

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表2002 - 539881

(P2002 - 539881A)

(43)公表日 平成14年11月26日(2002.11.26)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マコード* (参考)
A 6 1 B 8/00		A 6 1 B 8/00	4 C 3 0 1
H 0 4 R 1/34	330	H 0 4 R 1/34	5 D 0 1 9

審査請求 未請求 予備審査請求 (全 75数)

(21)出願番号 特願2000 - 607546(P2000 - 607546)

(86)(22)出願日 平成12年3月28日(2000.3.28)

(85)翻訳文提出日 平成13年10月1日(2001.10.1)

(86)国際出願番号 PCT/US00/08133

(87)国際公開番号 W000/57791

(87)国際公開日 平成12年10月5日(2000.10.5)

(31)優先権主張番号 09/282,510

(32)優先日 平成11年3月31日(1999.3.31)

(33)優先権主張国 米国(US)

(71)出願人 アクューソン コーポレイション
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9403
9 - 7393 マウンテン ヴィュー チャール
ストン ロード 1220

(72)発明者 フィリップス パトリック
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9408
6 サニーヴェイル カーロール ストリー
ト 461

(72)発明者 ホリー グレゴリー エル
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9404
3 マウンテン ヴュー モンテシト アヴ
ェニュー #23 1285

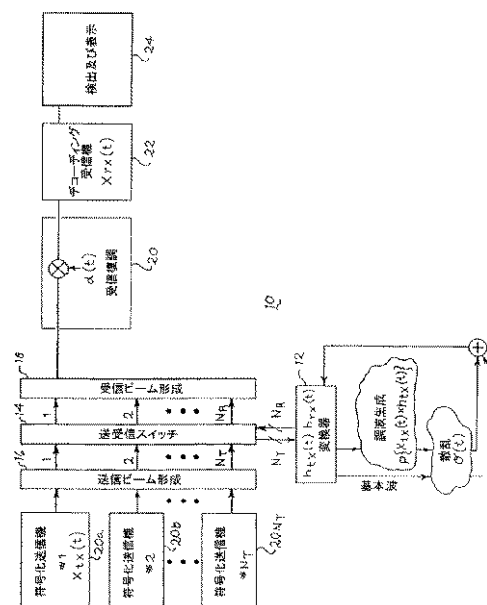
(74)代理人 弁理士 中村 稔 (外 9 名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 パルス圧縮を使用する超音波イメージング

(57)【要約】

医療診断用超音波イメージング方法及び装置は、組織内へ符号化された基本波超音波パルスを送信するためにフェーズドアレイ変換器プローブ(12)を使用する。このパルスは、1より大きいが100より小さい時間・帯域幅積を有している。受信機(18)がプローブに結合されていて組織からのN次調波エコー信号を受信し、圧縮フィルタ(22)は符号化された基本波超音波パルスの約N倍速く変化する位相を有する圧縮関数を用いて調波エコー信号を圧縮する。このようにすると、得られるイメージのSNRが増加する。このようなイメージングのSNR特性が典型的に低いので、開示する方法は、特に組織調波イメージングとの使用に最適である。他の面は、非線形コントラスト剤を用いるイメージングにも適している。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 医療診断用超音波イメージング方法において、

(a) 時間・帯域幅積が100より小さく1より大きいことを特色としている符号化された基本超音波パルスを組織内へ送信するステップと、

(b) 前記組織からN次調波エコー信号を受信するステップと、

(c) 前記符号化された基本超音波パルスの速さの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を用いて前記調波エコー信号を圧縮するステップと、
を含むことを特徴とする方法。

【請求項2】 前記Nは、1以外の整数に等しいことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記Nは、分数に等しいことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 (d) 前記ステップ(a)及び(b)中、前記組織にコントラスト剤を添加しないように維持するステップ、
を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項5】 前記ステップ(a)及び(b)中、前記組織内にコントラスト剤を供給するステップを更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記ステップ(d)は、前記ステップ(a)、(b)、及び(c)が遂行される全患者検査セッションを通して、前記組織にコントラスト剤を添加しないように維持するステップからなることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項7】 前記ステップ(a)は、フェーズドアレイ内に含まれる複数の変換器素子からパルスを発射するステップからなることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記パルスは、時間・帯域幅積が50より小さいことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項9】 前記パルスは、時間・帯域幅積が20より小さいことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項10】 前記パルスは、時間・帯域幅積が10より小さいことを特徴

とする請求項1に記載の方法。

【請求項11】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項12】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項13】 前記パルスは、実質的に均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項14】 前記パルスは、時間的に連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項15】 前記パルスは、時間的に不連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項16】 前記パルスは、実質的に非均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項17】 前記パルスは、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項18】 前記パルスは、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項19】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項20】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項21】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項1

に記載の方法。

【請求項22】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項23】 前記圧縮関数は、実質的に均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項24】 前記圧縮関数は、時間的に連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項25】 前記圧縮関数は、時間的に不連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項26】 前記圧縮関数は、実質的に非均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項27】 前記圧縮関数は、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項28】 前記圧縮関数は、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項29】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項30】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項31】 前記圧縮関数は、時間的に連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項32】 前記圧縮関数は、時間的に不連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項33】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調

波エコー信号と振幅及び位相が整合していることを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項34】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調波エコー信号と位相が整合し、前記送信された包絡線とは異なる包絡線を有することを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項35】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調波エコー信号と位相が整合し、前記圧縮関数の入力における前記信号包絡線とは異なる包絡線を有することを更に特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項36】 前記圧縮関数は、組織内の異なる範囲に対応するパルス受信時間の関数として変化することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項37】 複数の関心周波数帯をデコードするために、複数のパルス圧縮関数を使用することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項38】 (d)前記ステップ(a)のパルスと空間的に整列し、前記ステップ(a)のパルスとは送信包絡線の位相及び極性の少なくとも一方が異なる第2の符号化された基本超音波パルスを前記組織内へ送信するステップと、

(e)前記第2のパルスに応答して前記組織から第2のN次調波エコー信号を受信するステップと、

(f)前記第2のパルスの速さの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を用いて、前記第2の調波エコー信号を圧縮するステップと、

(g)前記ステップ(c)及び(f)からの圧縮された調波信号を組合せるステップと、

を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項39】 (d)前記ステップ(a)のパルスと空間的に整列し、前記ステップ(a)のパルスとは送信包絡線の位相及び極性の少なくとも一方が異なる少なくとも2つの付加的な符号化された基本超音波パルスを前記組織内へ送信するステップと、

(e)前記ステップ(d)の付加的なパルスに応答して前記組織から付加的な第2のN次調波エコー信号を受信するステップと、

(f)前記付加的なパルスの速さの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を

用いて、前記付加的なN次調波エコー信号を圧縮するステップと、

(g) 前記ステップ(c)及び(f)からの圧縮された調波信号を組合せるステップと、

を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項40】 (d) 前記ステップ(a)のパルスとは空間的に別個で、前記ステップ(a)のパルスとは送信包絡線の位相及び極性の少なくとも一方が異なる第2の符号化された基本超音波パルスを前記組織内へ送信するステップと、

(e) 前記第2のパルスに応答して前記組織から第2のN次調波エコー信号を受信するステップと、

(f) 前記第2のパルスの速さの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を用いて、前記第2の調波エコー信号を圧縮するステップと、

(g) 前記ステップ(c)及び(f)からの圧縮された調波信号を組合せるステップと、

を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項41】 (d) 前記ステップ(a)のパルスとは空間的に別個で、前記ステップ(a)のパルスとは送信包絡線の位相及び極性の少なくとも一方が異なる少なくとも2つの付加的な符号化された基本超音波パルスを前記組織内へ送信するステップと、

(e) 前記ステップ(d)の付加的なパルスに応答して前記組織から付加的な第2のN次調波エコー信号を受信するステップと、

(f) 前記付加的なパルスの速さの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を用いて、前記付加的なN次調波エコー信号を圧縮するステップと、

(g) 前記ステップ(c)及び(f)からの圧縮された調波信号を組合せるステップと、

を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項42】 医療診断用超音波イメージングシステムにおいて、フェーズドアレイ変換器プローブと、

モードと結合され、100より小さく1より大きい時間・帯域幅積を特色として

いる符号化された基本超音波パルスを前記プローブから組織内へ送信させるような送信波形を前記モードに供給するように動作する送信機と、

前記プローブに結合され、前記組織からN次調波エコー信号を受信するように動作する受信機と、

前記符号化された基本超音波パルスの約N倍で変化する位相を有する圧縮関数を用いて前記調波エコー信号を圧縮するように動作する圧縮フィルタと、
を備えていることを特徴とするシステム。

【請求項43】 前記Nは、1以外の整数に等しいことを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項44】 前記Nは、分数に等しいことを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項45】 前記パルスは、時間・帯域幅積が50より小さいことを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項46】 前記パルスは、時間・帯域幅積が20より小さいことを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項47】 前記パルスは、時間・帯域幅積が10より小さいことを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項48】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項49】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項50】 前記パルスは、実質的に均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項51】 前記パルスは、時間的に連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項52】 前記パルスは、時間的に不連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項53】 前記パルスは、実質的に非均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項54】 前記パルスは、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項55】 前記パルスは、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項56】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項57】 前記パルスは、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項58】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項59】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である振幅変調関数とを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項60】 前記圧縮関数は、実質的に均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項61】 前記圧縮関数は、実質的に非均一である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項62】 前記圧縮関数は、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項63】 前記圧縮関数は、スペクトルピークと、前記スペクトルピークを中心として周波数が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特

徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項64】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項65】 前記圧縮関数は、包絡線持続時間と、前記包絡線持続時間の半分を中心として時間が非対称である位相関数対周波数スペクトルとを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項66】 前記圧縮関数は、時間的に連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項67】 前記圧縮関数は、時間的に不連続である振幅変調関数を更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項68】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調波エコー信号と振幅及び位相が整合していることを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項69】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調波エコー信号と位相が整合し、前記送信された包絡線とは異なる包絡線を有することを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項70】 前記圧縮関数は、前記圧縮関数の入力における前記N次調波エコー信号と位相が整合し、前記圧縮関数の入力における前記信号包絡線とは異なる包絡線を有することを更に特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項71】 前記圧縮関数は、組織内の異なる範囲に対応するパルス受信時間の関数として変化することを特徴とする請求項42に記載の発明。

【請求項72】 複数の関心周波数帯をデコードするために、複数のパルス圧縮関数を使用することを特徴とする請求項42に記載の発明。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

（関連出願との相互参照）

本願は、本明細書が全文を参照している1999年3月31日付コペンディング米国特許出願第09/283,346号（代理人ドケット5050/540）に関連する。

【0002】

（従来の技術）

コントラスト剤を使用せず、非線形伝播により生成される調波から形成される超音波イメージが、医療イメージング（像形成）における貴重な新しい診断モードとして医療用超音波分野に出現してきた。好ましい組織調波イメージは、送信された基本波信号の第2高調波を取り込んで形成される。非線形コントラスト剤を注入して使用すると、基本周波数の第2高調波、または基本周波数の半分、即ち低調波のような、送信された基本波周波数以外の周波数帯からの信号を更に増加させる。最近の数年は、診断検査を向上させるために、非線形コントラスト剤の注入使用に関心が集まっている。より近年になって、コントラスト剤の分裂を最小にし、コントラスト剤と組織との間のコントラストを改善し、そして小血管を視覚化する目的で、低振幅励振の使用に関心が寄せられてきた。

【0003】

組織調波イメージはクラッタ雑音を低下させ、反響アーチファクトを減少させ、そしてコントラストを改善するので、従来は患者をイメージングするのが困難であった組織調波イメージが好まれてきた。組織によって生成される調波の量は、実質的に基本波よりも少なく、調波エネルギーは変換器の面から徐々に累積され、そして組織減衰は周波数が高い程大きいから、調波エネルギーから生成されるイメージは、基本波エネルギーだけから形成されるイメージに比して信号対雑音比（ SNR ）が劣る。従って、調波イメージは、変換器面付近の浅い領域において、基本波イメージの浸透限界付近の深い領域において、走査フォーマットの外側エッジにおいて、及び個々の超音波線及び個々の変換器素子のための大きい舵取り角において、臨界的な診断情報に欠ける可能性がある。送信電圧を増加させると、戻り信号レベル及び屢々 SNR が増加するが、実際の電氣的限界によってある

最大値に到達する。

【0004】

注入されたコントラスト剤を使用し、低振幅励振を用いるイメージングは、コントラスト剤破壊のようなコントラスト剤分裂が最小であり、より多くのコントラスト剤がより長い検査時間のために利用可能になり、そして小血管の流れの検出を増加させることができる。しかしながら、低振幅励振は、コントラスト剤が存在しないか、または低濃度で存在する場合には、受入れ難い貧弱なイメージ品質を発生し得る。更に、コントラスト剤信号は第2高調波周波数帯域で戻り、低調波及び超高調波周波数のような他の帯域は普通の送信パルスによって制限され得る。コントラスト剤を分裂させずに送信電圧を増加させることはできないから、低振幅励振を用いるイメージは貧弱なS N Rを呈する。

【0005】

周波数変調(FM)されたパルス圧縮は、瞬時ピーク電力を増加させずに信号の平均電力を増加させるための公知の技術である。この技術は、1940年代及び1950年代にレーダー応用のために開発され、近年になって医療用超音波の分野に示唆されてきた。基本波イメージングに関しては、M. O'Donnell, Coded Excitation System for Improving the Penetration of Real-Time Phased Array Imaging Systems, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 39, No. 3, pp. 341-51, May 1992を参照されたい。またコントラスト剤イメージングに関しては、Y. Takeuchi, Coded Excitation for Harmonic Imaging, Ultrasonics, PH-3, 1996を参照されたい。

【0006】

(発明の概要)

以下に説明する好ましい実施の形態は、コントラスト剤を使用せず、また軸方向細部分解能に重大な(または、何等かの)損失を生ずることなく、送信パルスを符号化し、組織調波イメージ形成プロセスにパルス圧縮受信フィルタを適用することによってS N Rを向上させる方法を実現している。

【0007】

符号化された送信信号を、組織から戻された調波信号に選択的に作用するパル

ス圧縮受信フィルタリング技術と共に使用する装置は、基本波信号を使用する装置に比して、S N Rの改善及びクラッタ雑音の減少についてより多くの妥協を示すことができる。詳述すれば、組織調波イメージは本質的に、浸透が小さく、視野のエッジにおけるS N Rが低い、普通の基本波イメージと比較した場合にはクラッタ雑音アーチファクトが少なく、より多くの診断情報を供給することが多い。即ち、あるイメージング環境においては、基本波イメージにおけるS N R及び浸透を増加させても、強いクラッタ雑音アーチファクトのために診断情報を増加させることはないが、組織調波イメージにおいてはS N Rを同じように、または等価的に増加させると診断情報を増加させることができる。

【0008】

以下に説明する他の好ましい実施の形態は、コントラスト剤を使用し、整数または分数調波エネルギーを検出するための独特な非線形位相変調符号化計画を実現する。S N Rの改善及びコントラスト剤の特異性の増加によって、診断情報を増加させることができる。

【0009】

(実施の形態)

電氣的に制限されているか、またはM I制限されてはいるが、熱制約、空間ピーク時間平均限界、またはそれ以外によって制限されてはいない場合に、基本波イメージと比較した時の調波イメージのS N Rが劣るのを解決するために、送信される信号は、合計エネルギーを増加させるように長くする（圧縮していない、または伸張させる）ことができる。信号処理鎖の後半における軸方向細部分解能を最大にするために、どの次数調波信号も再圧縮することができる。この方法は、総合帯域幅（軸方向細部分解能に比例する）を維持しながら、送信される信号の時間的な幅を増加させることによって、時間・帯域幅積を効果的に増加させる。公知の符号化送信技術と、以下に開示する独特な受信フィルタリングとを組合せることによって、どの次数調波イメージをも生成することが可能になり、超音波イメージの診断値を改善することができる。

【0010】

以下に説明する好ましい方法は、コントラスト剤を使用して、または使用せず

に、組織調波イメージングにおけるS N Rを改善するために使用することができる。1つの好ましい実施の形態では、コントラスト剤を使用せずに、組織の第2高調波イメージングがS N Rを改善し、それが浸透の増加及び診断情報の改善に変換される。

【0011】

動作の詳細

図1は、本発明を実現するために使用可能な、医療診断用超音波イメージングシステムのブロック図である。図1のイメージングシステム10は変換器(トランスデューサ)12を含んでおり、この実施の形態では、変換器12は一次元フェーズドアレイ変換器である。変換器12は、送受信スイッチ14を介して、送信ビーム形成器16及び受信ビーム形成器18の両方に結合されている個々の変換器素子のアレイを含んでいる。送信ビーム形成器16は、入力として符号化送信機20a、20b、...20Ntから符号化された送信パルスを受け、送信機20a、20b、...20Ntからの符号化された送信パルスに適当な遅延及び/または位相変化を与え、イメージ中の組織の所定の領域内にコヒーレントに追加するように時間調整され、位相調整された超音波信号(関連する変換器素子からの)に変換する。

【0012】

同様に、受信ビーム形成器18は、適当な時間遅延及び/または位相変化を与え、個々の変換器素子から受信したエコー信号を所望のビーム方向に沿ってコヒーレントに合計する。受信ビーム形成器18によって生成され、ビーム形成されたエコー信号は受信復調器20へ印加され、受信復調器20はエコー信号を所望周波数範囲に復調する。復調されたエコー信号はデコーディング受信機22へ印加され、受信機22はビーム形成され、復調されたエコー信号にパルス圧縮関数を適用する。デコードされたエコー信号は、検出及び表示のためにイメージプロセッサ24へ印加される。

【0013】

組織減衰、音響回折、及びビーム形成プロセスを無視した以下の数学的記述が、図1のシステムに適用される。超音波線の形成は以下のようにモデル化するこ

とができる。

【数1】

$$l(t) = [P\{X_{tx}(t) * h_{tx}(t)\} * \theta(t) * h_{rx}(t)] d(t) * X_{rx}(t) \quad (1)$$

ここに、

$X_{tx}(t)$ = 送信波形、

$h_{tx}(t)$ = 変換器電圧・圧力伝達関数、

$P\{\dots\}$ = 演算子 p モデル調波信号生成、

$\theta(t)$ = スキャッタラーレスポンス、

$h_{rx}(t)$ = 変換器圧力・電圧伝達関数、

$d(t)$ = 復調関数、

$X_{rx}(t)$ = 受信フィルタまたはパルス圧縮デコーディングフィルタ、

t = 時間、及び

$*$ = 畳込み演算

である。

【0014】

軸方向細部分解能を犠牲にすることなく送信エネルギーを増加させるために、振幅 $a(t)$ 及び変調周波数 f_m を有する普通の送信波形 $X_{tx}(t)$ は次のように表すことができる。

【数2】

$$X_{tx}(t) = \text{Re} \left\{ a(t) e^{j2\pi f_m t} \right\}. \quad (2)$$

$X_{tx}(t)$ は、時間依存位相項 $\varphi(t)$ で変更することができる。注： Re は、 $\{\dots\}$ の実数部分を表す。一般的に言えば、新しい送信波形は、

【数3】

$$x'_{tx}(t) = \text{Re} \left\{ a(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_m t} \right\}, \quad (3)$$

ここに、

【数4】

$$\phi(t) = K_1 t^2 + K_2 t^3 + \dots + K_n t^{(n+1)} \quad (4)$$

であり、 K_i は任意定数である。 $\phi(t)$ 及び $a(t)$ を適切に選択することによって、約1の時間・帯域幅積を有するコンパクトな固定帯域幅時間パルスをより大きい時間・帯域幅積に時間的に広げ、より大きい送信信号エネルギーを可能にすることができる。組織からの散乱した信号を受信した後に、適切に設計された受信機が時間的に広げられたパルスを圧縮し、コンパクトなパルスを回復することができる。このプロセスは、広げられた送信パルスから重大な劣化を生ずることなく、指定された帯域幅に関連する好ましい軸方向細部分解能を保持する。優れた軸方向細部分解能は、適切なデコーディング受信機を用い、帯域外周波数成分を十分に排除することによってのみ維持される。所望の第2、低次または高次調波エネルギーを選択的に取り込むように設計された受信機を用いて適切にデコーディングすると、時間・帯域幅を約1の普通の値を越えて増加させ、SNRを改善することができる。当分野においては公知のように、SNRを最大にすることができる基本波イメージングのための好ましいデコーダは整合（マッチド）フィルタである。従って、優勢な基本周波数において復調した後に、受信機デコーダは、

【数5】

$$a(t) e^{j\phi(t)}.$$

の時間反転・位相共役の基準化されたバージョンであることができる。

【0015】

調波イメージングの場合に好ましいデコーダは、調波信号生成の次数及びメカニズムに依存する。この場合も、関心調波に整合した整合フィルタが好ましいデコーダである。第2高調波組織イメージングの場合、公知のリーマンの波動方程式を解くことによって合理的なモデルを求めることができる (Nonlinear Acoustics, Mark F. Hamilton, et al. 1998, pg 75)。

【数6】

$$\frac{\partial g}{\partial t} + \frac{C_0 \partial g}{\partial z} = \left(\frac{Bg}{\rho_0 C_0^2} \right) \frac{\partial g}{\partial t} \text{ for the pressure } g(t, z), \quad (5)$$

ここに、

C_0 は、小さい信号音速度であり、

ρ_0 は、周囲密度であり、

B は、非線形性のパラメータである。

ここに、圧力 $g(t, z)$ の場合、変換器の面における変換器の送信圧力信号に等しい境界条件、即ち強制関数

【数7】

$$g(t, z) \Big|_{z=0} = f(t)$$

を適用する。

例えば、Nonlinear Acoustics, edited by Mark F. Hamilton and David T. Blackstock, copyright 1998の75ページを参照されたい。

【0016】

直接的な動揺解析 (例えば、Nonlinear Acousticsのセクション2、281ページ参照) を使用すると、一般モデルは

【数8】

$$g(t, z) = f(t - z/C_0) + Kt \frac{d[f^2(t - z/C_0)]}{dt}, \quad (7)$$

の形状を取り、自乗された基本圧力信号 $f(t)$ の時間導関数から生成された第2高調波信号が得られる。上式の Kt は、組織材料特性に等しい。第2高調波エネルギーのコントラスト剤イメージングに適用することができるモデルの例は時間導関数を排除するが、それでも基本波圧力の自乗に依存している。

【0017】

式(3)の一般送信波形信号、及びモデル演算 $p\{\dots\}$ を使用し、変換器の送信伝達関数が関心周波数帯域にわたって重大な影響を及ぼさないものとするば、組織において生成される第2高調波信号は次のように示すことができる。

【数9】

$$X_{2nd}(t) = D_i \operatorname{Re}\{n(t)e^{j4\pi f_m t}\} + a(t) \frac{d[a(t)]}{dt}, \quad (8)$$

ここに、

【数10】

$$n(t) = b(t)a^2(t) \left[2\pi f_m + \frac{d[\phi(t)]}{dt} \right] e^{j2\phi(t)} e^{j\theta(t)} \quad (9)$$

【数11】

$$b(t) = \left[\frac{\left(\frac{d[a(t)]}{dt} \right)^2}{a^2(t) \left(2\pi f_m + \frac{d[\phi(t)]}{dt} \right)^2} + 1 \right]^{1/2} \quad (10)$$

【数12】

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{a(t) \left(2\pi f_m + \frac{d[\phi(t)]}{dt} \right)}{\frac{d[a(t)]}{dt}} \right\} \quad (11)$$

D_i = 定数

である。

【0018】

第2高調波信号は、元の変調周波数 f_m の2倍、即ち $e^{j4\pi f_m t}$ によって実効的に周波数変調されており、最後の項

【数13】

$$a(t) \frac{d[a(t)]}{dt}.$$

のために直流に近い付加的な低周波数エネルギーが存在していることに注目された。この最後の項は、非線形音響伝播信号ピークが、有限帯域幅信号のための信号トラフよりも速く走行する、即ち正の相対圧力（ピーク）が負の相対圧力（トラフ）よりも大きい組織音速度を発生するから現れるのである。コントラスト剤の第2高調波イメージングの場合、

【数14】

$$n(t) = a^2(t) e^{j2\phi(t)} \quad (12)$$

散乱した組織エネルギーを受信し、ビーム形成器によって適切なチャンネル毎の遅延、位相調整、及びアポジゼーションが適用された後に、さらなる処理のために関心調波信号を所望の周波数帯域に復調することができる。好ましい帯域はベースバンドである。もし復調関数 $d(t)$ を次式のように第2高調波周波数の中心に選択し、

【数15】

$$d(t) = e^{j2(2\pi f_m t)} \quad (13)$$

また、 $X_{rx}(t)$ を $Y_{2nd}^*(-t)$ に等しく選択すれば、SNRを最大にし、優れた軸方向細部分解能を維持する好ましい実施の形態を実現することができる。なお、式(13)において、

組織第2高調波エネルギーの場合には、

【数16】

$$Y_{2nd}(t) = b(t) a^2(t) \left[2\pi f_m + \frac{d[\phi(t)]}{dt} \right] e^{j2\phi(t)} e^{j\theta(t)} \quad (14)$$

であり、またはコントラスト剤第2高調波エネルギーの場合には、

【数17】

$$Y_{2nd}(t) = a^2(t) e^{j2\phi(t)} \quad (15)$$

であり、そして*は、複素共役演算である。この好ましい実施の形態では、パルス圧縮受信機 $X_{rx}(t)$ のために、SNRを最大にすることができる整合フィルタを使用している。普通の受信機は、デコーディング、及び所望の軸方向分解能を回復するために必要な付加的な非線形位相変調が欠如している。復調の後の好ましいパルス圧縮整合受信機は、

【数18】

$$n(t) \quad (16)$$

の時間反転・位相共役である。受信機における復調信号処理ステップは、周波数帯域を好ましい周波数帯域へ効果的にシフトさせる。整合フィルタ、またはより一般的にはパルス圧縮フィルタは、直流に近い低周波数項、及び基本波エネルギー

または他の望ましくないエネルギーを効果的に抑圧することができる。もし望むならば、整合フィルタ包絡線以外の振幅変調を受信機内で使用することもできる。詳述すれば、付加的なパルス成形を使用して、不要範囲のローブを抑圧するのを援助することができる。

【0019】

例：

以下は、第2高調波組織イメージングのための非線形二次位相変調(PM)、線形周波数変調(FM)チャープパルス圧縮コードの例である。送信信号は、以下の特性を有している。

1) 振幅は時間幅

【数19】

$$T = (\alpha)^{-1/2}; \quad (17)$$

のガウス包絡線に変調される。ここに、時間幅は、ピークから -6.28 dB 下がった振幅として定義される。

2) ピークから -6.28 dB レベルにおける周波数帯域幅は、

【数20】

$$W = \left(\frac{\alpha^2 + \gamma^2}{\alpha} \right)^{1/2}; \quad (18)$$

である。

3) 時間・帯域幅積は、

【数21】

$$TW = \left(1 + \left(\frac{\gamma}{\alpha} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (19)$$

として定義される。

【0020】

一般的な送信信号は、

【数22】

$$X'_{tx} = \text{Re} \left\{ e^{-\pi\alpha t^2} e^{j\pi\gamma t^2} e^{j2\pi f_m t} \right\}, \quad (20)$$

であり、指定された帯域幅 W （即ち、軸方向細部分解能）及び所望パルス幅 T の場合には、瞬時周波数（ラジアン／秒）は、

【数23】

$$\hat{\omega} = 2\pi(\gamma t + f_m). \quad (21)$$

である。この例のために上式（13）を使用すると、第2高調波周波数における復調後の受信パルス圧縮整合フィルタは、

【数24】

$$X_{rx}(t) = D_2 \left[\frac{\alpha^2 t^2}{(f_m - \gamma t)^2} + 1 \right]^{1/2} |f_m - \gamma t| e^{-2\pi\alpha t^2} e^{-j2\pi\gamma t^2} e^{j \tan^{-1}[(f_m - \gamma t)/\alpha t]}, \quad (22)$$

である。ここに、 D_2 は定数である。現在の医療用超音波システムを用いて得ることができる典型的な時間・帯域幅積は、

【数25】

$$X_{rx}(t) = jD_3 e^{-2\pi\alpha t^2} e^{-j2\pi\gamma t^2}, \quad (23)$$

である。ここに、 D_3 は定数である。注：臨床システムのための時間・帯域幅積は、Ispta限界、熱限界、及びチャンネル毎の電力によって決定されることが考えられる。図2乃至9は、あるシステムを実現する上での異なるステージにおける信号の例である。図2乃至5は、時間・帯域幅積が4であるシステムを表し、一方図6乃至9は、時間・帯域幅積が8、即ち後者の4つの図面を作成するために使用した送信信号時間長が、前者の4つの図面を作成するために使用した送信信号長の2倍であるシステムを表している。4つの図面の2組のために送信された帯域幅は同一である。一般的には、時間・帯域幅積が50より小さい、より好ましくは20より小さい、最も好ましくは10より小さいシステムが好ましい。

【0021】

図2乃至9の説明

図2 - 9の例においては、送信変調周波数は2 MHzであり、周波数帯域幅は1 MHzである。図2 a及び6 aは、普通の送信される信号、及び対応する送信包絡線を示しており、各図においては、時間依存・非線形位相変調は使用せず、これら2つの普通の送信信号は同一であって、各ケースのために参考として示したものである。図2 b及び6 bはそれぞれ、二次PMまたは線形FM符号化された送信信号、及び対応する送信包絡線を示している。4つの図面においては、電気的限界または所望の空間ピーク音響限界に基づいて、典型的なように、ピーク信号レベルは同一である。図2 c及び6 cは、先行図に示すように、普通の場合の線形送信位相、及び符号化信号の場合の非線形位相を示している。図2 d及び6 dは、これらの位相の時間導関数によって決定される送信位相に対応する瞬時周波数を示している。符号化送信信号位相が、普通の送信信号位相とは明白に異なっており、非線形であることに注目されたい。

【0022】

図3 a及び7 aは、普通の送信信号に関連する組織第2高調波信号及びその包絡線を示しており、組織減衰及び音響回折は排除されている。また、これらの図には、参考として組織基本波信号包絡線が示されている。第2高調波信号が、改善された軸方向細部分解能を与えることに注目されたい。図3 b及び7 bはそれぞれ、符号化送信信号に関連する組織第2高調波信号及びその包絡線を示してい

る。これらの図面にも、参考として組織基本波信号包絡線が示されている。図3c及び7cは、普通の送信信号を用いた時の第2高調波信号、符号化送信信号を用いた時の第2高調波信号、及び符号化送信信号を用いた時の基本波信号を示している。図3d及び7dは、これらの組織信号位相に対応する瞬時周波数を示している。各型の組織信号毎の、及び各型の送信信号毎の組織信号位相及び瞬時周波数が独特であることに注目されたい。最適化されたパルス圧縮（または、デコーディング）受信フィルタを設計する場合、これらの差を斟酌する必要がある。即ち、位相は、符号化送信信号が変換器から発射された時の組織基本波信号に比して、組織第2高調波信号の場合には、時間の関数として2倍程度速く変化している。図(4a、4b、4c)及び(8a、8b、8c)は、第2高調波及び基本波で受信した信号をフィルタするための受信ベースバンドフィルタ成分のパルス圧縮、またはデコーディングを示している。2組の各々において、これらの図はそれぞれ、普通の送信信号を用いた時の第2高調波デコーディングフィルタ、符号化送信信号を用いた時の第2高調波デコーディングフィルタ、及び符号化送信信号を用いた時の基本波デコーディングフィルタを示している。3つの図の最後の組は比較のために示したものであり、基本波信号を用いて組織をイメージングする場合の典型である。各図は、各フィルタのレスポンスの実数部分、虚数部分、及び振幅を示している。第2高調波信号のための受信デコーディングフィルタは、符号化された送信信号が変換器から発射される場合は、基本波信号のための受信デコーディングフィルタとは異なることに注目されたい。これらの差は、受信フィルタの位相を時間の関数としてプロットしても明らかになる。図4d及び8dは、3つの異なる型のフィルタのためのこれらの位相を示している。これらの位相が、符号化送信信号を使用する時の基本波に比して、第2高調波の場合には時間の関数として2倍程度速く変化することに注目されたい。より高次の、または低次の調波のイメージングの場合には、デコーディングフィルタの瞬時位相は、所望の調波位相変化と整合させることが好ましい。例えば、1/2次の低調波は、その位相が送信された信号の位相の半分のレートで変化するフィルタを用いて優先的にデコードされる。図4e及び8eは、優勢第2高調波周波数(4MHz)における適切な復調、第2高調波パルス圧縮フィルタを用いたベースバン

ド受信フィルタリング（2つの場合に、それぞれ図4 aまたは4 b、及び図8 aまたは8 bから）、及びディスプレイ検出の後の最終出力信号を示している。以下のことに注目されたい。

【0023】

1) 2つの第2高調波信号処理技術の場合、出力信号の幅によって定義される軸方向分解能は同一である。符号化された送信信号及び適切な受信フィルタリングを用いると、軸方向細部分解能が維持される。

【0024】

2) 符号化されたパルス圧縮技術に関連する第2高調波戻り信号内のエネルギーは、普通の符号化されてない技術に関連する戻りエネルギーよりも大きい。時間的に広げられた送信波形によって、付加的なエネルギーが利用可能にされている。2つの別個のケース（ケース1は時間・帯域幅積 = 4、ケース2は時間・帯域幅積 = 8）の間の戻されて検出される信号エネルギーの差は、予測した通り、時間・帯域幅積がより大きい8の場合の方が大きい。

【0025】

3) 符号化及び非符号化の両信号処理技術共、基本波エネルギーの不完全抑圧のために残留基本波信号が存在する。符号化信号処理技術は、優勢残留エネルギーを普通の非符号化信号処理技術に対して効果的に、時間的にシフトさせる。この残留エネルギーは、信号帯域幅が適切に選択されている臨床設定ではそれ程重大ではない。周波数スペクトルの重畳のために、帯域幅を大きくする程基本波抑圧が小さくなる。貧弱な基本波エネルギー抑圧、または受入れ難い残留基本波エネルギーは、異なって送信された包絡線位相に関連して予備検出された受信パルスの加算、またはフィルタリングによって更に減少させることができる。複数の受信したパルスを単純に加算またはフィルタリングによって組合せると、所望の関心調波を効果的に強調しながら、望ましくない基本波または他の調波エネルギーを打ち消すことができる。例えば、同一方向に逆相（即ち、 0° 及び 180° ）で送信された2つのパルスは、使用可能な軸方向細部分解能及び第2高調波信号のSNRを同時に増加させ、基本波信号を抑圧するためのパルス圧縮受信フィルタの後に加算することができる。別の例では、異なる初期包絡線を有する2つのパルスを異な

る方向に沿って、または異なる原点から送信し、次いで受信してパルス圧縮フィルタでデコーディングの後に加算することができる。非共線対送信パルスは、共線送信パルスに比してフレームレートを改善することができ、位相及び振幅変調符号化及びデコーディングのためにS N Rが改善される。図4 e 及び8 e においては、これらの複数のパルス組合せが残留基本波信号内のエネルギーを減少させている。

【0026】

図5 及び9 は、普通の、及び符号化送信信号の場合の、周波数ドメイン内の組織信号、及び検出された出力信号を示している。これらの図は、送信される信号の指定された時間幅には無関係に、組織基本波及び組織第2 高調波信号の帯域幅が- 6.28 dB に一定に保たれていることを示している。また、普通の送信信号からの戻りと比較した時の、符号化された送信信号からの戻りの検出された信号エネルギーの差が2 つのケースについて示されている。2 つの時間・帯域幅積の大きい方の出力信号は、提示されている2 つの符号化のケースの間の同一ピーク送信信号レベルの大きい方であるが、図5 及び9 の全てのスペクトルは、各ケース毎に、符号化パルス圧縮技術の調波組織信号ピークによって独立的に正規化されている。従って、信号出力の最大スペクトル振幅は、常に0 デシベルである。この正規化によって、普通の送信信号の組織調波信号レベルと、調波受信フィルタリングの後の残留基本波信号レベルとの差が強調されている。

【0027】

好ましい実施の形態に対して、及び上述した例に対して多くの変更が可能であり、それらは以下のものを含む。

【0028】

1) 振幅 $\alpha(t)$ 、及び位相 $\phi(t)$ の一般的な変調

以上に非線形二次位相（または線形周波数）変調対時間を有するガウス振幅変調包絡線の例を説明したが、多くの異なる型の振幅及び位相変調関数を送信機及びパルス圧縮受信フィルタ内に使用することができる。図10 は、線形、非線形、離散、及び連続瞬時FM関数対時間の幾つかの例を示している。これらの関数は、位相変調（PM）関数の時間導関数である。これらの関数は、パルス時間幅

T_{FM} 及び所望の周波数スパン W_{FM} の範囲内に定義することが好ましい。線 30 が包絡線持続時間の半分に位置していることに注目されたい。これらは例であり、全てを網羅しているのではない。線形 FM (二次 PM) 関数の例が、a、b、及び c とラベル付けされている。2 つの区分的線形 FM 関数は、関数 f 及び g である。2 つの非線形 FM 関数は、d 及び e とラベル付けされている。変調関数 c 及び e は線 30 に関して対称であり、他の関数は線 30 に関して非対称であることに注目されたい。

【0029】

図 11 に、対称及び非対称非線形位相関数対周波数の幾つかの例を、一般信号振幅スペクトルと共に示す。破線で示すスペクトル A 及び B は、送信機における、またはパルス圧縮フィルタの入力における信号スペクトルを表している。実線曲線で示す位相関数 a 及び b は、対称及び非対称関数の例である。関数 a は振幅スペクトル A に関して対称であるか、または振幅 B に関して非対称である。関数 b は、振幅スペクトル A 及び B に関して非対称である。

【0030】

図 12 は、包絡線持続時間の半分に位置する線 40 に対して、対称及び非対称振幅変調関数対時間の幾つかの例を示している。関数 a 及び b は、対称振幅プロファイルであり、関数 c 及び d は非対称プロファイルである。これらの型の関数は、所望のシステム総合スペクトルレスポンスに依存して、送信機及びパルス圧縮受信機に独立的に適用することができる。非対称関数は、組織減衰、音響回折、及びシステム及び変換器設計からのインパルスレスポンスによって発生するスペクトルの成形を補償することによって、SNR を最大にするのに特に有用である。

【0031】

図 10、11、及び 12 に示すこれらの組合せの幾つかは、特定のシステム設計のために好ましいものであることができる。例を以下に示す。

【0032】

1a) 図 12 の関数 a のような定振幅パルスを送信する場合には、非線形瞬時周波数変調関数のような、線形に、または二次的に変化するもの以外の位相変

調関数対時間が好ましいかも知れない。二次位相変調（または、線形FM）を定振幅変調と共に使用すると、臨床的には受入れ難い範囲のローブを発生し得るが、定振幅以外の振幅変調関数は送信機において使用することができない。定振幅または均一振幅変調は、これらの型の送信機のコストが、Acuson CorporationからSequoiaの商品名で販売されているプログラマブル波形発生器（PWG）のような非均一振幅変調を行うより精緻な送信機と比較して低いために、商用超音波製造業者の間で人気がある。定振幅・非線形FMは、高レンジローブを抑圧するのを援助するように、パルス圧縮出力スペクトルを優先的に成形するために使用することができる。代替として、または更に、パルス圧縮受信機における適切な非均一对称または非対称振幅変調によって、不要なレンジローブを減少させることができる。受信機における非均一振幅変調の潜在的な欠陥は、SNRが低下することである。非線形FMは、付加的な受信振幅変調の必要性を排除し、従って定振幅送信されるパルスに伴うSNRを最大にする。

【0033】

1b) 均一振幅変調が実際に好まれ、送信機内において使用可能な振幅変調の型には無関係に非線形FMが使用される別の例は、近フィールド調波イメージングである。少なくとも同一の変換器を使用して超音波エネルギーを送受信するシステムの場合には、送信機がターンオフされるまでは受信回路はターンオンできないから、変換器の面付近のイメージングはパルス長の拡張に制限を課すことになる。また、もし組織非線形伝播によって単独に調波エネルギーが生成されるのであれば、SNRは貧弱になり得る。もし最短の時間窓で最大エネルギーを組織内へ送信するのであれば、均一に振幅変調された波形が好ましい。受入可能なレンジローブレベルを維持するために、非線形FMを使用することができる。

【0034】

1c) 位相変調関数は、均一振幅変調に束縛されているシステムにとって有益であるようにランダム化することができる。送信波形の瞬時周波数を制御することによって、信号が0交差する間の時間を精密に制御して疑似ランダムシーケンスを生成することができる。整合フィルタレスポンスを用いて受信フィルタした後には時間的にコンパクト出力が発生し、これが優れた軸方向細部分解能、及

び改善されたS N Rを与える。更に、もしレンジローブが受入れ難く、且つ非均一振幅変調が使用できなければ、フレームレートの損失が予測される第2相補送信発射を使用して最初の送信発射に関連する極性とは逆の極性の副レンジローブを生成させ、出力信号の主時間ローブを強調することができる。逆極性のレンジローブは打ち消し合うから、不要レンジローブを抑圧するのを援助するための表示処理の前にこれら2つの分離出力を加算することができる。これらの型の相補コードの例は、1961年10月のIRE Transactions on Information Theory, Volume IT-7, Number 4に所載のM.J.E. GolayのComplementary Seriesに記述されているGolay codesである。

【0035】

Golayコードまたは公知のBarkerコードを含むことができる、2進コードのよ
うな、これらの型のコードのいろいろな形状を調波イメージングへ適用すること
に関して2つの重要な面に注目すべきである。第1は、これらのコードの殆どが
要求する第2高調波パルスの反転バージョンを発生させるために、基本波送信パ
ルスを $\pm 90^\circ$ だけシフトさせなければならないことである。例えば、

【数26】

$$\operatorname{Re}\left\{a^2(t)e^{j2\pi 2f_m t} - \left(a^2(t-T)e^{j2\pi 2f_m (t-T)}\right)\right\}$$

及び

【数27】

$$\operatorname{Re}\left\{a^2(t)e^{j2\pi 2f_m t} + \left(a^2(t-T)e^{j2\pi 2f_m (t-T)}\right)\right\}$$

(ここに、Tは、この2パルス例の場合は、2つのパルス間の時間である)の形
状の第2高調波信号を実現するためには、送信される信号は次の近似形状を有し
ているべきである。

【数28】

$$\operatorname{Re}\left\{a(t)e^{j2\pi f_m t} + j\left(a(t-T)e^{j2\pi f_m(t-T)}\right)\right\}$$

及び

【数29】

$$\operatorname{Re}\left\{a(t)e^{j2\pi f_m t} + \left(a(t-T)e^{j2\pi f_m(t-T)}\right)\right\}.$$

【0036】

第2は、調波信号は非線形プロセスによって生成されるから、重畳を最小にするためには、送信される信号の2つの成分を時間Tだけ十分に分離すべきことである。そのようにしなければ、調波信号内に第3の望ましくないクロス乗積項が現れるようになる。説明の都合で示した調波波形は、相補Golayコードを使用した符号化の例である。更に、2つの波形の第1の波形は、サイズ2の最も簡単なBakerコードを使用して符号化された送信波形の例である。

【0037】

1d) パルス圧縮受信機における正確なデコーディングを維持しながらSNRを最大にするためには、非対称位相関数対周波数、即ち図11の関数bのような関数が好ましい。周波数依存減衰は、低めの周波数成分よりも高めの周波数成分の方を優先的に大きく減衰させるから、戻されたスペクトルエネルギーをスペクトル幅及び中心周波数の両方で追跡する受信機は、SNRを最大にすることができる。深さ依存スペクトルエネルギーを所与のベースバンドフィルタ内に選択的に位置決めする1つの方法は、復調周波数を深さの関数として変化させることである。もし、復調周波数を変化させながら、不要なイメージアーチファクトを発生させずにSNRを最大にさせれば、受信機フィルタに非対称位相関数を組み込み、フィルタインパルスレスポンスを深さと共に変化させることができる。この動

的に変化する受信フィルタが好ましいであろう。

【0038】

もし深さ依存受信フィルタが利用できなければ、他の方法を使用して固定受信機に伴う不正確なデコーディングまたはイメージアーチファクトを最小にすることができる。

【0039】

1つの方法は、復調周波数を深さに対して一定であるように固定し、位相関数を送信変調周波数のような特定周波数に関して対称に保つことである。

【0040】

特に二次位相変調の場合の別の代替は、パルス圧縮関数を用いて受信信号をフィルタする前に、深さの関数として受信信号を時間遅延させることである。深さが増加するにつれて遅延が追加されて増加し、正確なデコーディングが維持される。

【0041】

更に別の代替は、対称であり深さ依存の位相関数を深さ依存復調周波数と共に維持し、可能なアーチファクトを受入れることである。幾つかの位相関数または対応するFM関数の場合には、イメージアーチファクトは許容できるものである。

【0042】

各セグメントが独立振幅変調関数及び非線形位相変調関数からなる時間的に離散したセグメントを有する送信パルスが好ましい。この型の特性を有する例は、図10に関数fとラベル付けされて示されている。関数fは、2つの独立非線形二次PM関数（または、図示のように、区分的線形FM関数）を組み入れている。実効的にサブコードからなるこの型のコードは、2つの密に離間する時間間隔で組織から情報を抽出するために、またはコントラスト剤調波を優先的に励振するために使用することができる。独特な振幅及び位相関数を有する1つの時間セグメントは、他の符号化されたセグメントの存在に依存する振動モードを優先的に励振する、または核を作ることができる。この型のコードは、低調波のような分数調波エネルギーを最適に検出するために使用することができる。勿論、複数の

コードを時間的に重畳するように（これは、実効的に2つのコードの加算である）設計することができる。2つの異なるセグメントを用いているこの例では、パルス圧縮受信機は一方の、または両方のセグメントに関連するエネルギーをデコードすることができる。もし一方のセグメントが特定の振動モードを励振するために使用されていれば、別のセグメントをイメージング提示のために使用することができる。これらのコードが有用であることができる特定例は、送信されたパルス内に含まれる高めの振幅基本波エネルギーから、低振幅送信された低調波エネルギーの成長の核を作るために使用する場合である。この例は、本明細書と同一の日付で出願され、本明細書が参照しているコペンディング米国特許出願第09/282,603号（代理人ドケット5050/515）に詳細に開示されている。

【0043】

2．多次元変換器を含む何等かの型の変換器

本発明は、圧電変換器、または商用超音波システムとして広く市販されている変換器に限定されない。例えば、本発明は静電変換器を用いて実現することができる。

【0044】

3．異なる時間・帯域幅積及び／または送信発射毎の振幅及び位相変調の型

例えば、2つまたはそれ以上の送信焦点が使用される場合には、時間・帯域幅積を深さ依存とすることができる。良好な近フィールドイメージングを維持するためには、最も浅い焦点のために小さめの時間・帯域幅積が好ましい。

【0045】

4．エンコーディング送信機及びデコーディング受信機を異なる形状で実現することができる。送信機及び受信機は、デジタル及び／またはアナログ回路を使用することができ、また送信波形は必ずしもミクサーを必要とはしない。適当な送信機の例が、米国特許第5,675,554号“Method and Apparatus for Transmit Beamformer”に開示されている。例えば、簡単なデジタル的に格納された波形はミクサーを使用せずに増幅することができ、またはアナログ発振器は振幅を変化させながら異なる周波数にわたって掃引させることができる。フィルタを實現し、所望の送信コードを生成させるために適切な複素フィルタと共に、インパ

ルス発生器を使用することができる。受信フィルタリングは、上述したアーキテクチャの例に限定されるものではない。例えば、復調ステージはビーム形成が完了した後に発生させる必要はなく、代わりとして、ビーム形成が完了する前に各受信チャンネル上に、または受信チャンネルのサブグループ上に発生させることができる。更に、受信フィルタリングは、ベースバンドに発生させる必要はない。複素フィルタリングは、中間周波数において実現することができる。

【0046】

5. 本発明は、第2高調波信号に限定されるものではない。どのような次数の整数調波または分数調波もデコードすることができる。

【0047】

6. 本発明は、コントラスト剤を使用して、または使用せずに、符号化パルス圧縮調波Bモードイメージを、別の型のイメージ、カラー、またはBモードと共に、同時または順次取得及び処理と共に使用することができる。これらの例を以下に示す。

- a. 符号化パルス圧縮調波イメージと共に基本波イメージ。
- b. 符号化パルス圧縮調波イメージと共に基本波符号化パルス圧縮イメージ。
- c. 符号化パルス圧縮調波イメージと共に基本波または調波符号化パルス圧縮または非符号化カラーイメージ。

【0048】

7. 本発明は、空間的に共線の、または空間的に別個の2つまたはそれ以上の分離したビームのどのような予備検出組合せとも使用することができる。組合せ内の個々のビームは、同一の振幅、周波数、及び位相を有する遅延プロファイルを有することも、または異なる振幅、周波数、または位相を有することもできる。この実施の形態の例は、改善された基本波信号排除/打ち消しを得るために、従って改善された信号帯域幅及び軸方向細部分解能を得るために、逆極性送信位相調整を用いてパルス圧縮受信フィルタリングした後に、2つのビームを加算することを含む。関連付けられた送信ビームは、普通のパルス反転イメージング(例えば、Chapmanの米国特許第5,632,277号)のように空間的に整列させることも、または本明細書が全文を参照しているコペンディング米国特許出願第09/282,3

96号（代理人ドケット5050/542）に開示されているように空間的に別個であることもできる。

【0049】

代替実施の形態

上述した好ましい実施の形態は、符号化された波形が組織調波イメージングと、コントラスト剤を用いるイメージングとに適用されることを記述している。以下に代替実施の形態を、コントラスト剤イメージングに関連して説明する。1つの代替実施の形態は、コントラスト剤を破壊せずにSNRを改善するために、低圧力振幅で送信されるパルスの時間幅を増加させる。コントラスト剤の整数または分数調波を励振するために、時間的に伸張された励振を使用することができる。第2の代替実施の形態は、幾らかのコントラスト剤は破壊され得るが、それでもSNRを改善するために、第1の代替実施の形態の圧力振幅よりも大きい、それでもある最大値よりは小さい圧力振幅を有するように、送信されるパルス幅を増加させる。検出された非線形コントラスト剤信号と組織信号との間の最適イメージコントラストは、前記最大値よりも小さい送信圧力において得ることができるから、改善されたSNRはイメージ品質及びコントラストを改善する。

【0050】

コントラスト剤の調波イメージングは、ピーク振幅が維持され、時間・帯域幅積及びパルス幅が上述したように増加された場合には、分解能を損なわずにSNRを増加させる。しかしながら、低送信電圧、従って低音響圧力におけるイメージングのようなコントラスト剤イメージングに特定の付加的長所が存在する。第1に、低送信電圧を使用すると、コントラスト剤の破壊が減少する。長い持続時間の（大きい時間・帯域幅積の）低音響圧力送信パルスは、圧縮した高音響圧力送信パルス程コントラスト剤を破壊しないものと考えられる。第2に、音響圧力を減少させると、非線形に伝播する調波信号の組織散乱に対して、コントラスト剤の非線形散乱を増加させることができる。考え得る理由の1つの説明は、より高い音響圧力においては、入射エネルギーが散逸するか、（第2高調波散乱に変換されるのではなく）低調波に、またはより高次の調波に変換されるので、コントラスト剤からの散乱に飽和効果が存在するというものである。正味の結果として

、より高い音響圧力よりも低い音響圧力における方が、コントラスト剤調波信号と組織調波信号との間のコントラストが大きくなり得る。

【0051】

これらの、及び多分他の理由から、低音響圧力においてはイメージコントラスト剤が有利であろう。しかしながら、これらの低めの音響圧力においては、S N Rがかなり劣化する。本発明が概要開示しているパルス伸張及び圧縮は、軸方向分解能を犠牲にすることなく、そのS N Rの幾らかを回復するために使用することができる。実際に、ピーク振幅を減少させると、合計パルスエネルギーを時間平均パルス電力に関するF D A限界のような限界以下に留めたまま送信パルスをより長くすることができるので、より大きい時間・帯域幅積は、組織高調波イメージングよりもコントラスト剤イメージングの方を支持できることになる。100よりも大きい時間・帯域幅積は、多くの理由から実現不能である。当業界で広く行われているように普通のダイナミック受信集束を使用した場合、これらの長いパルスを正確にデコードしようとする、必ず受入れ難い程大きいレンジロープが発生する。ダイナミック受信集束を用いる長いパルスのデコードに伴う不正確さを回避するために、パルス圧縮フィルタを多数回反復し、動的な時間遅延を適用する前に各反復を各受信ビーム形成チャンネルの背後に配置することができる。しかしながら、多くの素子及びシステムチャンネルを有する殆どの実際のフェーズドアレイ変換器システムの場合、コスト及び複雑さが莫大になる。普通の受信機は、送信機が活動を停止するまで受信を行うことはできないから、スタンドオフパッドを使用しない限り、長いパルスは近フィールドイメージングも禁止する可能性がある。

【0052】

コントラスト剤からの非線形散乱は、組織を通る非線形伝播よりかなり複雑であり、この散乱のためのモデルは多くの $x^2(t)$ 次の項を含み得る。ここに $x(t)$ は入射送信パルスである。例えば、正確なモデルは、

【数30】

$$x^2(t), x(t) \frac{d^2}{dt^2} x(t), \left[\frac{d}{dt} x(t) \right]^2, \text{ and } x(t) \frac{d}{dt} x(t).$$

の項を含み得る。しかしながら、送信パルスが合理的に滑らかに位相変化し、合理的な帯域幅である場合には、コントラスト剤からの第2高調波散乱を $x^2(t)$ によって表す近似を使用すると、有益な結果を得ることができる。これは散乱した第2高調波信号を、式8のように

【数31】

$$\text{Re} \left\{ n(t) e^{j4\pi f_m t} \right\}$$

にする。ここに、

【数32】

$$n(t) = a^2(t) e^{j2\phi(t)}$$

である。勿論、非線形散乱のためのより正確なモデルを使用し、受信パルス圧縮フィルタを調波散乱パルスと整合するように設計することによって、幾分良好な結果を得ることができる。

【0053】

交互に位相調整された送信パルスとコントラスト剤とを組合せてイメージングするために、非線形位相変調送信パルスを適切に設計された受信パルス圧縮フィルタと共に使用することによって、さらなる有益な結果が得られる。交互送信極性技術に関しては、特に図2乃至9の説明のアイテム3、及び好ましい実施の形態の例のアイテム7において既述した。一般的には、送信パルス電圧を低下させると、組織非線形伝播による基本波信号レベルに対して第2高調波信号レベルが

低下し、基本波信号の抑圧を効果的に減少させる。更に、送信及び受信に大きい時間・帯域幅積を使用すると、送信及び受信における有限フィルタ長のために、基本波信号抑圧が低下するという結果がもたらされる。何れの場合も、交互極性送信パルスからの空間的に共線の、または空間的に別個のビームの予備検出組合せを使用して、組織からの基本波散乱の抑圧を増加させることができる。これは、コントラスト剤の特異性を改善し、受入れ難い程高い基本波信号レベルからの重大なアーチファクトを生ずることなく、軸方向細部分解能を増加させる。上述した非線形位相変調された送信パルスは、

【数33】

$$\phi'(t) = \phi(t) + (n-1)\pi$$

のように、連続的に送信される各パルス毎にその指標 n を 1 から送信されるパルスの数まで交互位相項を用いて変更することができる。

【0054】

組織調波イメージング及びコントラスト剤イメージングの両者に関する以上の説明の殆どは、受信機が、受信した調波パルスの整合フィルタリングを遂行するような好ましい実施の形態に集中していた。ある場合には、送信パルスの帯域幅よりも狭い、または広い帯域幅の何れかを使用することが望ましいかも知れない。その場合、受信機は、受信機の位相ひずみ（位相対周波数）が受信した調波パルスの位相ひずみ（位相対周波数）を補償するように選択することが好ましい。これは、受信の時間的周波数掃引（調波パルスの周波数掃引とは幾分異なる）を含むことができる。例えば、もし前記ガウス送信パルスを使用すれば、調波信号は、幅（持続時間） $T = (2\alpha)^{1/2}$ 、帯域幅 $W = [2(\alpha^2 + \gamma^2) / \alpha]^{1/2}$ 、及び式 19 によって与えられる時間・帯域幅を用いて、

【数34】

$$e^{-2\pi\alpha t^2} e^{j2\pi\gamma t^2} e^{j4\pi f_m t},$$

によって近似される。もし受信機が帯域幅 W_R を有していれば、ガウス受信機は

【数35】

$$e^{-\pi(t/T_R)^2} e^{-j2\pi\gamma_R t^2},$$

によって与えられる。ここに、

【数36】

$$T_R = \frac{1}{W_R^2} + \left(\frac{W_R^2}{W^4} \right) \left[(TW)^2 - 1 \right]$$

及び

【数37】

$$\gamma_R = \frac{\gamma(TW)^2}{(TW)^2 - 1 + \left(\frac{W_R^4}{W^4} \right)}$$

である。

【0055】

他の任意帯域幅受信機を設計することはできるが、一般的には、最良軸方向分解能を得るために伸張された調波信号を最適に圧縮するためには、到来する調波信号の分散（位相対周波数）を最良に取り消すように受信機位相対周波数を決定することが好ましい。特に受信機帯域幅を調波信号帯域幅よりも狭くするようなパルス圧縮受信機を設計する別の方法は、得られる出力信号が帯域幅を減少させるように、適切な整合受信機及びフィルタを設計することである。これは、最適な圧縮を、従って調波信号の軸方向分解能を保証する。

【0056】

理想的な送信及び受信機スペクトルが、ガウスとは異なり得ることに注目すべ

きである。これは、特に、受信した信号への基本波または望ましくない高調波及び低調波の何れかからの寄与を最小にしながら、最大の軸方向分解能及び信号エネルギーが得られるように、送信及び受信スペクトルが好ましく設計されている整数調波または低調波イメージングの場合に真である。

【0057】

任意スペクトル形状の送信パルス、またはパルス圧縮受信フィルタは、大きい時間・帯域幅積及びモノトニック瞬時周波数変調に関する次の近似を使用する。

【数38】

$$\left| A(f_t) \right| = \left| A \left(f_m + \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{d}{dt} [\phi(t)] \right) \right| \approx \frac{k_1 |a(t)|}{\left(\left[\frac{d^2}{dt^2} [\phi(t)] \right] \right)^{1/2}},$$

但し、前述したように、

$A(f)$ は、パルススペクトルであり、

f_t は、瞬時周波数であり、

f_m は、名目変調周波数であり、

$N(t)$ は、位相変調関数であり、

$a(t)$ は、包絡線振幅であり、そして

k_1 は、任意定数である。

【数39】

$$\phi(t) = \pi \gamma t^2$$

を用いる二次位相変調パルスの場合には、これは

【数40】

$$\left| A(f_m + \gamma t) \right| \approx \frac{k_1 |a(t)|}{(2\pi\gamma)^{1/2}}$$

または

【数41】

$$|A(f_t)| \approx \frac{k_1 \left| a \left(\frac{f_t - f_m}{\gamma} \right) \right|}{(2\pi\gamma)^{1/2}}.$$

に簡略化される。

【0058】

この近似は、大きい時間・帯域幅積にとって最も有効であるが、医療用超音波応用の場合に有用である2または4程度に小さい時間・帯域幅積にとっても有用な結果を得ることができる。上述したように成形されたパルスに関連する調波スペクトルは、

【数42】

$$\left| A \left(2f_m + \left(\frac{1}{2\pi} \right) 2 \frac{d}{dt} [\phi(t)] \right) \right| \approx \frac{k_2 |a(t)|}{\left(\left[\frac{d^2}{dt^2} [\phi(t)] \right] \right)^{1/2}},$$

で大よそ近似することができる。ここに、 k_2 は別の任意定数である。

【0059】

以上の詳細な説明は、本発明が取り得る多くの形状の幾つかを述べたに過ぎない。この理由から、この詳細な説明は単なる例示に過ぎず、限定を意図してはいない。本発明の範囲を限定するのは特許請求の範囲の独立及び従属請求項だけである。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の好ましい実施の形態を組み入れた医療診断用超音波イメージングシステムの概要図である。

【図2 a】

普通の送信パルスのグラフである。

【図2 b】

F M符号化送信パルス（時間・帯域幅積が4に等しい）のグラフである。

【図2 c】

送信信号位相のグラフである。

【図2 d】

送信信号瞬時周波数のグラフである。

【図3 a】

図2 aの送信パルスに関連する普通の組織第2高調波信号のグラフである。組織基本波信号の包絡線も示す。

【図3 b】

図2 bの送信パルスに関連する組織第2高調波信号のグラフである。組織基本波信号の包絡線も示す。

【図3 c】

組織信号位相のグラフである。

【図3 d】

組織信号瞬時周波数のグラフである。

【図4 a】

図3 aの受信パルスのための第2高調波デコーディング受信ベースバンドフィルタのグラフである。

【図4 b】

図3 bの受信パルスのための第2高調波デコーディング受信ベースバンドフィルタのグラフである。

【図4 c】

F M符号化送信パルスのための基本波デコーディング受信ベースバンドフィルタのグラフである。

【図4 d】

デコーディング受信フィルタ位相のグラフである。

【図4 e】

検出された出力のグラフである。

【図5】

調波及び基本波周波数スペクトルのグラフである。

【図6 a】

図2 aに対応している。

【図6 b】

図2 bに対応している。符号化送信信号の時間・帯域幅積が8であることが異なる。

【図6 c】

図2 cに対応している。符号化送信信号の時間・帯域幅積が8であることが異なる。

【図6 d】

図2 dに対応している。符号化送信信号の時間・帯域幅積が8であることが異なる。

【図7 a】

図3 aに対応している。

【図7 b】

図3 bに対応している。図6 bの送信パルスに伴う組織第2高調波信号に関与していることが異なる。

【図7 c】

図3 cに対応している。図6 bの送信パルスに伴う組織第2高調波信号に関与していることが異なる。

【図7 d】

図3 dに対応している。図6 bの送信パルスに伴う組織第2高調波信号に関与していることが異なる。

【図8 a】

図4 aに対応している。

【図8 b】

図4 bに対応している。図6 bの送信信号に関連する基本波及び調波デコーディングフィルタ及びエコー信号に関していることが異なる。

【図8 c】

図4 cに対応している。図6 bの送信信号に関連する基本波及び調波デコーディングフィルタ及びエコー信号に関していることが異なる。

【図8 d】

図4 dに対応している。図6 bの送信信号に関連する基本波及び調波デコーディングフィルタ及びエコー信号に関していることが異なる。

【図8 e】

図4 eに対応している。図6 bの送信信号に関連する基本波及び調波デコーディングフィルタ及びエコー信号に関していることが異なる。

【図9】

図5に対応しているが、符号化パルスが図6 bのパルスであることが異なる。

【図10】

代替実施の形態における符号化送信信号及び／またはパルス圧縮受信フィルタを形成するために使用できる代替周波数変調関数対時間の図である。

【図11】

代替実施の形態に使用できる代替位相関数対周波数対周波数、及び信号スペクトルの図である。

【図12】

代替実施の形態に使用できる代替振幅変調関数対時間の図である。

【図1】

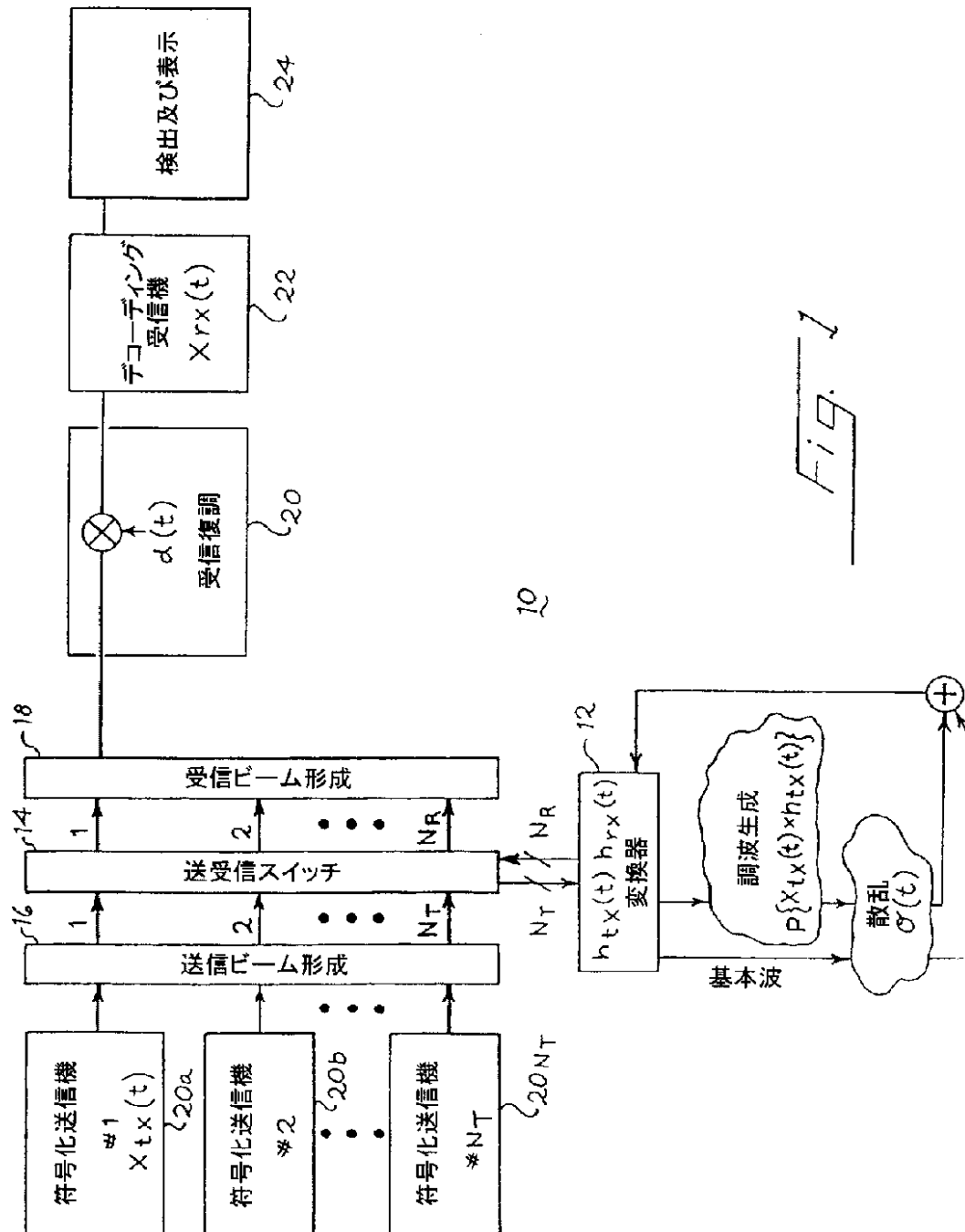
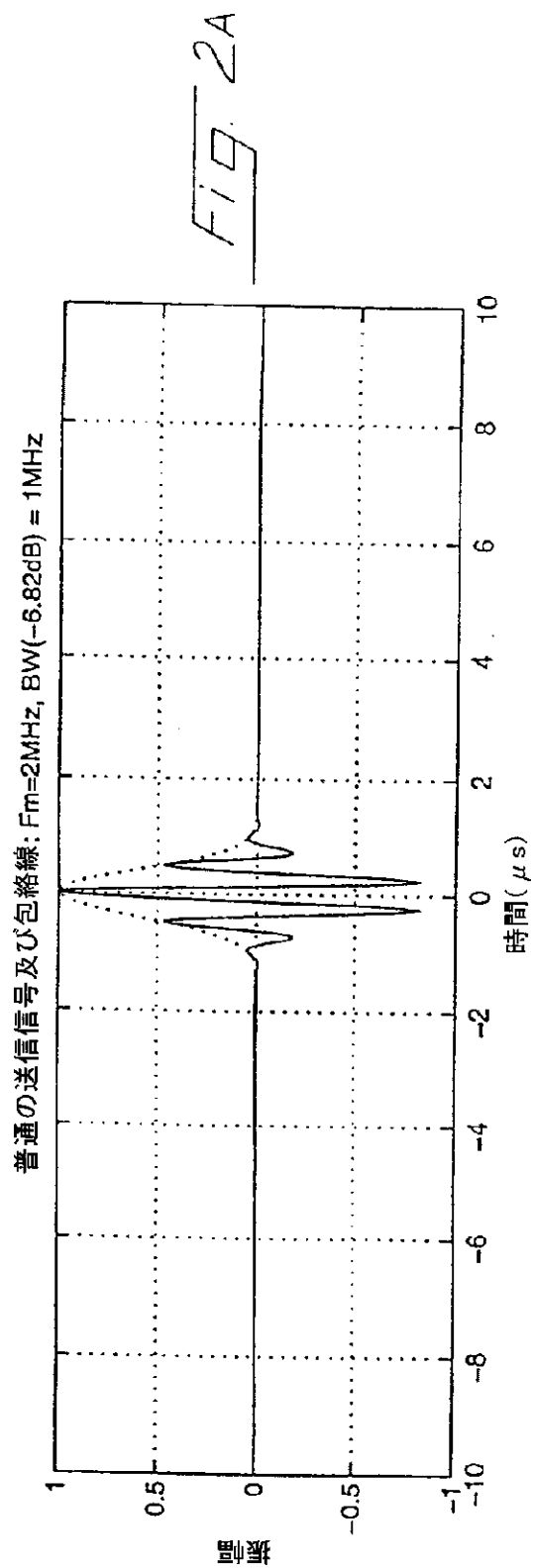
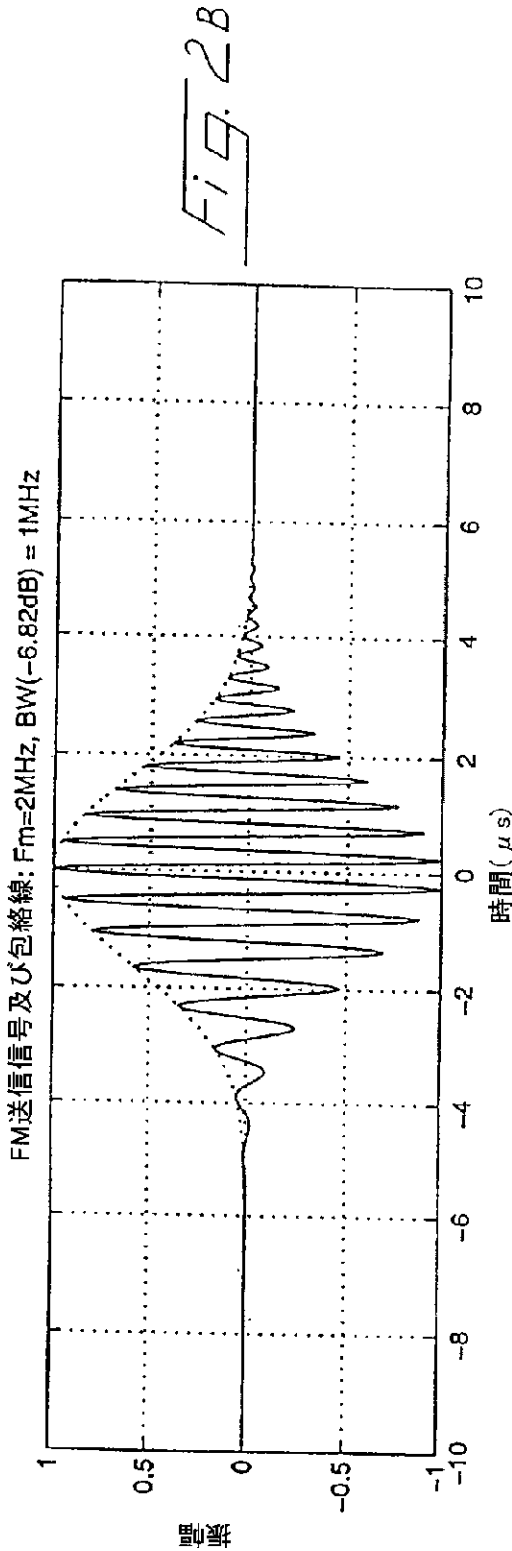


Fig. 1

【図2A】



【図2B】



【図2C】

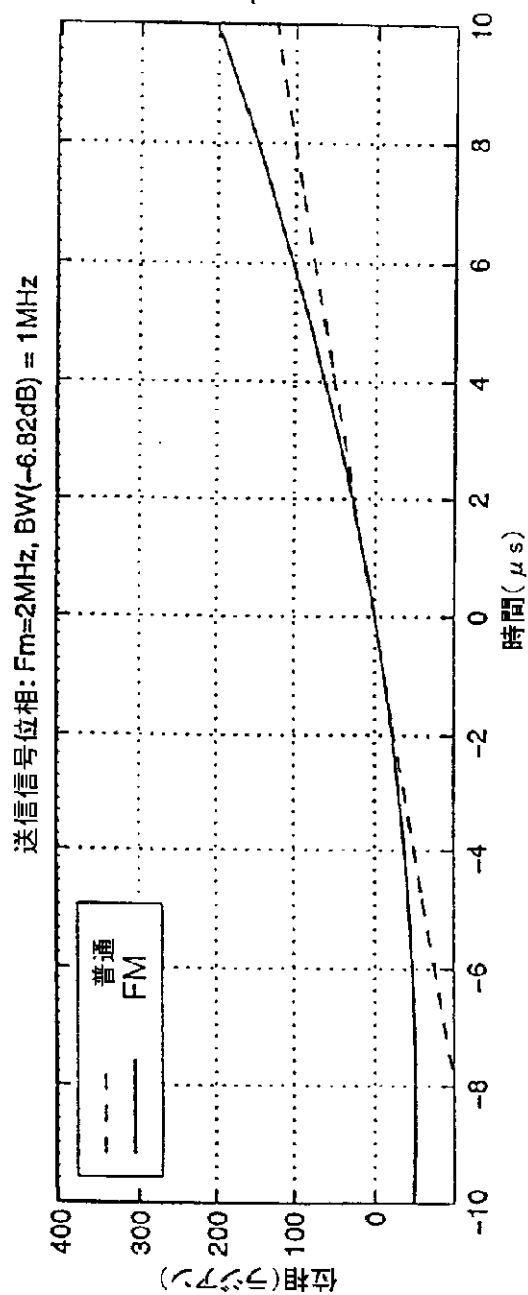
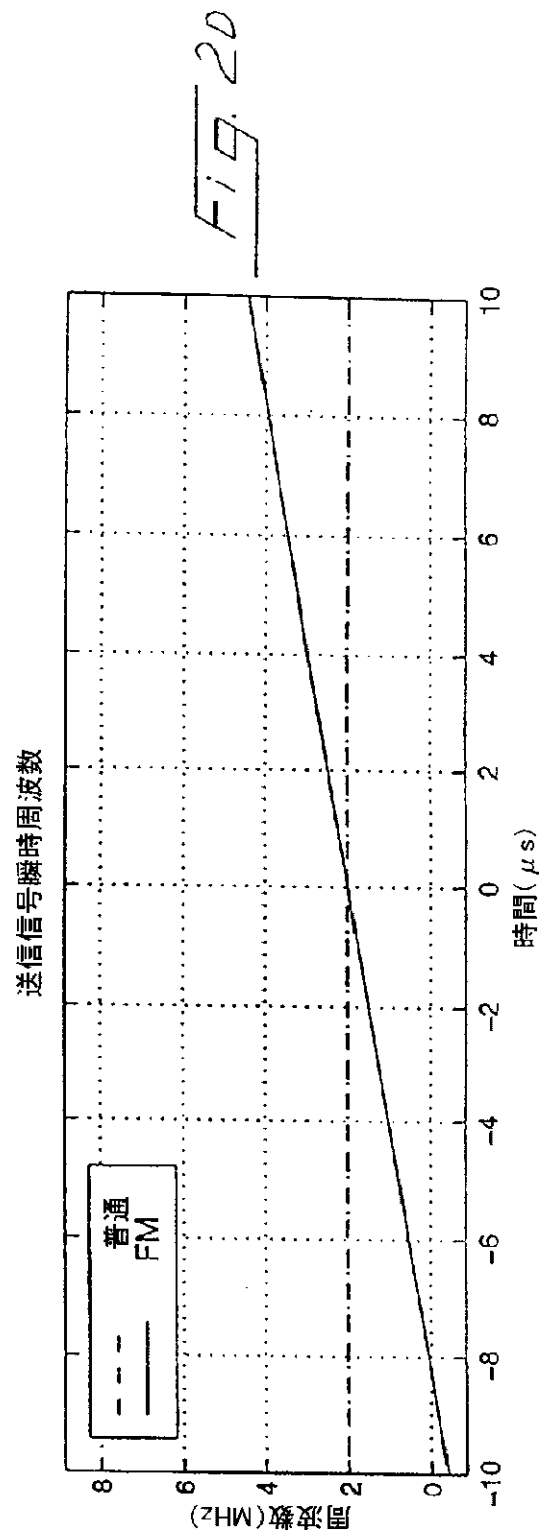
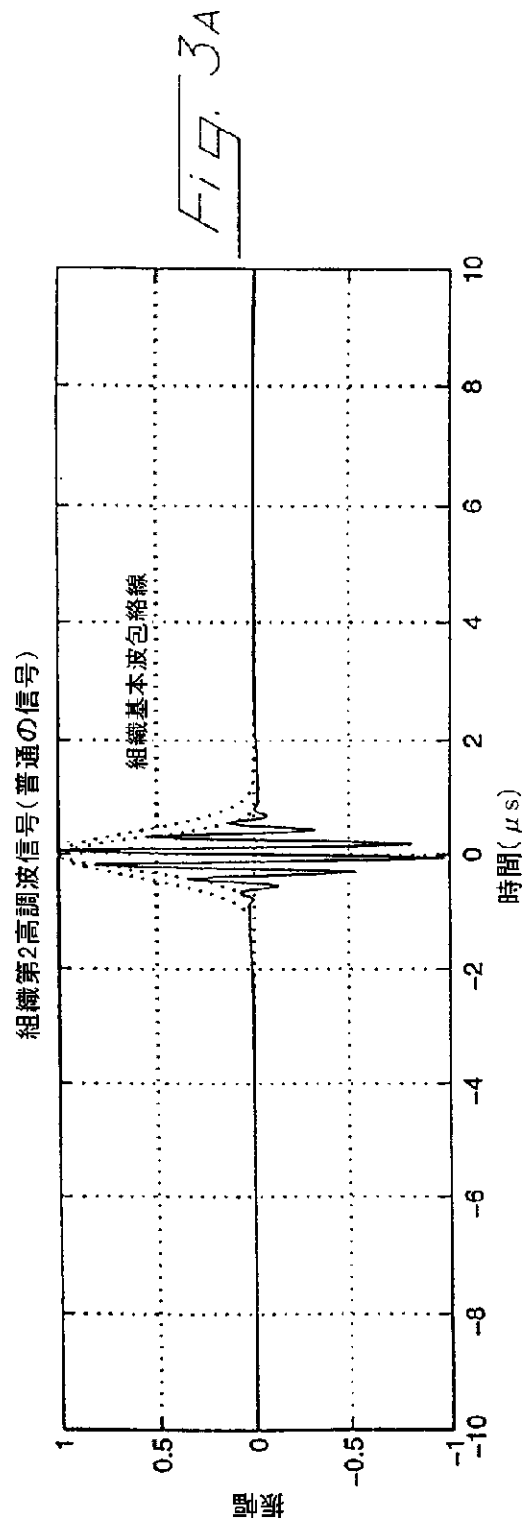


Fig. 2c

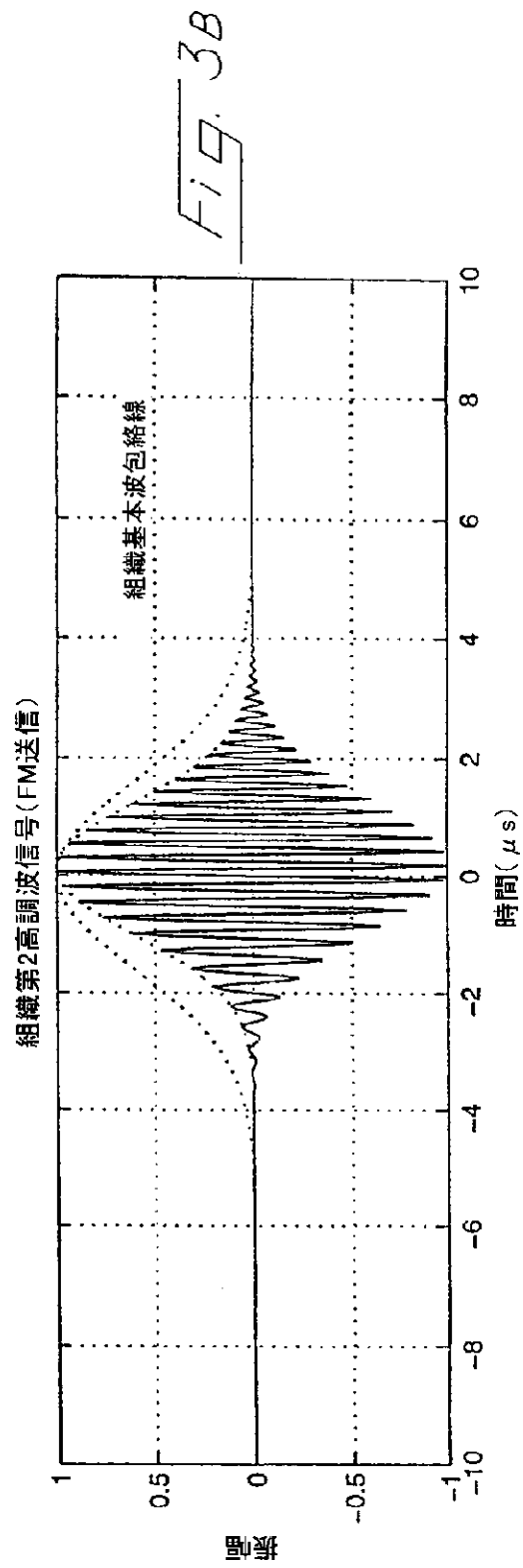
【図2D】



【図3A】



【図3B】



【図3C】

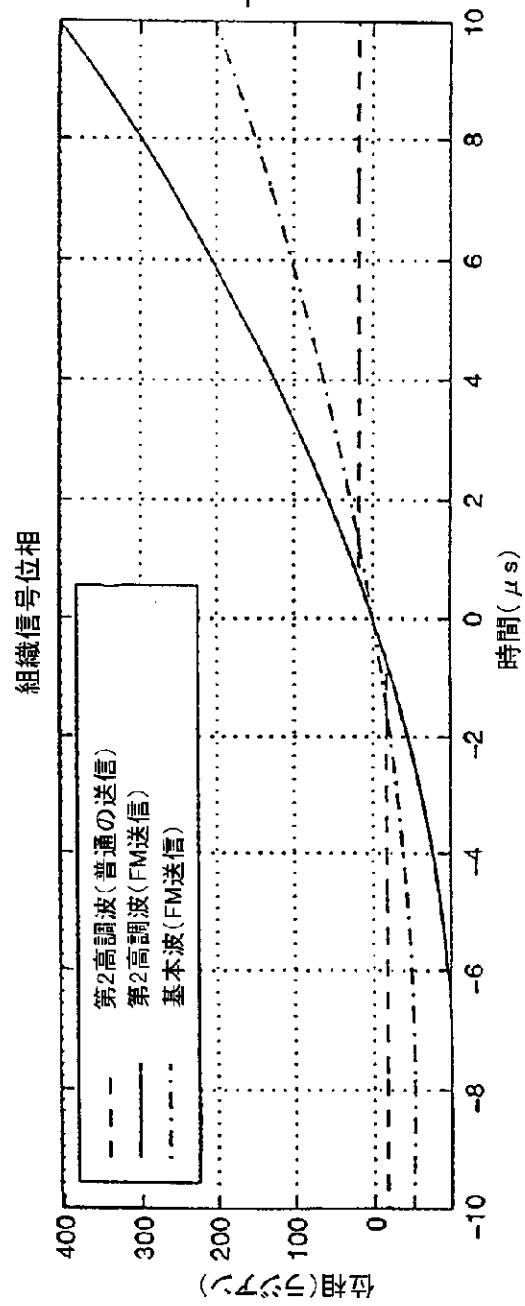
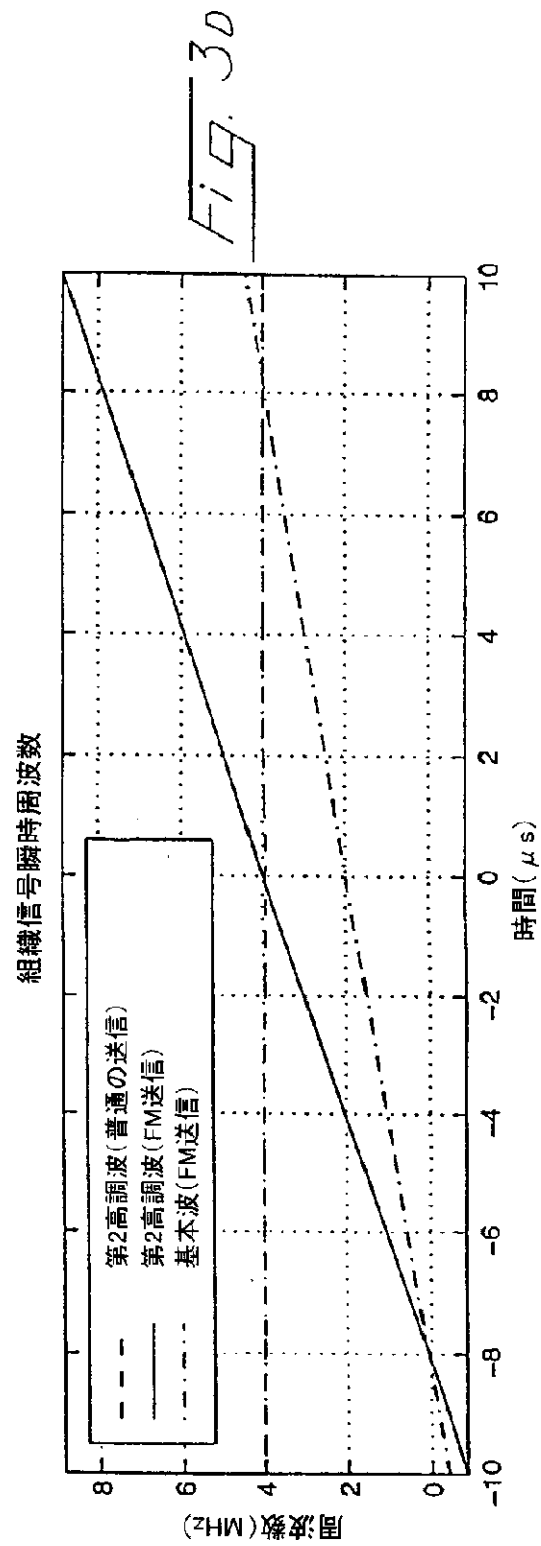
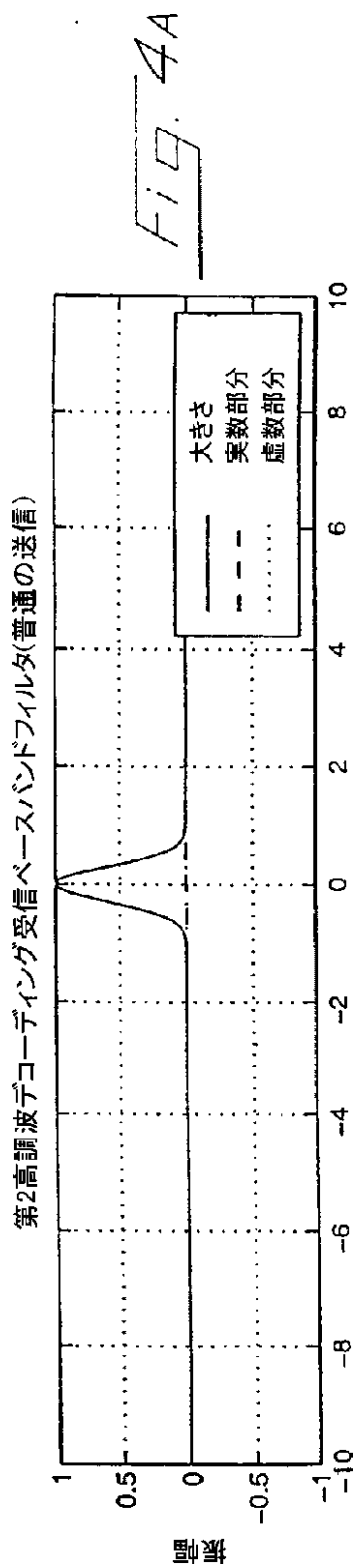


Fig. 3c

【図3D】



【図4A】



【図4B】

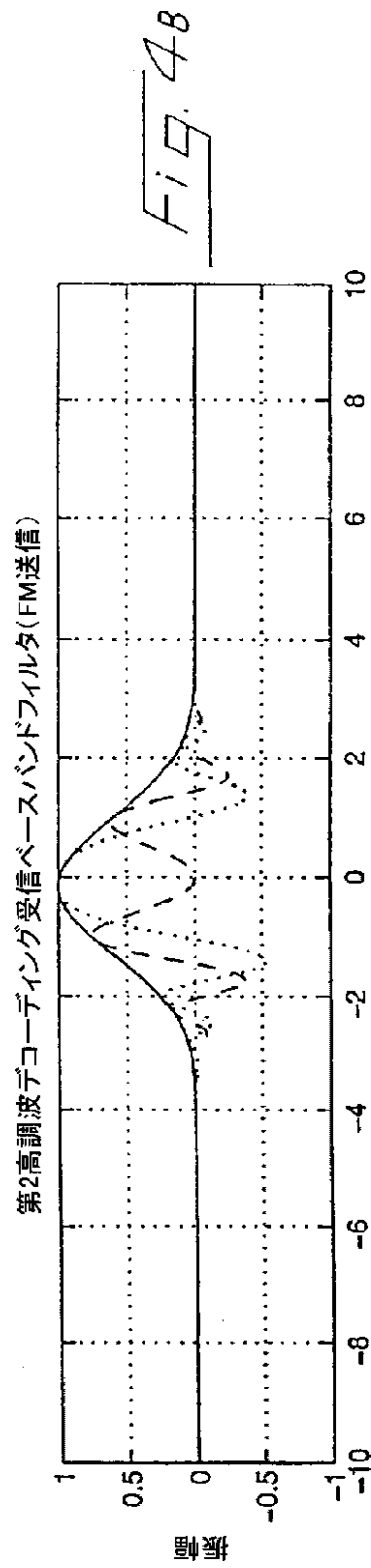
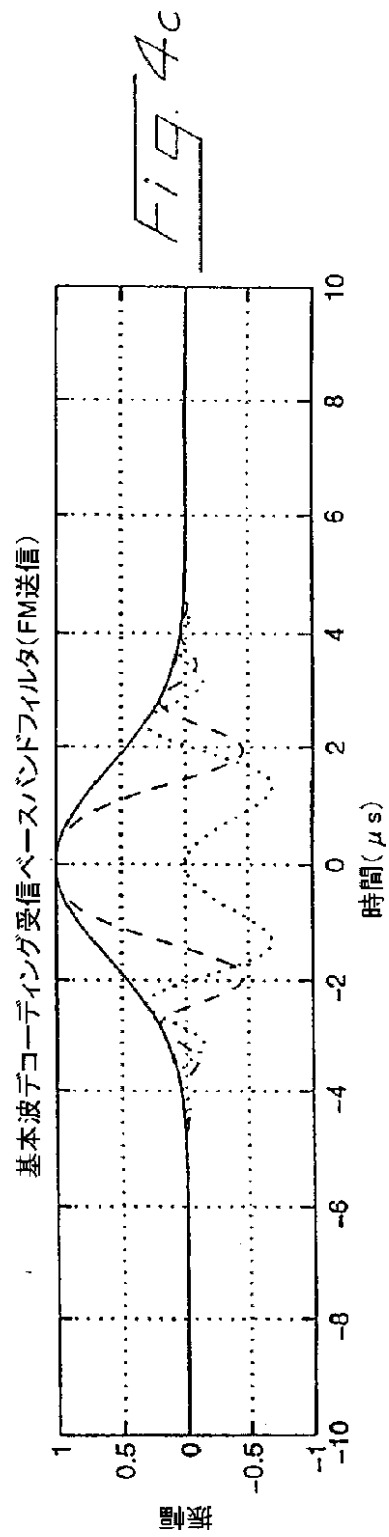
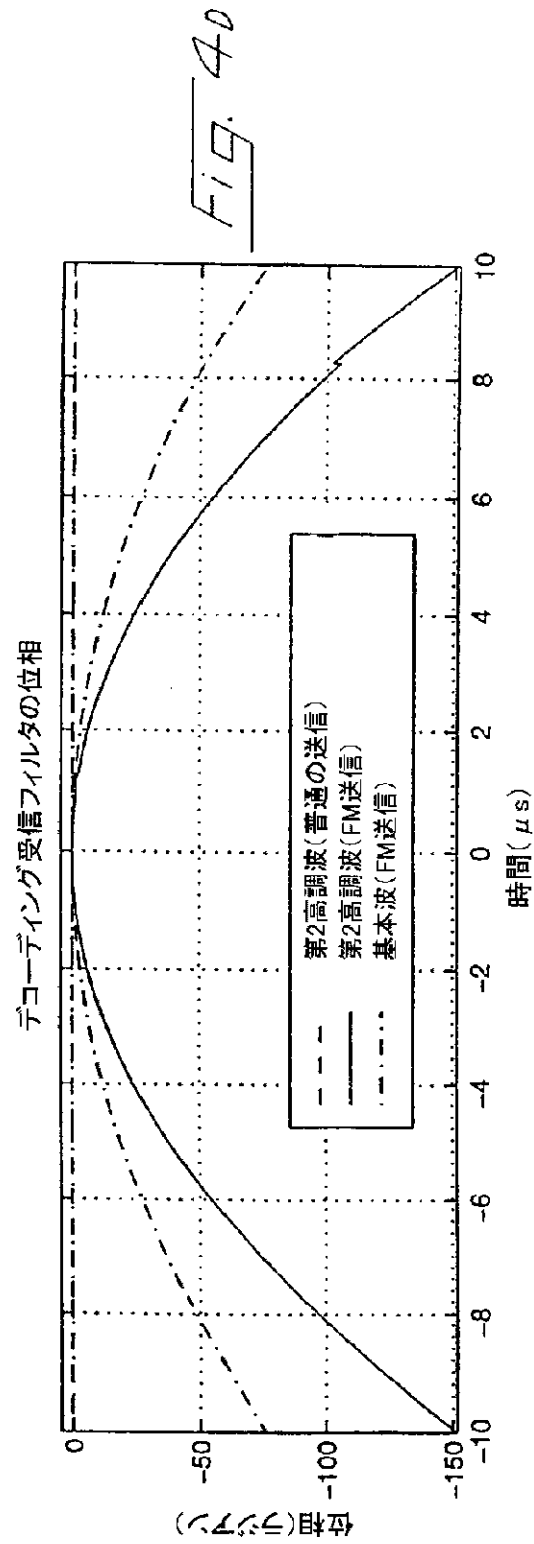


Fig. 4B

【図4C】



【図4D】



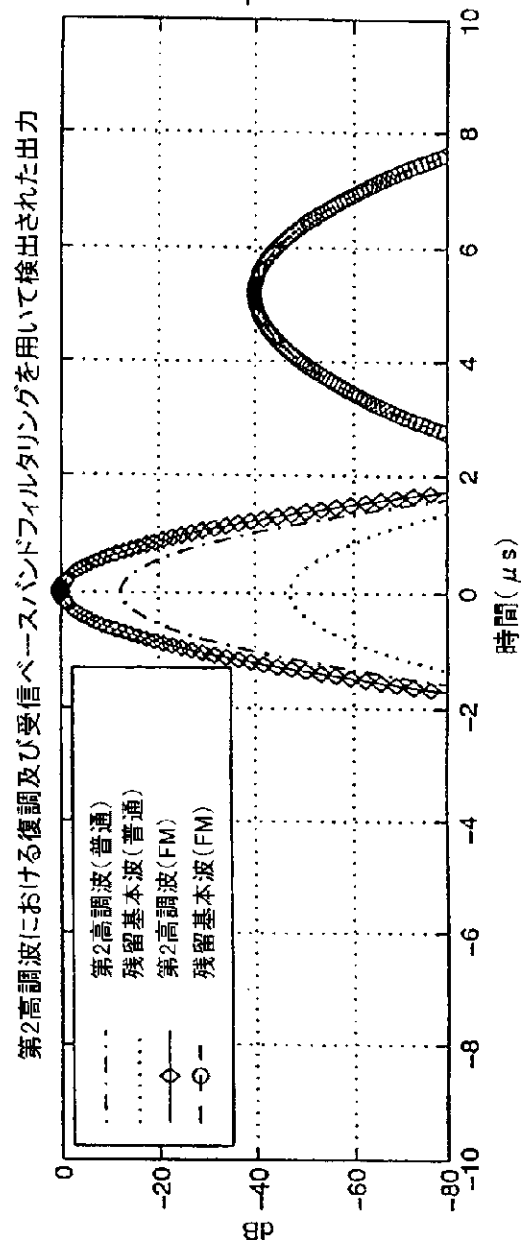


Fig. 4E

【図5】

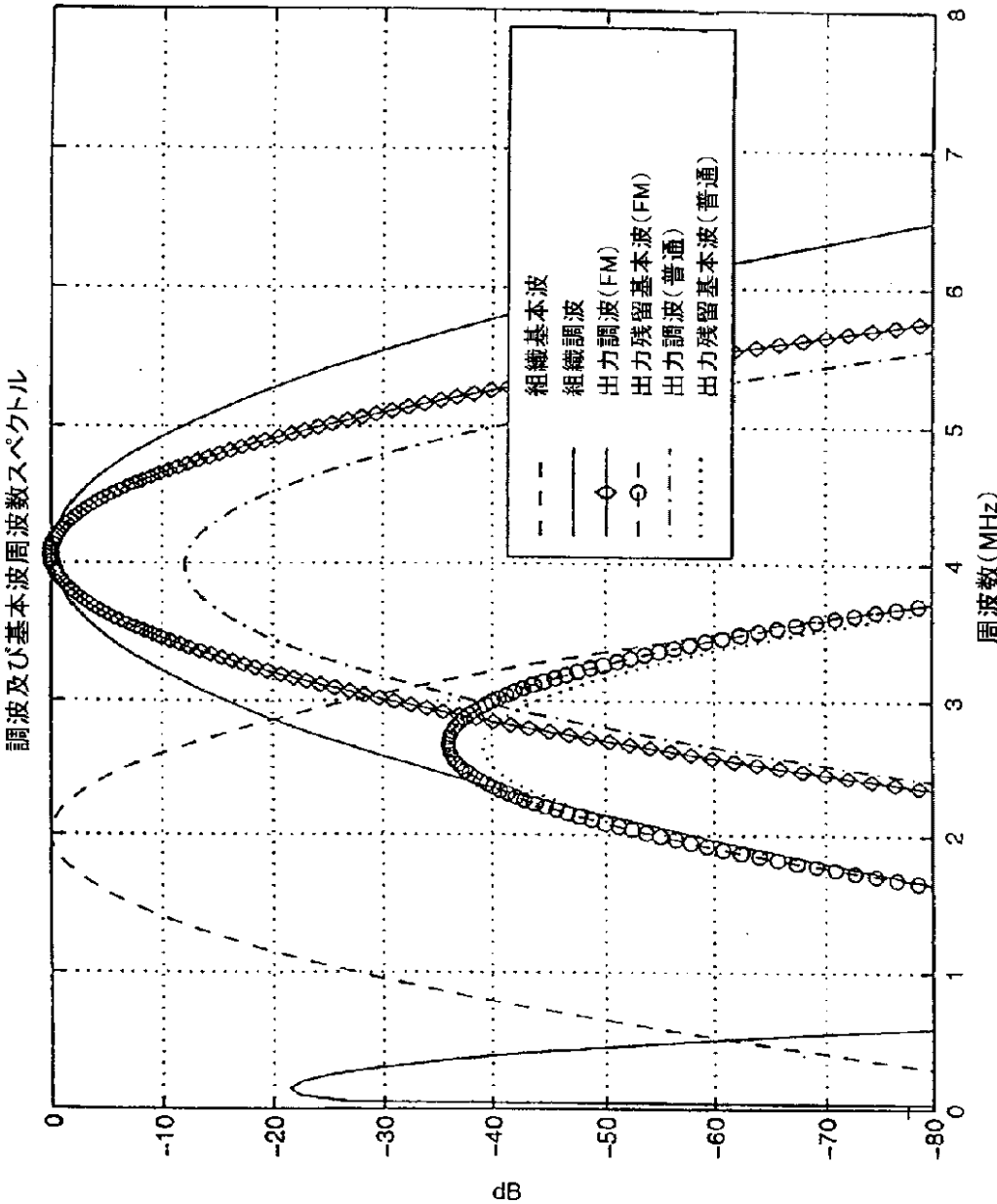
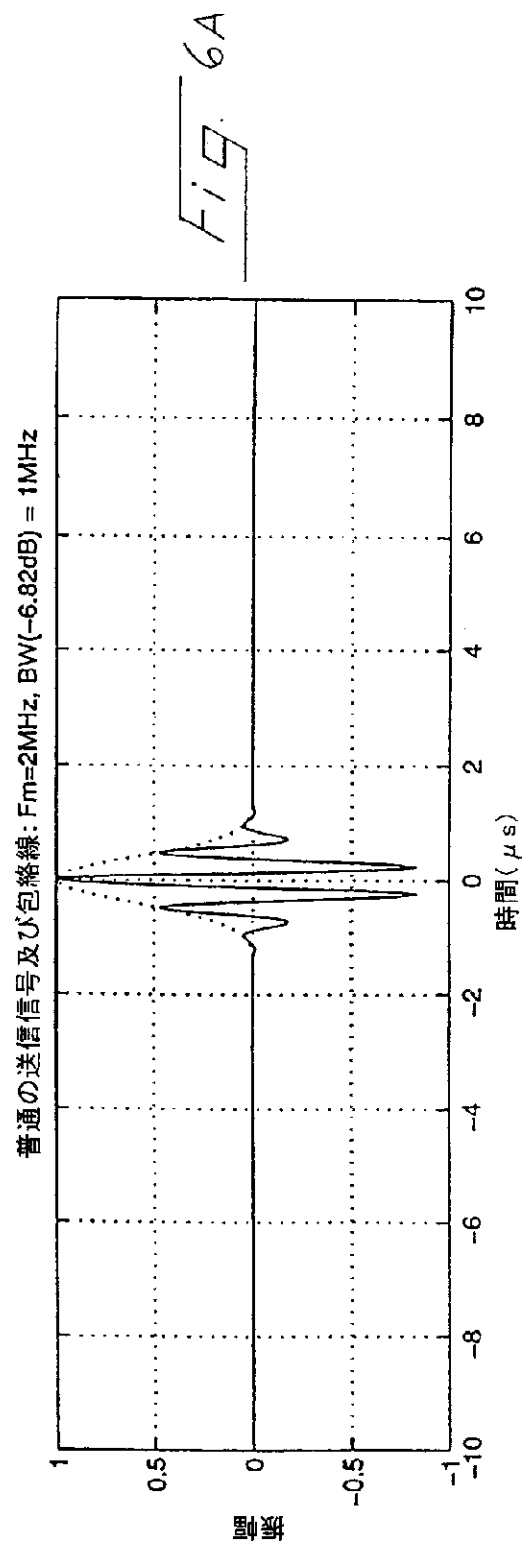
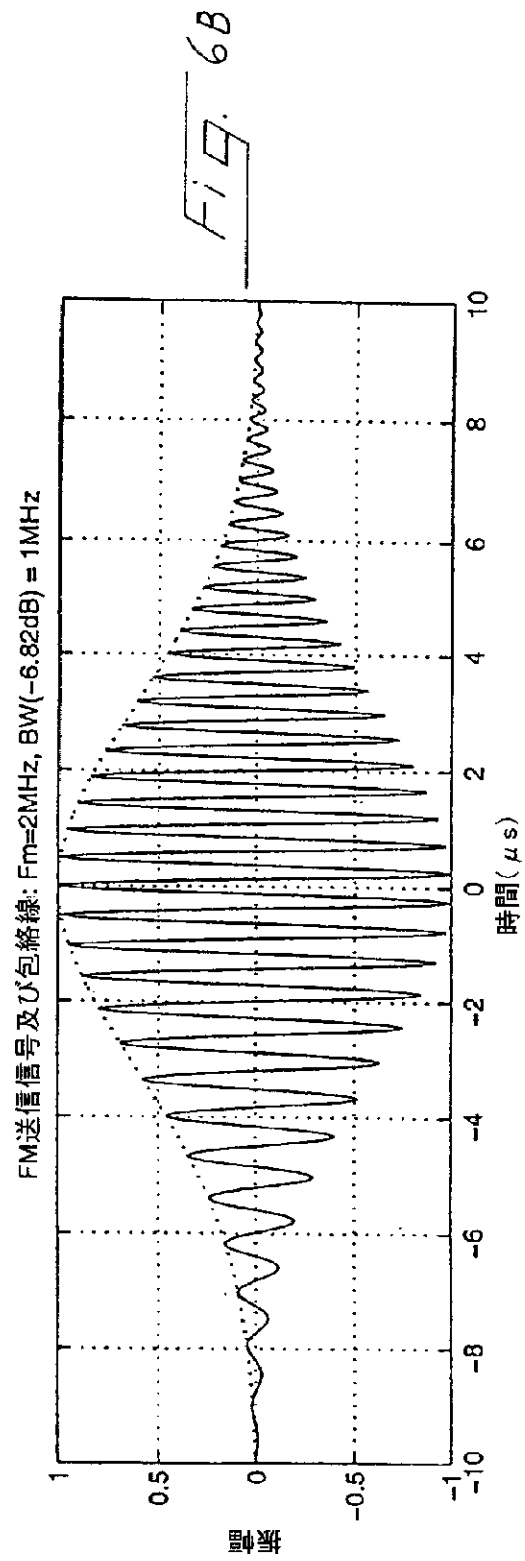


Fig. 5

【図6A】



【図6B】



【図6C】

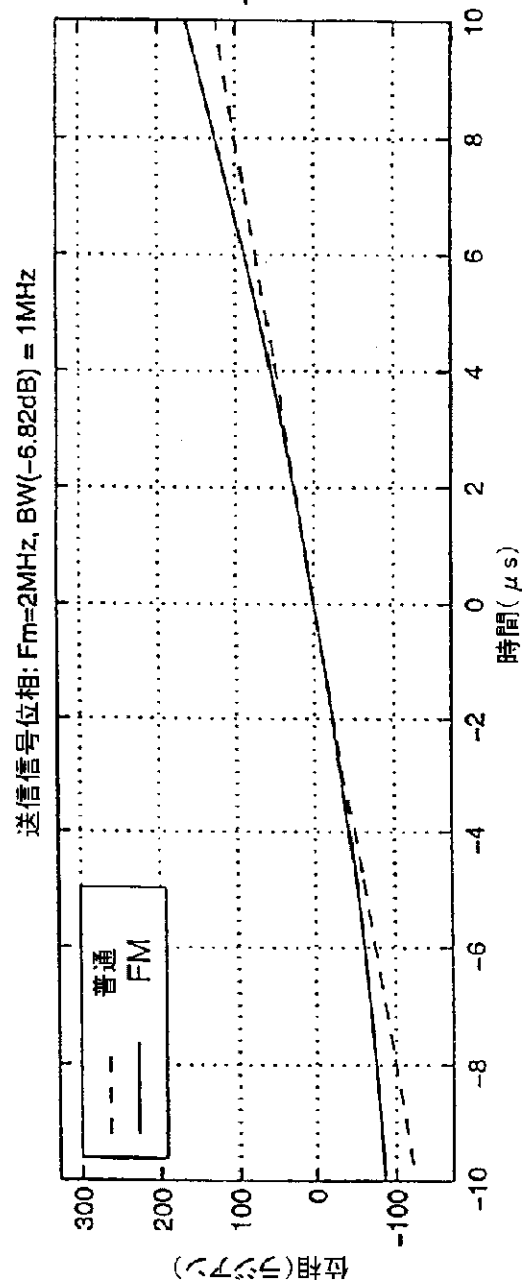
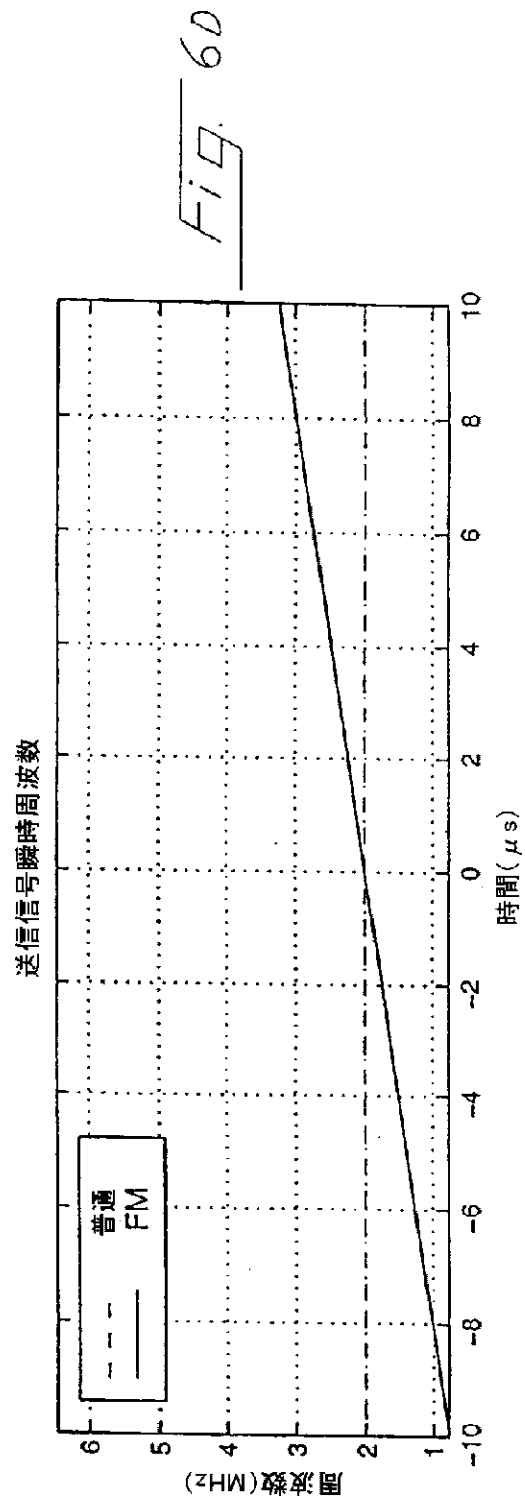


Fig. 6C

【図6D】



【図7A】

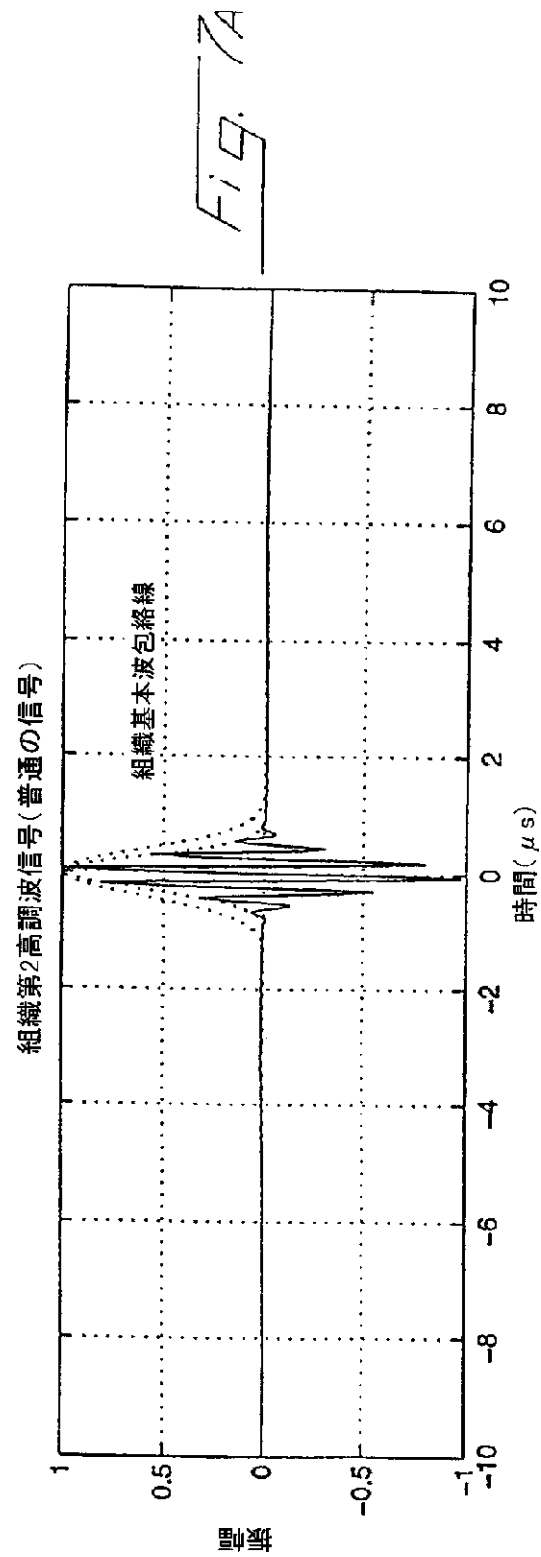
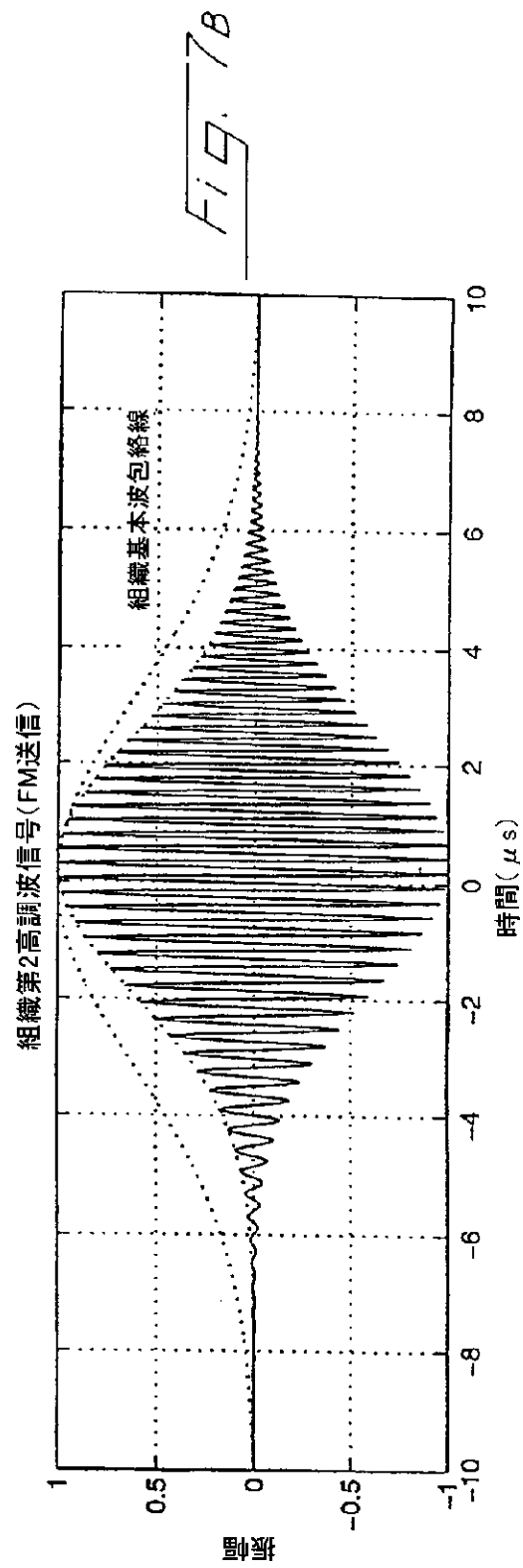


Fig. 7A

【図7B】



【図7C】

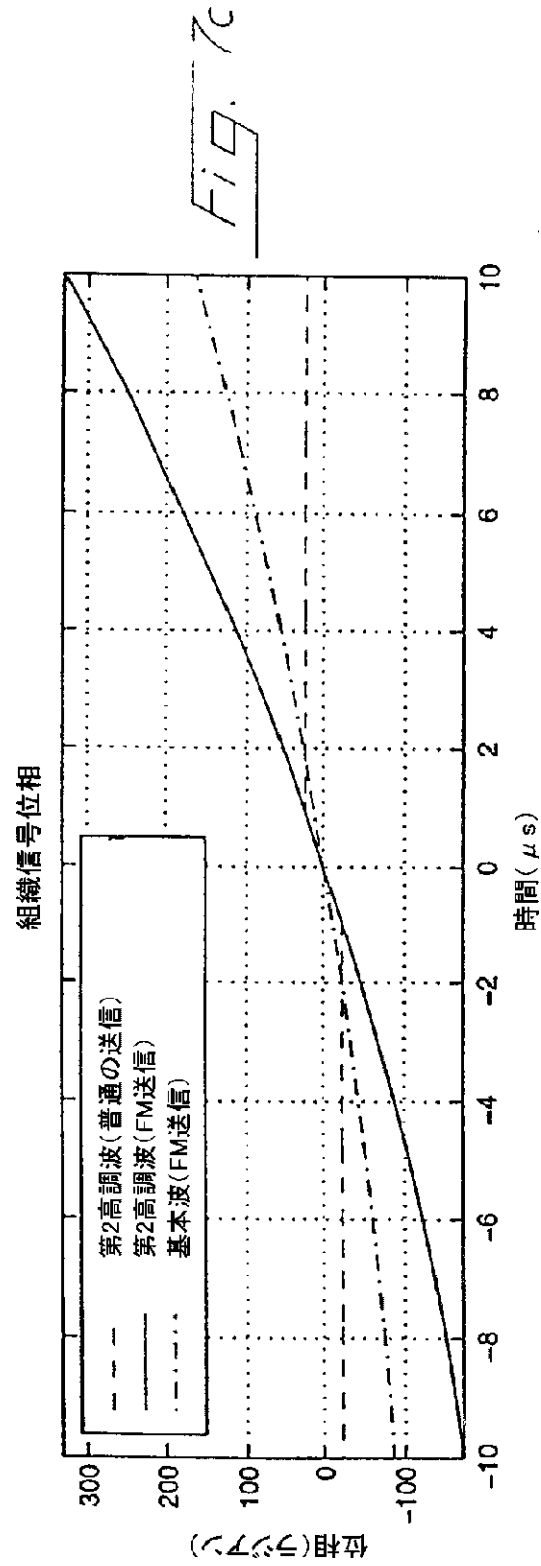


Fig. 7c

【図7D】

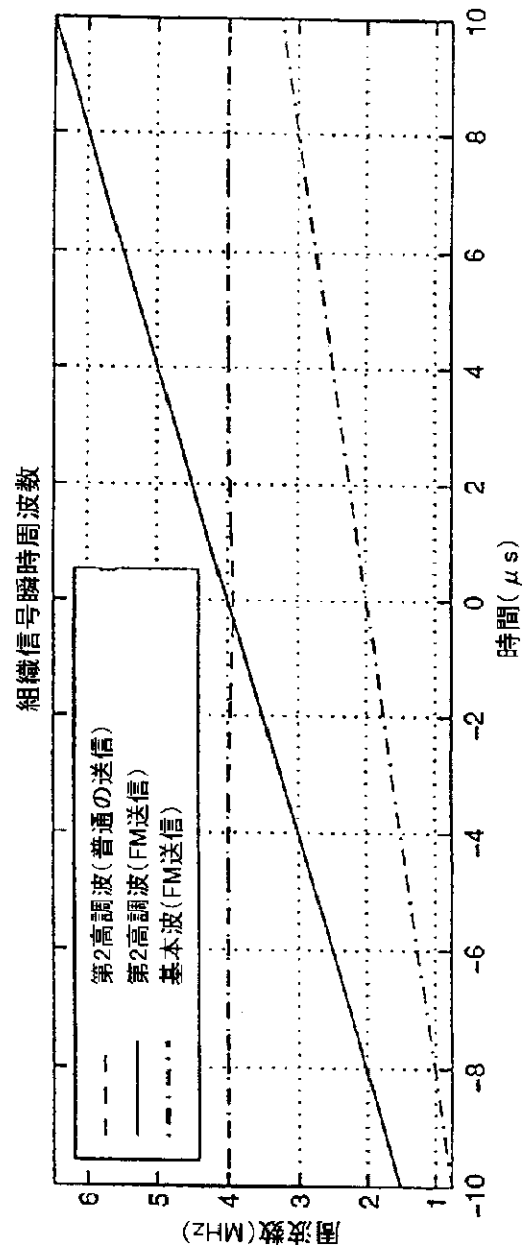


Fig. 7D

【図8A】

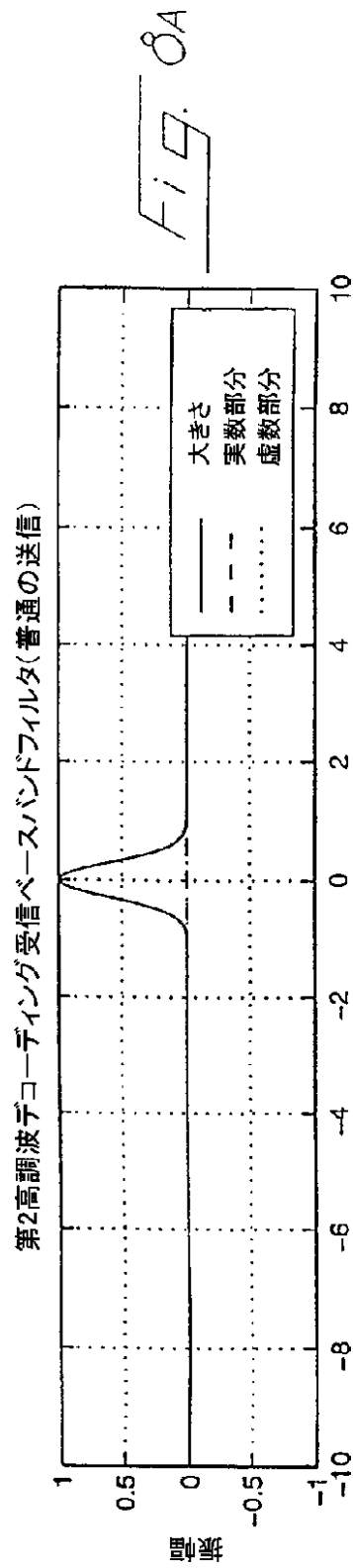


Fig. 8A

【図8B】

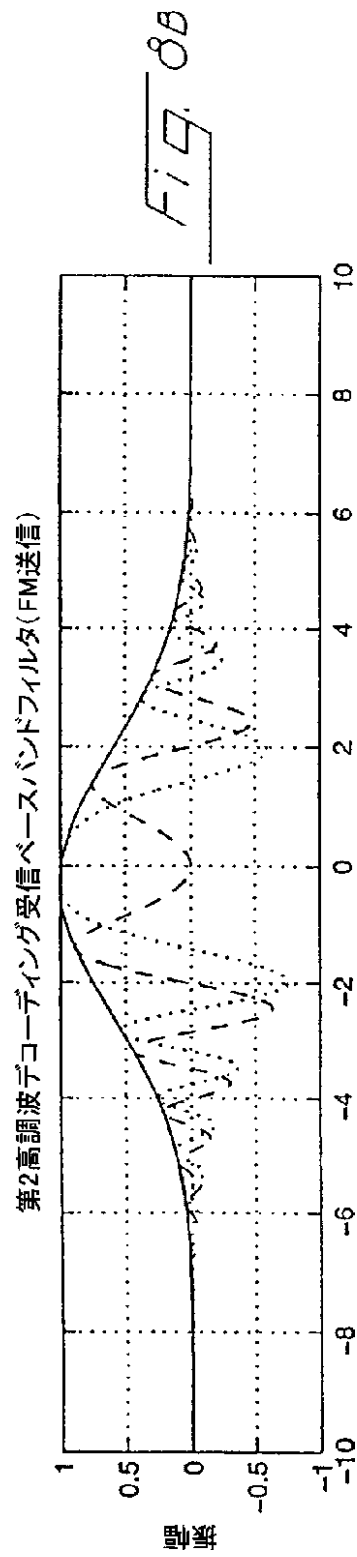
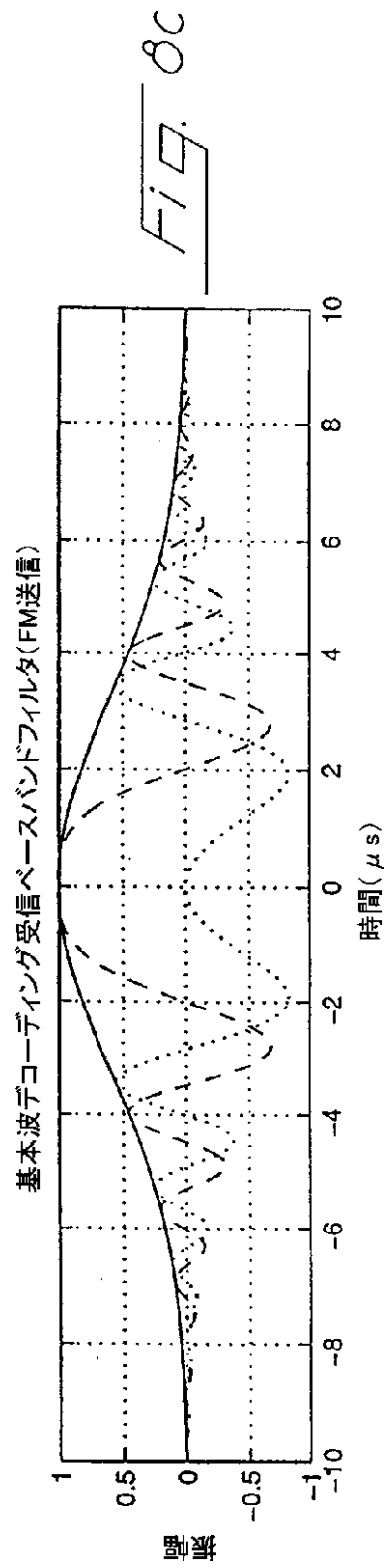
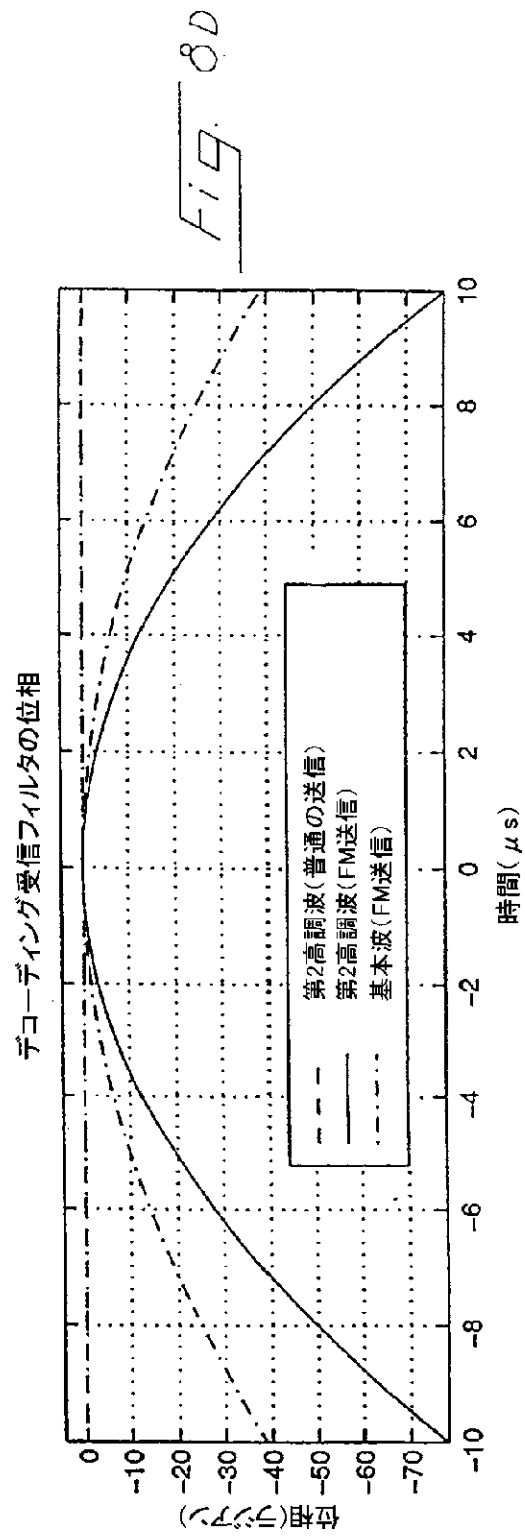


Fig. 8B

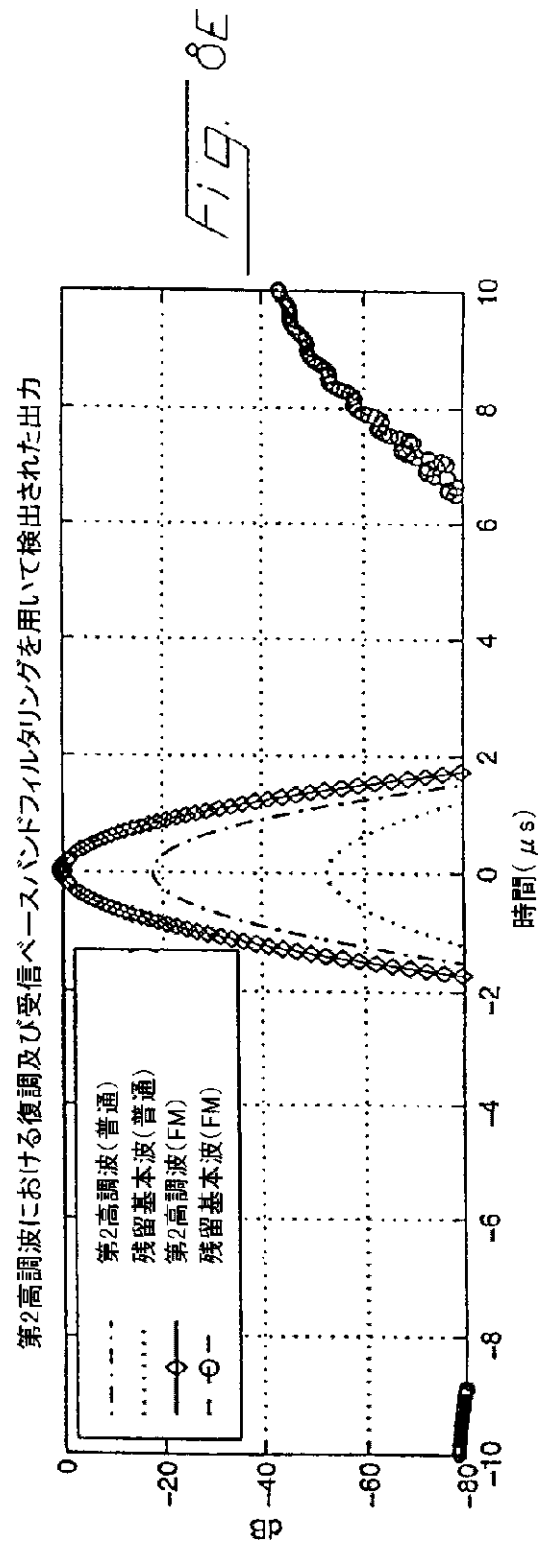
【図8C】



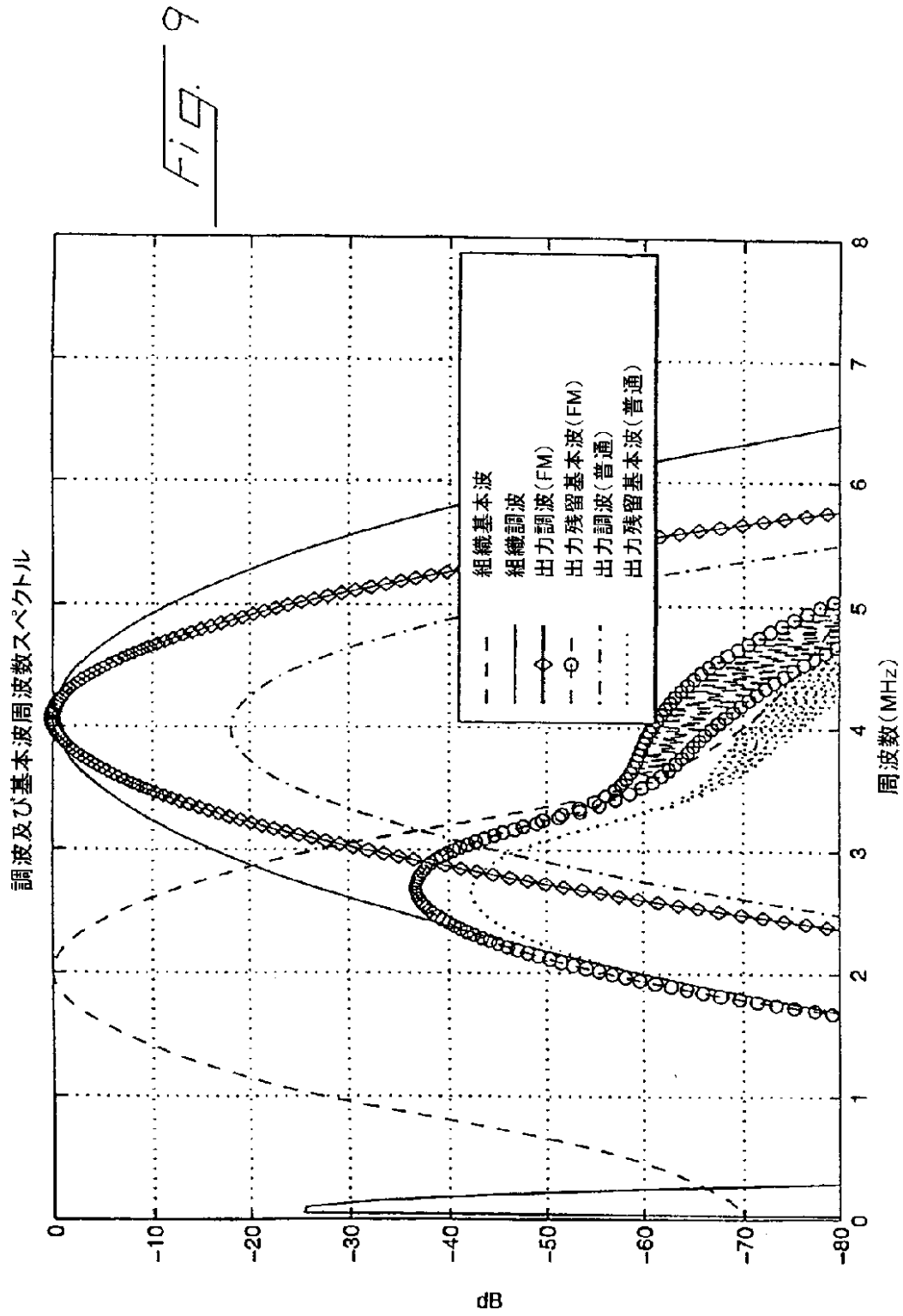
【図8D】



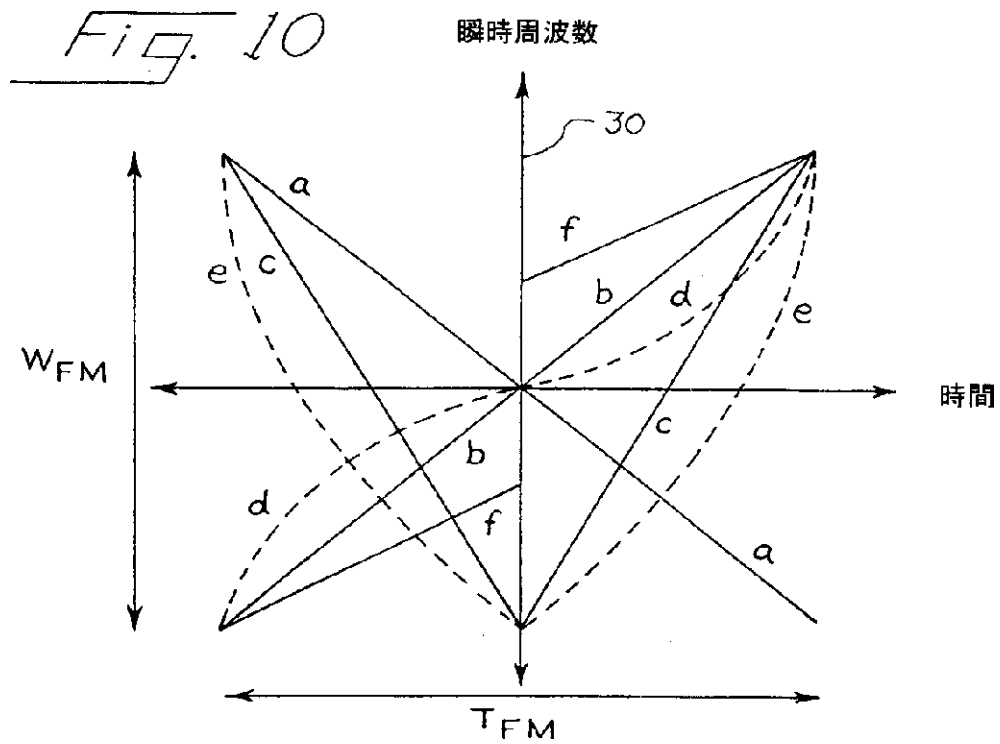
【図8E】



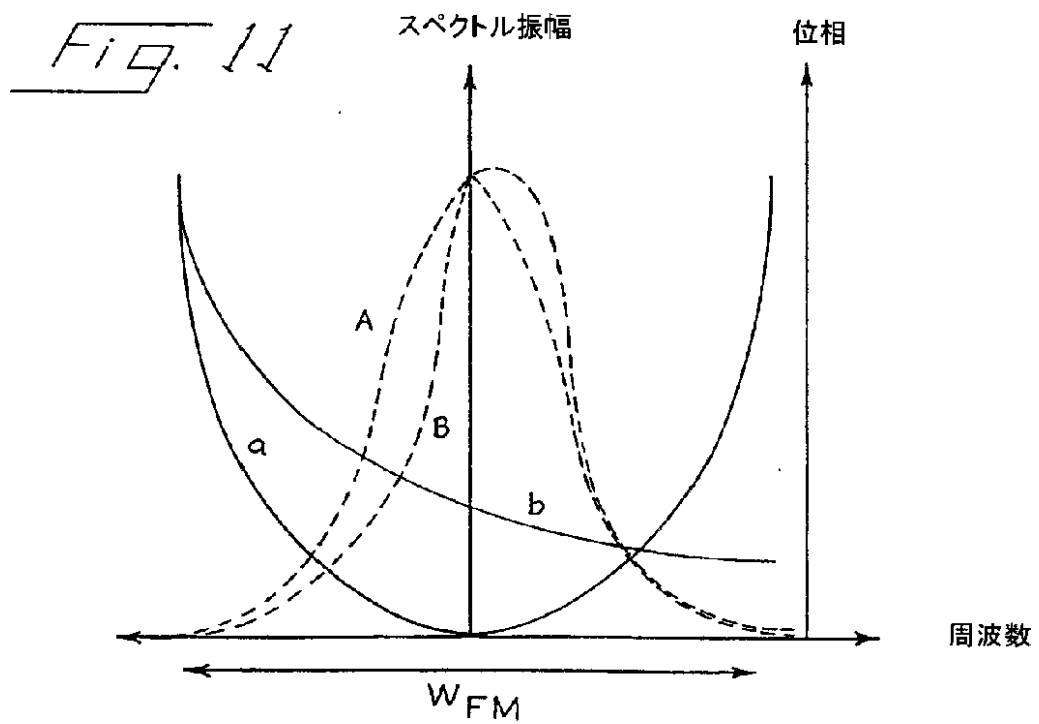
【図9】



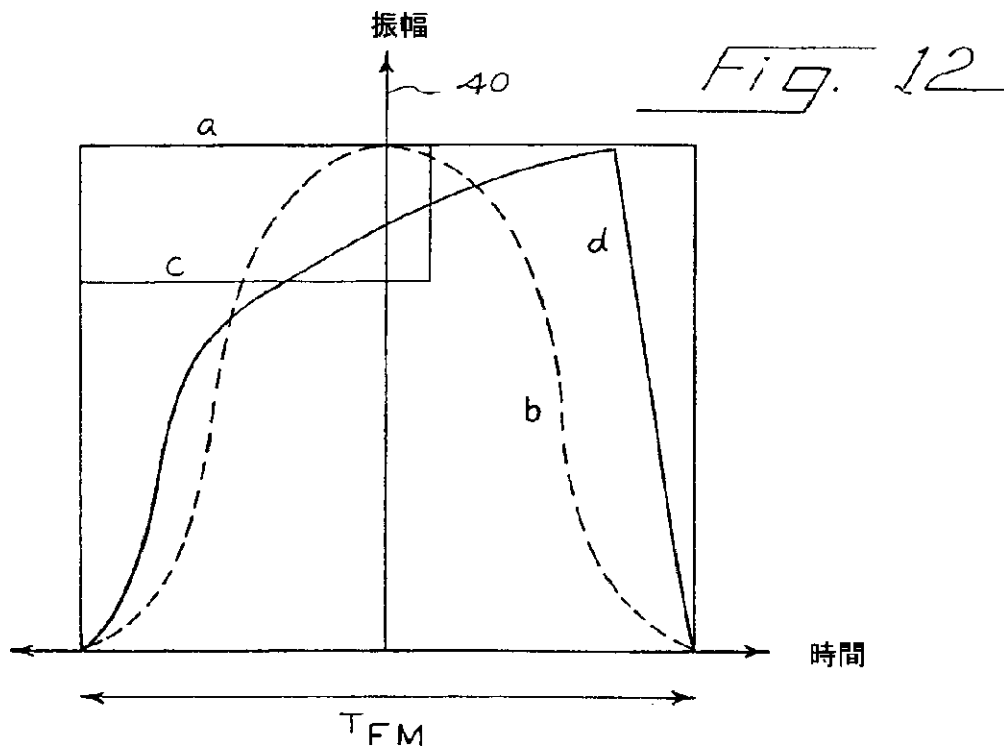
【図10】



【図11】



【図12】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US00/08133
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(7) : A61B 8/00 US CL : 600/447 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 73/602, 625, 626; 600/443, 447, 458 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched NONE Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) EAST Search Terms: ultraso\$4 and harmonic and (image\$1 or imaging) and compress\$4		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	TAKEUCHI, Y, Coded Excitation for Harmonic Imaging, 1996 IEE ULTRASONICS SYMPOSIUM, page 1433, col. 1 paragraph 5 to col. 6 line 10.	1-72
Y,P	US 6,010,456 A (RHYNE) 04 January 2000, col. 3 lines 2-27.	1-72
Y,E	US 6,050,947 A (RHYNE et al.) 18 April, 2000, col. 3 lines 4-14, and col. 5 lines 37-52.	1-72
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 20 JUNE 2000		Date of mailing of the international search report 28 JUL 2000
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer FRANCIS J. JAWORSKI Telephone No. (703) 308-3061

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 ナポリターノ デイヴィッド ジェイ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州
94566 プレザントン リミラード コー
ト 4114

(72)発明者 アストゥナー クタイ エフ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州
94041 マウンテン ヴュー チキータ
アヴェニュー # 5 300

Fターム(参考) 4C301 AA02 EE04 EE20 GB03 HH01
HH02 HH38 HH48 HH52 HH53
JB29 JB35 LL20
5D019 FF04

医学诊断超声成像方法和设备使用相控阵换能器探头 (12) 将编码的基本超声脉冲传输到组织中。此脉冲的时间带宽积大于1但小于100。接收器 (18) 耦合到探针以从组织接收第N个谐波回波信号, 并且压缩滤波器 (22) 具有比编码的基本超声脉冲快约N倍的相位变化。使用压缩功能压缩谐波回波信号。这将增加所得图像的SNR。由于这种成像的SNR特性通常较低, 因此所公开的方法特别适合与组织谐波成像一起使用。其他方面也适用于用非线性造影剂成像。

