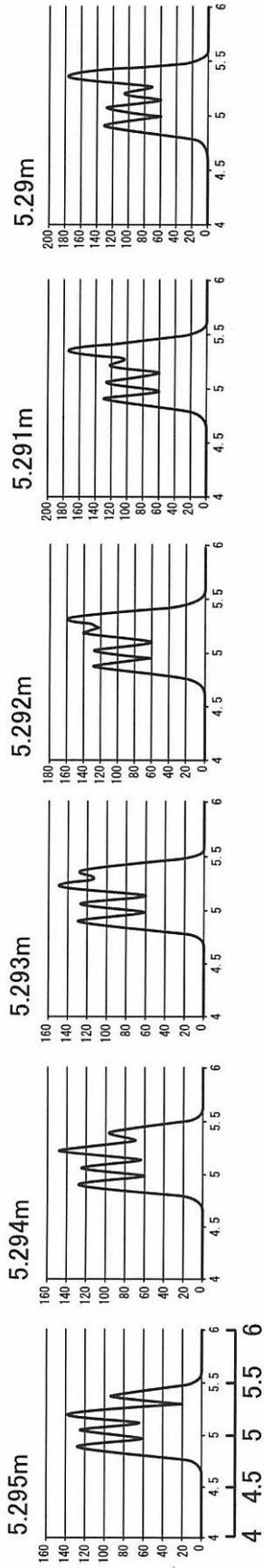
【 図 1 0 】



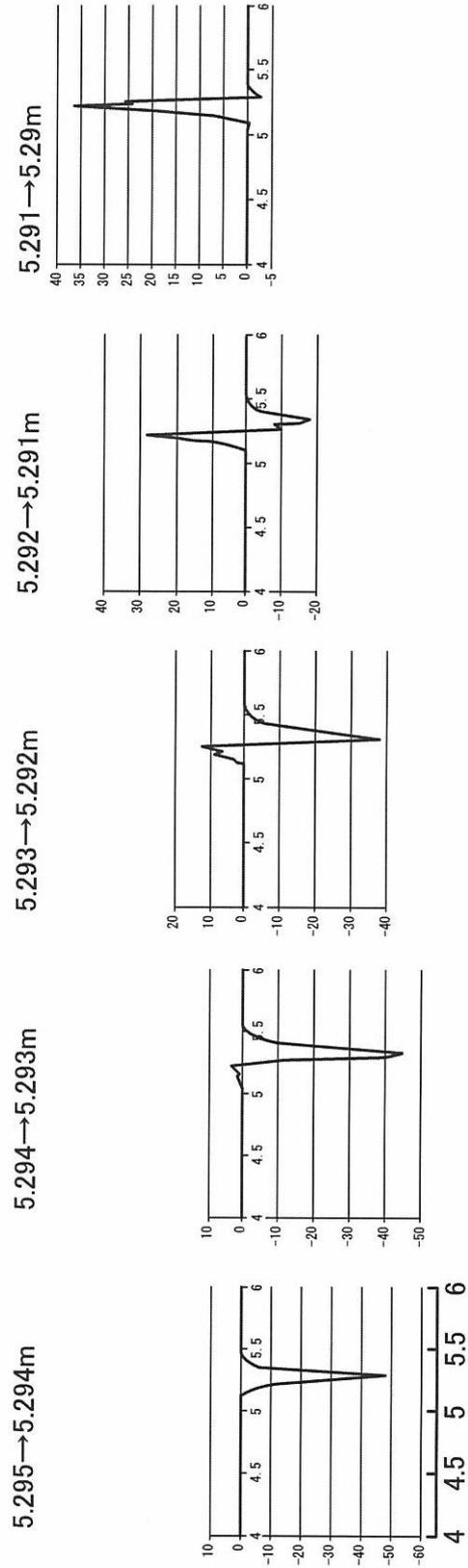
【 図 1 1 】



(a)

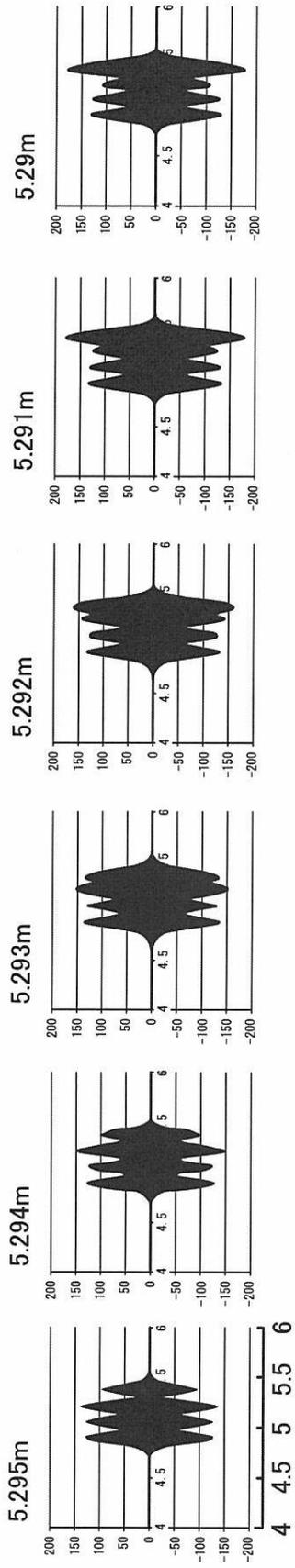


(b)

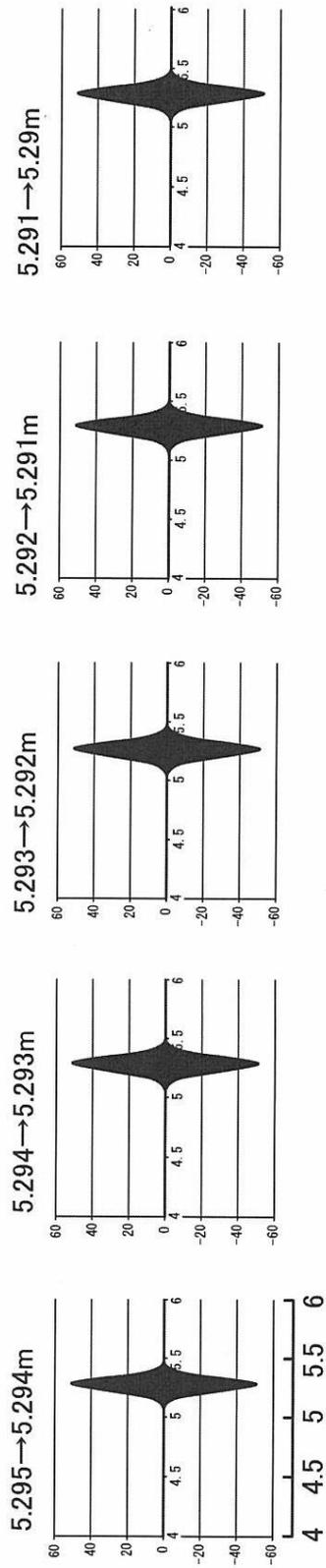


【 図 1 3 】

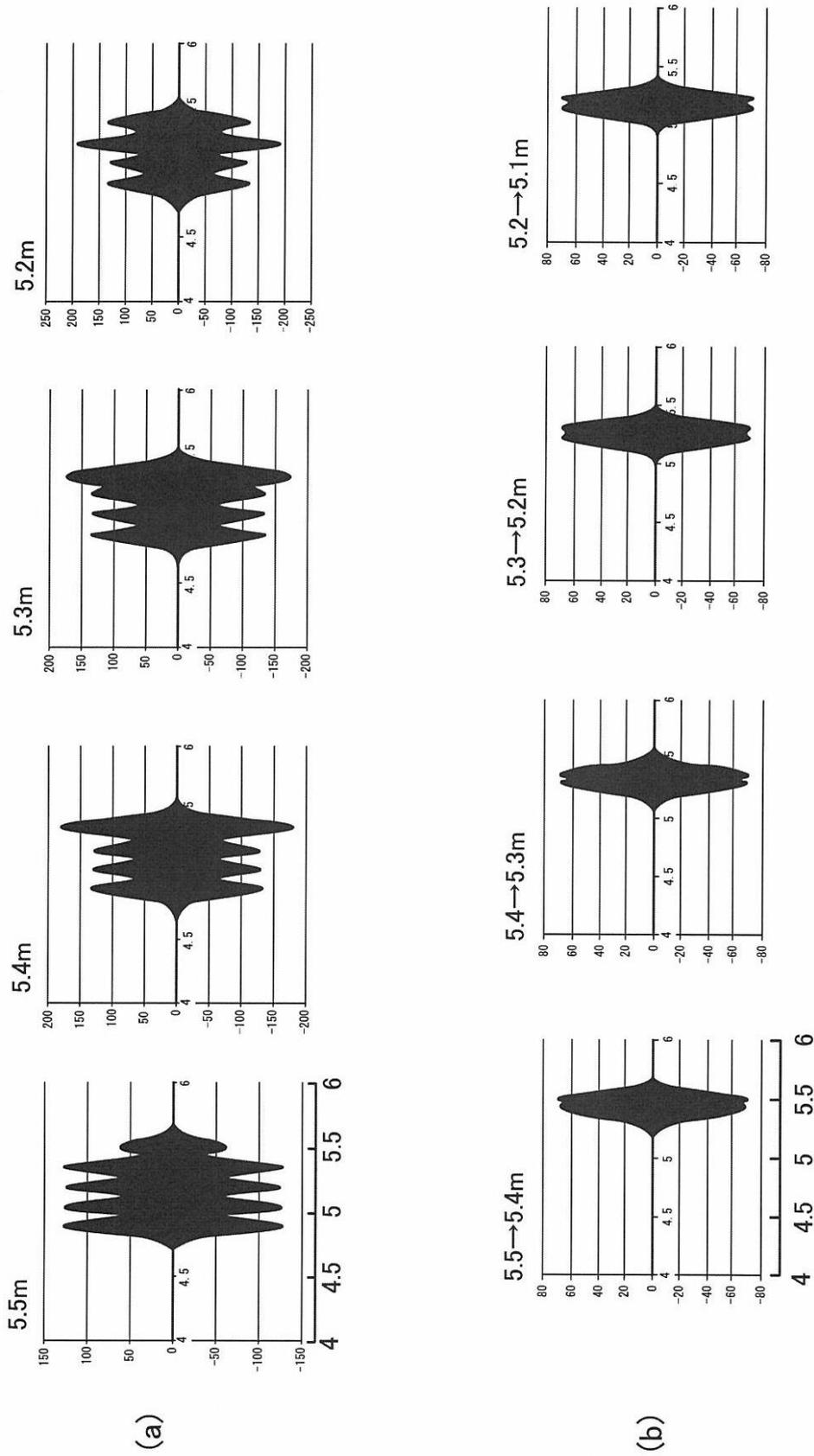
(a)



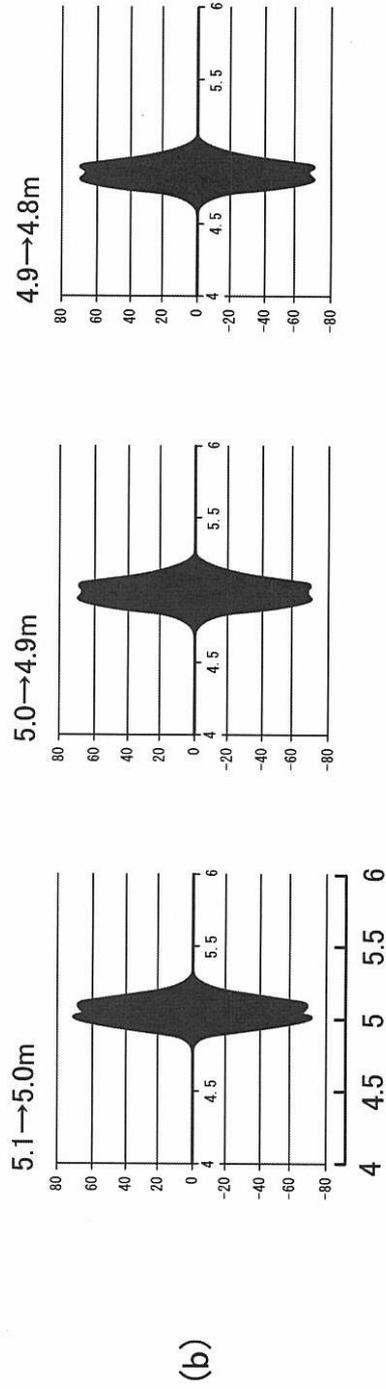
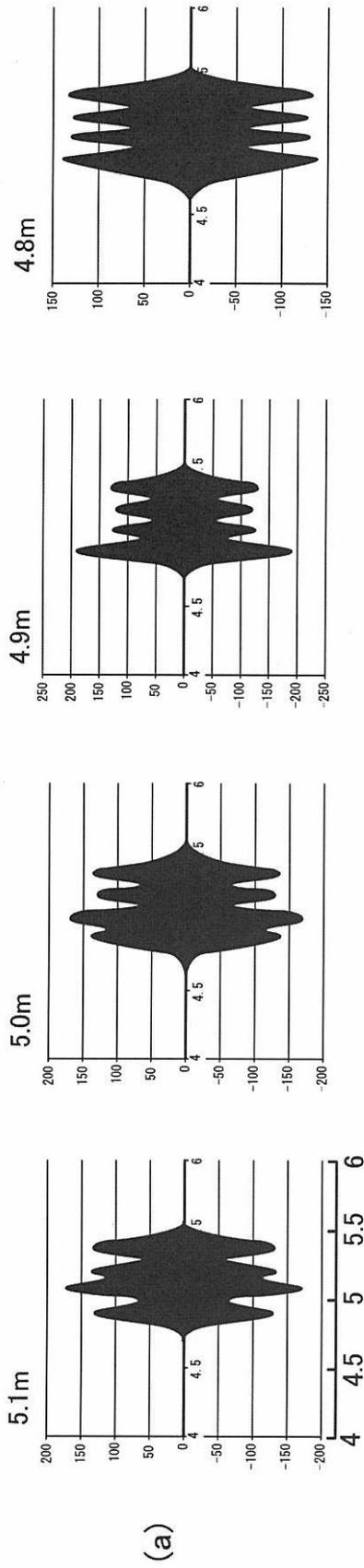
(b)



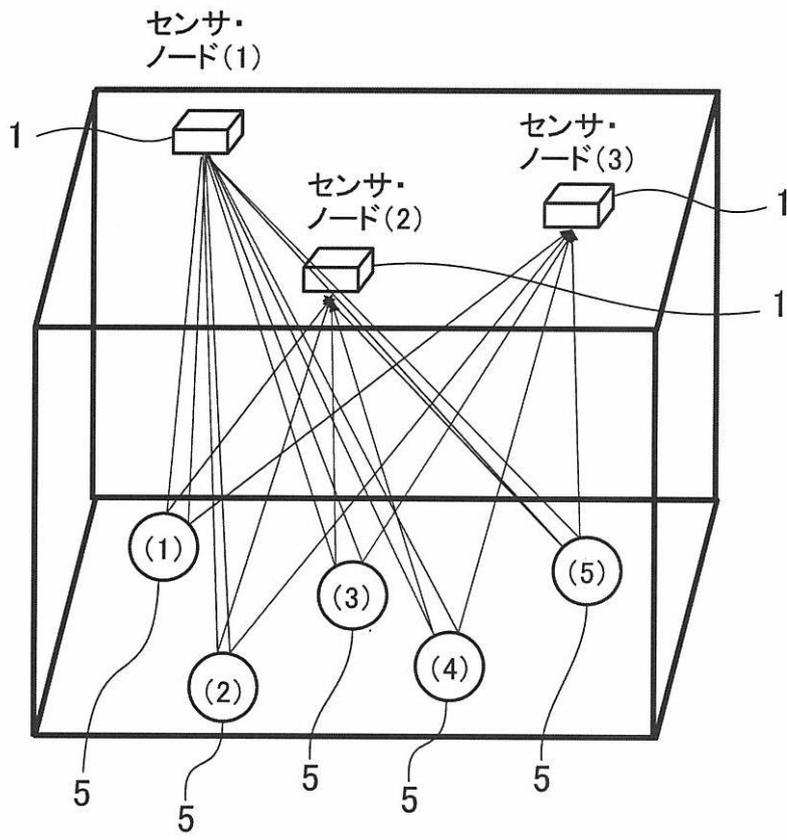
【 図 1 4 】



【 図 15 】



【図16】



【 図 1 7 】

