

【特許請求の範囲】

【請求項1】 医療診断超音波映像システムの位相アレー・トランスデューサ・プローブのための超音波送信方法であって、

(a) 第1のコードで変調された第1のコード化超音波送信ビームを第1の送信ビーム方向に沿って体内に送り出す段階と；

(b) 前記第1のコードとは異なる、第2のコードで変調された第2のコード化超音波送信ビームを、前記第1の送信ビームが組織を離れる前に、前記第1の送信ビーム方法とは空間的に異なる、第2の送信ビーム方向に沿って体内に送り出す段階とを具備することを特徴とする超音波送信方法。

【請求項2】 医療診断超音波映像システムの位相アレー・トランスデューサ・プローブのための超音波送信方法であって、

(a) 第1のコードで変調された第1のコード化超音波送信ビームを、優先フォーカスにより選択方向に沿って体内に送り出す段階と；

(b) 前記第1のコードとは異なる、第2のコードで変調された第2のコード化超音波送信ビームを、前記第1の送信ビームが組織を離れる前に、同様なフォーカスにより同じ方向に沿って体内に送り出す段階とを具備することを特徴とする超音波送信方法。

【請求項3】 前記トランスデューサ・プローブは、複数のトランスデューサ素子を備え、前記段階(a)及び(b)は、前記素子に対応送信波形を供給する段階を具備し、前記第1のコード化ビームからの各素子における前記送信波形は、前記第2のコード化ビームからの前記送信波形と時間において実質的にオーバーラップすることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記トランスデューサ・プローブは、複数のトランスデューサ素子を備え、前記段階(a)及び(b)は、前記素子に対応送信波形を供給する段階を具備し、前記第1のコード化ビームからの各素子における前記送信波形は、前記第2のコード化ビームからの前記送信波形と時間においてオーバーラップせず、かつ前記第1のコード化ビーム送信波形が終るときに前記第2のコード化ビーム送信波形が始まることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項5】 前記トランスデューサ・プローブは、複数のトランスデュー

サ素子を備え、前記段階(a)及び(b)は、前記素子に対応送信波形を供給する段階を具備し、前記第1のコード化ビームからの各素子における前記送信波形は、前記第2のコード化ビームからの前記送信波形と時間においてオーバーラップせず、かつ前記第1のコード化ビーム送信は計は、前記第1のコード化ビーム送信波形の後のノン・ゼロ・ポジティブ時間で始まることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項6】 前記第1及び第2のFMコードは、実質的に直交することを特徴とする請求項1または2に記載の方法。

【請求項7】 前記第1及び第2の送信ビームは、単一送信事象に含まれることを特徴とする請求項1または2に記載の方法。

【請求項8】 前記第1及び第2の送信ビームは、個別送信事象に含まれることを特徴とする請求項1または2に記載の方法。

【請求項9】 前記個別送信事象は、身体で問題がある領域に対する往復エコー時間よりも少ない時間で離間されることを特徴とする請求項1または2に記載の方法。

【請求項10】 前記段階(a)は、トランスデューサ・プローブの第1のサブアパーチャにより前記第1の送信ビームを送り出す段階を具備し、前記段階(b)は、前記第1のサブアパーチャと異なる、トランスデューサ・プローブの少なくとも第2のサブアパーチャにより前記第2の送信ビームを送り出す段階を具備することを特徴とする請求項1または2に記載の方法。

【請求項11】 ステップ(a)が、当該トランスジューサプローブのトランスジューサ要素の第1のセットを用いて当該第1の送信ビームを送出するステップを含み、ステップ(b)が、当該トランスジューサプローブの、少なくともトランスジューサ要素の第2のセットを用いて当該第2の送信ビームを送出するステップを含む、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項12】 当該第1のセットが当該第2のセットと重なり合わない、請求項11に記載された方法。

【請求項13】 当該第1のセットが当該第2のセットと重なり合う、請求項11に記載された方法。

【請求項14】 当該第1のセットが当該第2のセットと同一である、請求項11に記載された方法。

【請求項15】 当該第1及び第2の送信ビームが、異なる焦点距離で集束される、請求項1に記載された方法。

【請求項16】 当該第1及び第2の送信ビームが、共通の焦点距離で集束される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項17】 ステップ(a)及びステップ(b)が、上記第1及び第2の符号化された超音波送信ビームを、当該フェーズドアレイトランスジューサローブのそれぞれ対応する第1及び第2のアパーチャから送出するステップを含み、各々の上記アパーチャがそれぞれ対応する複数のトランスジューサ要素を含む、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項18】 ステップ(a)及びステップ(b)が、各アパーチャに対し、それぞれ対応する集束時間遅れのプロファイルを適用するステップを含む、請求項17に記載された方法。

【請求項19】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に対称的である変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項20】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に非対称的である変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項21】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、実質的に一様な変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項22】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、実質的に一様でない変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項23】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、時間的に連続する変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項24】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、時間的に非連続の変調関数で振幅変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項25】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、包絡線期間

の半分の時点を中心として時間的に対称的である位相変調関数で位相変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項26】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、包絡線期間の半分の期点を中心として時間的に非対称的である位相変調関数で位相変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項27】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、各々の送信ビームのスペクトルピークを中心として周波数的に対称的である位相関数対周波数スペクトルで位相変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項28】 当該第1及び第2の符号の少なくとも一つが、各々の送信ビームのスペクトルピークを中心として周波数的に非対称的である変調関数対周波数スペクトルで位相変調される、請求項1又は2に記載された方法。

【請求項29】

(a) 当該第1及び第2の送信ビームに応じて、身体から受信信号を獲得し、

(b) 当該受信信号のうち少なくともいくつかを、第1のパルス圧縮関数によって特徴付けられる第1の圧縮フィルタに与え、

(c) 受信信号のうち少なくともいくつかを、当該第1のパルス圧縮関数とは異なる第2のパルス圧縮関数によって特徴付けられる第2の圧縮フィルタに与えるステップ、

を更に含む、請求項1に記載された方法。

【請求項30】

(a) 当該第1及び第2の送信ビームに応じて、身体から受信信号を獲得し、

(b) 受信信号のうち少なくともいくつかを、第1のパルス圧縮関数によって特徴付けられる第1の圧縮フィルタに与え、

(c) 受信信号のうち少なくともいくつかを、当該第1のパルス圧縮関数とは異なる第2のパルス圧縮関数によって特徴付けられる第2の圧縮フィルタに与えるステップ、

を更に含む、請求項2に記載された方法。

【請求項31】

(f) イメージングモードでの当該第1及び第2の圧縮フィルタによって発生さ

れた圧縮受信信号をイメージ処理するステップ、
を更に含む、請求項29又は30に記載された方法。

【請求項32】 イメージングモードが、Bモードイメージング、カラードップラーイメージング、パルス反転高調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、運動処理イメージング、ひずみイメージング、二次元イメージング、三次元イメージング、基本周波数・積分高調波周波数・部分高調波周波数・サブ高調波周波数及び超高調波周波数の少なくとも一つによるイメージング、コントラストエージェントイメージング、組織高調波イメージング及びこれらの組合せ、からなる群から選択される、請求項30に記載された方法。

【請求項33】

(a) 第1の符号で変調された、第1の符号化された超音波送信ビームを体内に送出し、

(b) 当該第1の符号とは異なる第2の符号で変調された、第2の符号化された超音波送信ビームを、当該第1の送信ビームが身体を去る前に体内に送出し、

(c) 当該第1及び第2の送信ビームに応じて、身体から受信信号を獲得し、

(d) 当該受信信号のうち少なくともいくつかを、第1のパルス圧縮関数によって特徴付けられた第1の圧縮フィルタに与え、

(e) 当該受信信号のうち少なくともいくつかを、当該第1のパルス圧縮関数とは異なる第2のパルス圧縮関数によって特徴付けられる第2の圧縮フィルタに与え、

(f) イメージングモードでの当該第1及び第2の圧縮フィルタによって発生された圧縮受信信号をイメージ処理するステップ、

を含み、

当該送信ビームは、各送信ビームに対応付けられる、それぞれのトランスジュレーサアパーチャ全体において空間的に一様な、それぞれの位相変調関数によって特徴付けられ、

イメージングモードは、自動相関処理を用いたカラードップラーイメージング、パルス反転高調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、運動処理イメージング、ひずみイメージング及びこれらの組合せ、を含む群

から選択される、

医療診断超音波イメージング方法。

【請求項34】 イメージングモードが、二次元イメージング、三次元イメージング、高調波周波数イメージング、コントラストエージェンティメージング、組織高調波イメージングの少なくとも一つによって特徴付けられる、請求項29又は30に記載された方法。

【請求項35】 各圧縮フィルタの入力での特定の周波数において、当該第1及び第2のパルス圧縮関数が、当該第1及び第2の符号と、それぞれ振幅及び位相において実質的に一致する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項36】 各圧縮フィルタの入力での特定の周波数において、当該第1及び第2のパルス圧縮関数が、当該第1及び第2の符号と、それぞれ位相において実質的に一致する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項37】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数が、各圧縮フィルタの入力での、対応する受信信号包絡線と異なる包絡線によって特徴付けられる、請求項36に記載された方法

【請求項38】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数が、振幅的に各々実質的に均一である、請求項36に記載された方法。

【請求項39】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に対称的である振幅変調を提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項40】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に非対称である振幅変調を提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項41】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、時間的に連続する関数の振幅変調を提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項42】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、時間的に非連続の関数の振幅変調を提供する、請求項29、30あるいは3

3に記載された方法。

【請求項43】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に対称的な位相変調を提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項44】 当該第1及び第2のパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に非対称な位相変調を提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項45】 パルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、信号スペクトルピークを中心として周波数的に対称な、位相関数対周波数スペクトルを提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項46】 パルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、信号スペクトルピークを中心として周波数的に非対称な、位相関数対周波数スペクトルを提供する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項47】 当該符号のうち少なくとも一つが振幅変調によって特徴付けられる、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項48】 当該パルス圧縮関数のうち少なくとも一つが振幅変調によって特徴付けられる、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項49】 当該符号及びそれに対応付けられたパルス圧縮関数のうち少なくとも一つが、ともに振幅変調によって特徴付けられる、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項50】 当該圧縮フィルタのうち少なくとも一つが、時間の関数として変化するインパルス応答によって特徴付けられる、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項51】 当該圧縮フィルタのうち少なくとも一つが、時間的に一定のインパルス応答によって特徴付けられる、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項52】 当該第1及び第2のフィルタが同時に動作する、請求項29、30あるいは33に記載された方法。

【請求項53】 当該第1及び第2のフィルタが時間的に連続して動作する

、請求項29, 30あるいは33に記載された方法。

【請求項54】

- a) 符号化された超音波送信ビームを体内に送出し、
- b) 当該送信ビームに応じて、身体から受信信号を獲得し、
- c) パルス圧縮関数によって特徴付けられる圧縮フィルタに当該受信信号を与え、そして、
- d) イメージングモードで当該圧縮フィルタによって発生された圧縮受信信号をイメージ処理するステップを含み、

当該送信ビームが、それぞれのトランスジューサアパーチャ全体で空間的に一定の位相変調関数によって特徴付けられ、そして、

イメージングモードが、自動相関処理を用いたカラードップラーイメージング、パルス反転高調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、ひずみイメージング、及びこれらの組合せを含む群から選択される、医療診断超音波イメージング方法。

【請求項55】 当該送信ビームが符号によって変調され、当該パルス圧縮関数が、所定の周波数における当該符号と、振幅及び位相において実質的に一致する、請求項54に記載された方法。

【請求項56】 当該送信ビームが符号によって変調され、当該パルス圧縮関数が所定の周波数における当該符号と位相において実質的に一致する、請求項54に記載された方法。

【請求項57】 当該パルス圧縮関数が振幅において実質的に均一である、請求項56に記載された方法。

【請求項58】 当該パルス圧縮関数が、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に対称的である振幅変調を提供する、請求項54に記載された方法。

【請求項59】 当該パルス圧縮関数が、包絡線期間の半分の時点を中心として時間的に非対称である振幅変調を提供する、請求項54に記載された方法。

【請求項60】 前記パルス圧縮関数は、究極的に連続関数である振幅変調を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項61】 前記パルス圧縮関数は、時間の不連続関数である振幅変調

を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項62】 前記パルス圧縮関数は、約半分の包絡線持続期間、究極的に対称である移相変調を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項63】 前記パルス圧縮関数は、約半分の包絡線持続期間、究極的に非対称である移相変調を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項64】 前記パルス圧縮関数は、信号のスペクトルピークに関し周波数が対称の周波数スペクトルに対する移相関数を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項65】 前記パルス圧縮関数は、信号のスペクトルピークに関し周波数が非対称の周波数スペクトルに対する移相関数を供給する請求項54に記載の方法。

【請求項66】 前記送信ビームは、振幅変調により特徴づけられたコードで変調されている請求項54に記載の方法。

【請求項67】 前記パルス圧縮関数は、振幅変調により特徴づけられている請求項54に記載の方法。

【請求項68】 前記送信ビームは振幅変調により特徴づけられたコードで変調され、前記パルス圧縮関数は、振幅変調により特徴づけられている請求項564に記載の方法。

【請求項69】 前記圧縮フィルタは、時間の関数として変化するインパルス応答により特徴づけられている請求項54に記載の方法。

【請求項70】 前記圧縮フィルタは、時間を通して一定のインパルス応答により特徴づけられている請求項54に記載の方法。

【請求項71】 医療診断イメージングシステムのフェーズドアレイトランスジューサプロープのための超音波送信機であって、

第1コードで変調された第1セットのコード化された送信波形を発生するように作動し、第1送信ビームの方向に沿って第1送信ビームを形成するようにタイミングをとる少なくとも1つの第1パルス発生器と、

第2コードで変調された第2セットのコード化された送信波形を発生するように作動し、前記第1送信ビームの方向から空間的に異なる第2送信ビームの方向

に沿って第2送信ビームを形成するようにタイミングをとる少なくとも1つの第2パルス発生器と、

前記第1及び第2パルス発生器のそれぞれと結合し、前記第1及び第2セットの非線形の位相変調送信波形の両方の発生を開始するように作動するコントローラと、

を備えていることを特徴とする超音波送信機。

【請求項72】 医療診断イメージングシステムのフェーズドアレイトランスジューサプローブのための超音波送信機であって、

第1コードで変調された第1セットのコード化された送信波形を発生するように作動し、主要焦点で第1送信ビームを発生するようにタイミングをとる少なくとも1つの第1パルス発生器と、

前記第1コードとは異なる第2コードで変調された第2セットのコード化された送信波形を発生するように作動し、同様の焦点で第2送信ビームを形成するようにタイミングをとる少なくとも1つの第2パルス発生器と、

前記第1及び第2パルス発生器のそれぞれと結合し、前記第1及び第2セットのコード化された送信波形の両方の発生を開始するように作動するコントローラと、

を備えていることを特徴とする超音波送信機。

【請求項73】 前記第1及び第2コードはお互いに実質的に直交している請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項74】 前記コントローラは単一送信事象で前記第1及び第2セットのコード化された送信波形の両方の発生を開始するように作動する請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項75】 前記コントローラは別の送信事象で前記第1及び第2セットのコード化された送信波形の発生を開始するように作動する請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項76】 前記第1セットの送信波形は第1セットのトランスジューサエレメントと関連し、前記第2セットの送信波形は第2セットのトランスジューサエレメントと関連している請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項77】 前記第1及び第2セットの送信機エレメントはオーバーラップしない請求項76に記載の超音波送信機。

【請求項78】 前記第1及び第2セットのトランスジューサエレメントはオーバーラップする請求項76に記載の超音波送信機。

【請求項79】 前記第1及び第2セットのトランスジューサエレメントはお互いに同一である請求項76に記載の超音波送信機。

【請求項80】 前記第1及び第2セットの送信波形は異なる深さで焦点を合せられている請求項72に記載の超音波送信機。

【請求項81】 前記第1及び第2セットの送信波形は共通の深さで焦点を合せられている請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項82】 前記第1及び第2パルス発生の選択された1つと結合された複数のトランスジューサエレメントを備えたトランスジューサプローブと、

前記トランスジューサエレメントと結合された受信機であって、それぞれ異なる第1及び第2パルス圧縮関数により特徴づけられた第1及び第2圧縮フィルタを備えた受信機と、

をさらに備えている請求項72又は73に記載の超音波送信機。

【請求項83】 前記第1及び第12パルス圧縮関数は、それぞれ前記第1及び第2コードと実質的に一致している請求項82に記載の超音波送信機。

【請求項84】 前記受信機に結合されたイメージプロセッサであって、イメージングモードの前記第1及び第2圧縮フィルタにより発生された圧縮受信信号を処理するように作動するイメージプロセッサをさらに備えている請求項82に記載の超音波送信機。

【請求項85】 前記イメージングモードは、Bモードイメージング、カラードップラーイメージング、パルス反転調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、動作処理イメージング、歪みイメージング、2-Dイメージング、3-Dイメージング、基本整数調波、分数調波、低調波、及び超音波調波の周波数の少なくとも1つでのイメージング、コントラストエージェントイメージング、組織調波イメージング、及びそれらの組合せからなるグループより選択される請求項84に記載の超音波送信機。

【請求項86】 前記イメージングモードは動作処理イメージングを含んでいる請求項85に記載の超音波送信機。

【請求項87】 医療診断超音波イメージング方法であって、

(a) それぞれの送信ビームと関連した各トランスジューサのアパーチャを横切る空間的に不変の各移相変調関数によりそれぞれ特徴づけられた複数のコード化された超音波送信ビームを体内に放ち、

(b) 前記送信ビームに応じて前記体内から複数の受信信号を得、

(c) 自己相関アルゴリズム及びFFTアルゴリズムの少なくとも1つを使用して前記受信信号を動作検知処理する、
ステップを備えていることを特徴とする方法。

【請求項88】 ステップ(a)で放たれた前記送信ビームはそれぞれ単一の各焦点を備えている請求項87に記載の方法。

【請求項89】 それぞれの焦点は部分焦点である請求項88に記載の方法。

【請求項90】 ステップ(a)の前記送信ビームは単一の送信事象に含まれた複数の第1送信ビームを備え、別の各移相変調関数により特徴づけられている請求項87に記載の方法。

【請求項91】 ステップ(c)は前記受信信号をカラーフロー処理する請求項87に記載の方法。

【請求項92】 ステップ(c)は前記受信信号をスペクトルドップラー処理するステップを備えている請求項87に記載の方法。

【請求項93】 前記送信ビームは基本周波数により特徴づけられ、ステップ(b)は基本周波数の1調波で前記受信信号を得るステップを備えている請求項87に記載方法。

【請求項94】 前記移相変調関数は、それぞれ別の各送信事象と関連した少なくとも2つの異なる位相変調関数を備えている請求項87に記載の方法。

【請求項95】 前記移相変調関数は、それぞれ別の各走査線と関連した少なくとも2つの異なる位相変調関数を備えている請求項87に記載の方法。

【請求項96】 (d)ステップ(c)の動作検知処理とは異なるイメージ

ングモードで前記受信信号の少なくとも幾つかを処理し、

(e)表示のためステップ(c)及び(d)からの処理された受信信号を結合する、

ステップをさらに結合する請求項87に記載の方法。

【請求項97】 ステップ(a)の少なくとも2つの前記送信ビームは、空間的に異なる焦点により特徴づけられ、共通の送信事象で放たれている請求項87に記載の方法。

【請求項98】 ステップ(a)の少なくとも2つの前記送信ビームは、別の各トランスジューサのサブアパーチャと関連し、別の各移相変調関数により特徴づけられている請求項87に記載の方法。

【請求項99】 ステップ(a)の前記送信ビームは少なくとも2つの別の移相変調関数により特徴づけられている請求項91に記載の方法。

【請求項100】 前記少なくとも2つの別の移相変調関数は別の各送信事象と関連している請求項99に記載の方法。

【請求項101】 ステップ(a)の前記送信ビームは少なくとも2つの別の移相変調関数により特徴づけられている請求項92に記載の方法。

【請求項102】 前記少なくとも2つの別の移相変調関数は別の各送信事象と関連している請求項101に記載の方法。

【請求項103】 第1コードで変調された第1のコード化された超音波送信ビームを体内に放つための手段と、

前記第1送信ビームが体内を出る前に、前記第1コードとは異なる第2コードで変調された第2のコード化された超音波送信ビームを前記体内に放つための手段と、

前記第1及び第2送信ビームに応じて前記体内から受信信号を得るための手段と、

第1パルス圧縮関数により特徴づけられた第1圧縮フィルタに少なくとも幾つかの前記受信信号を振り向けるための手段と、

前記第1パルス圧縮関数とは異なる第2パルス圧縮関数により特徴づけられた第2圧縮フィルタに少なくとも幾つかの前記受信信号を振り向けるための手段と

、
イメージングモードで前記第1及び第2圧縮フィルタにより発生された圧縮受信信号をイメージ処理するための手段と、
とを備え、前記送信ビームは、各送信ビームと関連したそれぞれのトランスジューサのアパーチャを横切る空間的に不変の各移相変調関数によりそれぞれ特徴づけられ、

前記イメージングモードは、自己相関処理を使用するカラードップラーイメージング、パルス反転調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、動作処理イメージング、歪みイメージング、及びそれらの組合せからなるグループより選択される、
ことを特徴とする医療診断超音波イメージングシステム。

【請求項104】 a) コード化された超音波送信ビームを体内に放ち、
b) 前記送信ビームに応じて前記体内から受信信号を得、
c) パルス圧縮関数により特徴づけられた圧縮フィルタに前記受信信号を振り向け、
d) イメージングモードで前記圧縮フィルタにより発生された圧縮受信信号をイメージ処理し、前記送信ビームは、それぞれのトランスジューサのアパーチャを横切る空間的に不変の各移相変調関数により特徴づけられ、

前記イメージングモードは、自己相関処理を使用するカラードップラーイメージング、パルス反転調波ドップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、歪みイメージング、及びそれらの組合せからなるグループより選択される、
ことを特徴とする医療診断超音波イメージングシステム。

【請求項105】 医療診断超音波イメージングシステムのための超音波イメージング方法であって、

(a) 第1コードで変調された第1のコード化された超音波パルスを送信し、
(b) 前記第1送信パルスに応じて前記体内からの受信信号を得、
(c) 少なくとも1つの送信包絡線の移相及び極性で、ステップ(a)のパル

スとは異なる少なくとも第2のコード化された超音波送信パルスを送信し

、

(d) 前記第2送信パルスに応じて前記体内から受信信号を得、

(e) 少なくとも幾つかの前記受信信号を少なくとも1つの圧縮フィルタに振り向け、

(f) 前記第1及び第2送信パルスと関連するステップ(e)からの圧縮受信信号を結合する、

ステップを備えている超音波イメージング方法。

【請求項106】 (g) カラードップラーイメージング、スペクトルドップラーイメージング、動作処理イメージング、及び歪みイメージングからなるグループより選択されたイメージングモードで、ステップ(f)からの前記結合された信号をイメージ処理する、

ステップをさらに備えている請求項105に記載の方法。

【請求項107】 ステップ(f)は、前記イメージ処理ステップ(g)の前に少なくとも2つの受信パルス圧縮信号をクラッターフィルタリングするステップを備えている請求項106に記載の方法。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

(関連出願への相互参照)

本出願は、1999年3月31日提出の継続中の米国特許出願第09/282,510(代理人登録番号No.5050/512)に関連するものであり、参照指示によりその全体がここに組み入れられたものとする。

【0002】

(背景)

本発明は、医療診断用超音波イメージング(画像形成)のシステム及び方法に関するものであり、より詳細には、このようなシステム及び方法においてイメージング特性を向上させるためにコード化送信パルスを利用したものに関する。本発明のいくつかの具体例は、2D又は3Dカラー・フローイメージング、スペクトル・ドップラーイメージング、組織運動イメージング(tissue motion imaging)、ひずみイメージング(strain imaging)、パルス反転高調波ドップラーイメージングなどといった、運動を処理するイメージングモードにおいて特に有用である。高調波イメージングの具体例は、組織高調波イメージングモードと同様に、コントラスト剤イメージングモードにおいても用いることができる。他の具体例は、特にBモード処理に対して有用である。

【0003】

周波数変調(FM)された送信パルスは、この分野では、瞬間的なピークのパワーを増大させずに信号の平均パワーを増大させるものとして知られている。この技術は医療超音波分野において最近、Bモードイメージングと共に用いるものと(M. O'Donnell著「リアルタイム・フェーズドアレイイメージングシステムの透過を向上させるためのコード化励起システム」超音波、強誘電体及び周波数制に御関するIEEE紀要Vol.39, No.3, pg341-351, 1992年5月)、コントラストイメージングに関連するもの(Y. Takeuchi著「高調波イメージングのためのコード化励起」Ultrasonics, PH-3, 1996年)が提案された。

【0004】

(概要)

本願発明者は、イメージングされた組織又は血液の運動の超音波イメージング（コントラスト剤を用いる場合又は用いない場合）を含む超音波イメージングにおいて、非線形位相及び周波数変調されたコード化送信パルスを用いるための、改善された方法を開発した。

【0005】

他に述べるいくつかの具体例では、第1及び第2のコード化超音波送信ビームが、第1の送信ビームが体から出る前に第2の送信ビームが送出されるよう時間調節されて体内へ送出される。この具体例の第1及び第2の送信ビームは、それぞれの送信ビームからのエコー信号同士の干渉を最少に抑えるよう設計された独特のコードによってコード化されている。この具体例の一つの形態では、第1及び第2の送信ビームが単一の送信イベントに含まれ、別の形態では、第1及び第2の送信ビームは別々の送信イベントに含まれる。

【0006】

一つのモードでは、第1及び第2の超音波ビームは、空間的に区別される第1及び第2の送信ビーム方向に沿って体内へ送出され、そしてBモード或いは運動検出処理と共に用いられる。フレーム速度（frame rate）は改善されている。独立したゲートからの多重スペクトル・ドップラーイメージ（画像）が生成される。

【0007】

別のモードでは、第1及び第2の超音波ビームは、二つのビームが異なる時間において運動をサンプリングするよう、実質的に同じポイントにフォーカスされるよう体内へ送出される。従来と異なる高い速度パラメータが評価され、速度パラメータを含む他の運動パラメータを、より改善された精度で評価することができる。

【0008】

さらに別のモードでは、第1及び第2の超音波ビームは同じポイントに優先的にフォーカスされるよう体内へ送出され、ここで各ビームはサブアパーチャ（サブ開口）から発せられ、受信信号は運動検出処理とともに用いられる。運動に対する改善された検出感度を得られる。この改善された感度は、速度のベクトル成

分を評価するのに用いることができ、或いはスペクトル・ドップラー・ゲートの中での方向カーソルの自動的な配置を改善するのに用いることができる。

【0009】

さらに別のモードでは、コントラスト剤をイメージングしながらSNRを改善するよう、パルス反転高調波ドップラー・モードで、二つ又はそれ以上のコード化超音波ビームを極性を変えながら体内へ送出する。

【0010】

以下の詳細な説明によって、これらの具体例が、多くの場合には異なる送信ビームからの受信信号に関連する干渉の問題を軽減しながら、Bモード及び運動検出イメージングを改善する方法が明らかにされる。

【0011】

本発明は、特許請求の範囲の記載に基づいて規定されるものであり、ここに述べたことは一般的な説明にすぎず、発明の定義として解釈されるべきではない。

(現在好ましいと考えられている実施例の詳細説明)

以下の実施例の選択した特徴を先ず一般的な用語で説明してから、超音波イメージングにおけるコード化した送信ビームの使用の理論解析と好ましい実施例の詳細説明に移る。

(概説)

図1に示すように、トランスジューサ(変換器)・アレイ12(適当なフェーズド・アレイ・トランスジューサでよい)が送受信スイッチ14により送信ビーム形成器16と受信ビーム形成器18へ結合されている。送信ビーム形成器16は入力信号としてトランスミッター20a、20b、・・・20ntからの送信信号を受け取る。送信ビーム形成器16は、遅延、位相変化そして位相回転を適宜組み合わせることで適当な遅延プロファイルとし、そのコード化され、ビーム成形化した送信信号をトランスジューサ・アレイ12のそれぞれのトランスジューサ素子へ加える。これにตอบสนองしてトランスジューサ・アレイ12は、イメージされているボデーに所望の走査線に沿って向けられる一つもしくはそれ以上の送信ビームを発生する。

エンコードされたトランスミッター20a、20b、・・・20ntはトランスミ

ッター・コントローラ21により制御される。トランスミッター・コントローラ21は以下に説明する実施例に適切な幾つかの異なる動作態様でプログラムされる。一つの動作態様ではトランスミッター・コントローラ21によりエンコードされたトランスミッター20a、20b、・・・20ntのすべてが同時に送信を開始する。この動作態様では2つもしくはそれ以上の別個にコード化された送信ビームが同じ送信で形成される。これらのビームは同じもしくは異なる焦点を利用して同じもしくは異なる走査線に沿うように向けられ、そして同じもしくは異なるトランスジューサ素子により発生され、すべては送信ビーム形成器16により制御される。別の動作態様においては、トランスミッター・コントローラ21はトランスミッター20a、20b、・・・20ntのすべて、もしくはそれらの中の幾つかの組み合わせを制御して、送信コードの異なる2つの別個のファイリング・イベントのためのコード化された送信波形をつくる。多くの場合においてこれら2つの別個の送信イベントは間隔を詰められていて、第1の送信イベントがイメージされているボディを去るのに要する時間よりも少ない時間第1の送信イベントから第2の送信イベントは時間的に離されている。以下に説明するように、このような近接した送信ビームが間の漏話を最小とするためそれぞれの送信ビームに異なる送信コードを使用している。多くの用途に於いて、そのような別個のコード化した送信ビームはある関心領域に対する往復伝播時間よりも少ない介在時間だけ離されている。

【0012】

上に説明したように、イメージされているボディはコントラスト・エージェントを含んでいるか、もしくは付加されたコントラスト・エージェントがなくてもよい。典型的には、それぞれのコード化した送信ビームは、いわゆる基本周波数に相当する中心送信周波数により特徴づけられている。ビームがボディを貫通するとき、この基本周波数の高調成分（これは基本周波数の整数倍もしくは整分数である）がよく知られている非線形効果によって発生する。ボディ内のスカッタリング区域（これは場合によってはコントラスト・エージェントを含んでいることがある）は基本周波数エネルギーと高調波エネルギーとの両方を送信ビームからトランスジューサ・アレイ12へ戻る方向に散乱させる。トランスジューサ

・アレイ12はこの散乱されたエネルギーに応答してエコー信号を形成し、そしてトランスジューサ素子の個々の素子からのエコー信号は受信ビーム成形器18によりビーム形成されて、選定された走査線に沿ってビーム成形受信信号を形成する。上に述べたように、一つ、二つもしくはそれ以上の送信ビームが単一のファイアリングもしくは送信イベントに含まれており、そして一つ、二つもしくはそれ以上の受信ビームがそれぞれの送信ビームから得られる。

受信ビーム成形器18が発生するビーム成形受信信号を少なくとも2つの受信ディモジュレータ22a・・・22mへ加える。各受信ディモジュレータは受信ビームを関心の周波数範囲へディモジュレートし、そのディモジュレートした受信ビームをそれぞれのデコーディングレシーバ24a、・・・24mへ加える。各デコーディングレシーバ24a、・・・24mは、トランスミッター20a、20b、・・・20ntの内の一つもしくはそれ以上により使用されている所望の送信コードに対応するよう選択され、以下に説明するように所望の高調波のため修正されたそれぞれのパルス圧縮ファンクションを利用する。イメージプロセッサ28、30に加えられるまでそのディモジュレートした受信信号はメモリ26に記憶されている。イメージプロセッサ28は普通のドップラープロセッサでよい。このドップラープロセッサはよく知られているオートコレクション・アルゴリズムを使用し(C.カサイ、K.ナメカワ、A.コヤノそしてR.オモト:オートコレクション技術を使用したリアルタイム、2次元血液流、IEEEトランス・サン・アルトラソン.、SU-32、458乃至464頁、1985)、ドップラーヴェロシティ、ドップラーエネルギー、ドップラーヴァリアンスそしてその組み合わせのような評価運動パラメータを発生する。イメージプロセッサ30は、一つもしくはそれ以上の独立のレンジゲートのためスペクトル・パラメータ・スペクトルを発生するための周知のファスト・フーリエ変換(FFT)を使用する普通のスペクトル・ドップラーイメージプロセッサでよい。

【0013】

図1のシステムは受信ビーム成形器18からのビーム成形された受信ビームに応答し、走査コンバーター34へBモード・イメージ信号を加えるBモード・プロセッサ32をさらに含んでいる。Bモード・プロセッサ32は、デコーディング

レシーバ24a、・・・24mと同じようなパルス圧縮ファンクションを特徴とするデコーディングレシーバーと受信ディモデュレータを含んでいる。

走査コンバーター34はディスプレイ36に提示するイメージを発生する。これらのイメージはBモードプロセッサ32からのBモード・イメージ、ドップラープロセッサ28からの評価された運動パラメータそしてスペクトル・ドップラープロセッサ30からのドップラー・パラメータ・スペクトルの所望の組み合わせを含んでいる。

【0014】

図1のシステムは、用途によって付加されたコントラスト・エージェントを付いたり、付けなかったりして、基本イメージング・モード及び又は高調波イメージング・モードのため使用できる。高調波イメージング・モードは、サブ高調波とアルトラ高調波のようなフラクショナル・高調波をイメージする。

【0015】

電氣的に制限され、もしくはMI制限されるが、熱的には制限されない用途に対しては、もしくは他の用途に対してはトランスジューサ12が送信する超音波信号をエンコードし、そして長くして(圧縮しない、もしくは延長する)全エネルギーを増大するのが好ましい。信号処理の後の方で、その受信信号をデコードし、そして再圧縮して軸方向の解像度を最大とする。この方法は、(軸方向の解像度に比例する)全バンド幅を保ちながらその送信された信号の暫定持続時間を増加することにより時間・バンド幅の積を効果的に増大する。デコーディング受信フィルタリングを持つコード化された送信技術を以下に説明する普通の運動検出と組み合わせてSNR、フレームレート、方向感度、コントラスト・エージェント特性及び又はパラメータ評価精度を改善する。さらに、これらの技術はBモードイメージングと使用してフレームレートを改善する。

【0016】

図1のシステムを使って、コントラスト・エージェントを使ったり、使わなかったりして基本のもしくは高調波のイメージングモードのどちらかを使って、以下に説明する7つの方法のそれぞれを実行する。

1. 運動検出とパルス圧縮技術との組み合わせ：

同じ方向に向けられた2つもしくはそれ以上の暫定的に拡張されたパルスでターゲットをインソニファイング (insonifying) することによりターゲット内の運動を検出し、それからそのエコー信号を処理して運動パラメータを評価するとき以下に記載のパルス圧縮技術を使ってSNRを改善する。

【0017】

2. 運動方向処理もしくはBモード処理と共に、2つもしくはそれ以上の同時に送信された、コード化されている送信ビームを使用：

2つもしくはそれ以上のコード化されている送信ビームを同時に送信して、2次元(2D)もしくは3次元(3D)運動イメージング、2次元(2D)もしくは3次元(3D)Bモード・イメージングにおけるフレーム・レートを増加する、または、暫定的な解像度を減損することなく2つもしくはそれ以上の独立スペクトルドップラゲートを利用できるようにする。選択された焦点に対応する各送信遅延プロファイルは、ユニークな非線形位相モジュレーション・ファンクションと組み合わせられ、そしてユニークなプロファイル毎にそれぞれのデコーディング受信フィルタを使って2つもしくはそれ以上の空間的に区別できる超音波ラインもしくは2つもしくはそれ以上の空間的に区別できる焦点の間を音響的に絶縁する。重ねた複数の送信ビームを同時に送信することができると、少数の送信ファイリングだけでイメージフレームを発生でき、それによりコントラスト・エージェントを使ったり、使わなかったりして、基本の、そして高調波のイメージングにおけるフレーム・レートを増大する。複数の受信ビームを各送信ビームから得ることができる。スペクトル・ドップラーにおいては、暫定的な解像度を減少することなく、もしくはスペクトル対時間の波形を劣化させることなく、2つもしくはそれ以上のゲートを異なる方向に、そして異なるレンジにおいて独立して配置する。

3. サブアパーチャエンコーディングの使用

多次元運動イメージングのための非軸運動に対する感度を改善し且つスペクトルドップラカーソルの自動配置を改善するため、アクティブトランスジューサアパーチャ(開口)内の2つ以上のサブアパーチャを独特な仕方でエンコードしデコードすることができる。例えば、アレイの中心の両側にてトランスジューサア

パーチャが2つの別々のコード化サブパーチャに分割されるとき、運動に対する最大感度を有する方向は、アクティブアパーチャの中心でトランスジューサのフェースに対して垂直ではなくなる。各サブパーチャに対する最大感度の方向は、この垂直から離れ、対とされた送信および受信サブパーチャの中心の周りに定められる。これにより、アクティブアパーチャのフェースと平行な運動を検出するための運動検出処理の能力が改善される。何故ならば、2つ以上のパルスの変化がより大きくなり、横方向寸法におけるより高い空間周波数のため検出性能のレベルより上となる可能性が高くなるからである。また、2つ以上のサブパーチャを使用することにより、スペクトルドップラーゲート内の運動の方向を推定することが可能となる。推定方向の横方向成分に対する感度が改善されるため、スペクトルドップラー方向カーソルの自動配置が改善されうる。1Dアレイまたは多次元アレイ内に2つ以上のサブパーチャを定めることができる。このような方法は、2Dまたは3Dカラー運動イメージング、スペクトルドップラー処理、またはその他の運動検出方法に適用されうる。

4. スペクトルドップラー処理によるインターパルスエンコーディングの使用

レンジ - 速度多義性を減少させたより正確な高速度検出を提供するため、または、推定の不正確さを減少させるため、単一プリセレクトゲートに対する通常のスเปクトルドップラー処理におけるパルス特定エンコーディングを使用することができる。選択されたゲート以外の領域からの強いリターンを避けるため、パルス反復間隔 (PRI) は、典型的には、トランスジューサからのゲートの位置に基づいて設定される。この間隔は、最大検出可能速度を定める。もし、パルスが $1/PRI$ より大きなレートで発せられる場合には、オリジナルパルス間にエクストラサンプルが取得されうる。これらのエクストラサンプルは、平均化方法による正確さを改善するのに使用でき、または、そのより高いサンプリングレートは、より大きな最大検出速度とすることができる。しかしながら、問題のゲート以外の領域からの運動は、表示されるパラメータ対時間波形における不正確さを導入してしまふことがありうる。これらの不正確さは、他の位置からのリターンが問題のゲートからのリターンと同じ時間に到達する場合に存在しうる。これらの不正確さは、独特なコード化波形を送信パルスの各々に割り当てる場合には

、減少されうる。このような方法は、基本および高調波スペクルドップラーイメージングにおいて適用されうる。

5. 多次元運動処理によるインターパルスエンコーディングの使用

パラメータ推定精度を増大させ、フレームレートを改善し、および/または速度ダイナミックレンジを増大させるため、運動推定のために通常の自動相関アルゴリズムを使用する組織、血液またはコントラストエイジェントの2Dカラー運動マッピングにおけるパルス特定エンコーディングを使用することができる。

【0018】

通常のシステムにおける2Dカラー運動マップ内の各空間位置に対して、運動パラメータは、固定のパルス数、FSC送信パルスによって決定されるようなフローサンプルカウント(FSC)に基づいて推定される。これらのサンプルまたはパルス間の時間間隔、PRIは、問題の速度に基づいて選択される。高速度フローの場合には、他の位置からのリターンが運動の推定と強く干渉しないように、最小のPRIが選択される。FSCを超えた付加的パルスは、オリジナルパルスに関連したコードとは異なるコードでそれら付加的パルスをエンコーディングすることによって、オリジナルパルスとそれほど干渉せずに送信されうる。これら付加的パルスは、フレームレートの損失なしに、オリジナルパルス間に送信されうる。これら付加的パルスは、推定正確さを改善し、フレームレートを改善し、および/または最大検出可能速度を増大させるため、付加的情報を与えるデータの付加的セットとして使用されうる。

【0019】

このような方法によれば、より短い時間にてFSCサンプルを効率的に取得し処理することができる。通常の技法と類似したフレームレートの場合、付加的パルスは、推定正確さを改善するのに使用されうるし、また別の仕方として、フレームレートは、FSCサンプルが取得されるまでオリジナルパルス間に付加的エンコードパルスを送信することによって増大されうる。このような別の方法によれば、ファイアリングレートが効率的に増大させられるので、通常の方法と類似した推定精度を有した改善されたフレームレートとすることが可能である。付加的パルスでもって増大されたファイアリングレートは、また、最大検出可能速度

を増大するのに使用されうる。PRIが効率的に減少されるので、エイリアシングが導入される前に、より高い速度、したがって、より大きなダイナミックレンジが検出可能である。

6. パルス圧縮技法および/またはパルス反転高調波ドップラーイメージングによるインターパルスエンコーディングの使用

パルス反転高調波ドップラーは、FSCパルスからなる通常のドップラー送信パルスシーケンスが、好ましくはコントラストエージェントをイメージングしながら送信パルスの極性を交番させることによって変更されるような技法である。この技法は、Hwang氏の米国特許第5706819号明細書に記載されており、第2高調波エネルギーの検出特定性を増大することができる。このパルス反転高調波ドップラー技法は、基本波および第2高調波無線周波数スペクトルの重畳した交番包絡位相（即ち、0, 180, 0等）を有する2つ以上のパルスを送信し、それから、通常のドップラー処理によりFSCパルスの組を処理することによるものである。それらパルスを組合せるため、修正クラッター/ウォールフィルタが使用される。この修正インソニフィケーション技法では、基本信号リターンは、ドップラードメインにおけるパルス反復周波数（ $PRF = 1 / PRI$ ）の半分によって変調され、一方、第2高調波信号リターンは、そのままとされる（すなわち、変調されない）。ドップラードメインにおける第2高調波信号と基本波信号とのこのような分離は、通常のエイリアシングリミットの半分が侵されないならば、2つのドップラースペクトルを固定の既知の周波数帯域に維持しつつ、高調波イメージングのために通常使用されるよりは短い送信パルスを送受信することができるようにする。これにより、第2高調波軸解像度を増大させることができ、したがって、フロ-のより微細な空間サンプリングを可能とする。このようなより微細な空間サンプリングから得られる利点としては、基本および高調波クラッターによる所望のフロー信号の破壊が少なくてすむことである。

【0020】

基本ドップラー信号を優先的にフィルタする微細空間サンプリングおよび能力のため、このパルス反転高調波ドップラー技法は、特に、小さな血管に対してエージェント特定性を増大させる可能性を有している。しかしながら、高いパルス

振幅では、エージェント崩壊により、高調波および基本ドップラースペクトルを正確に分離する技法の能力が減少させられてしまう。したがって、エージェント崩壊によるパルス間の相関が減少してしまう通常のドップラー技法も同様に働く。エージェント崩壊がそれほど重要でないような低いパルス振幅では、パルス反転高調波ドップラー技法は、他の使用する技法に比べてエージェント特定性を改善することができる。何故ならば、高調波および基本スペクトルがより正確に分離されるからである。しかしながら、相当なエージェント崩壊を避けるため、ピーク圧力レベルを低く維持し、SNRを減少させる。パルス圧縮技法は、SNRを増大させ、イメージ品質を改善することができる。さらに、パルス反転高調波ドップラー技法によって課せられる通常でない最大速度検出リミットを緩和するため、インターパルスエンコーディング技法を使用することができる。最大検出リミットを通常速度リミットの半分とする代わりに、そのリミットを通常のリミットまでおよび通常のリミットを越えて増大させることができる。さらにまた、付加的パラメータ推定を平均化しパラメータ推定精度を改善するため、インターパルスエンコーディングを使用することができる。

7. 上記1 - 6項に説明した方法の任意の所望のサブセットまたはフルセットの組み合わせ

パルスコーディングおよびデコーディングの数学的記述

通常の運動検出技法と基本イメージングのためよく知られたエンコーディングおよびデコーディング技法を組合せることによって、SNRを改善することが可能である。また、高調波イメージングのための高調波デコーディングがここで開発されており、これは、通常の運動検出技法およびBモード処理技法と組み合わせられる。

【0021】

図1に関連して前述したように、選択された実施にしたがって1つ以上(m個まで)のデコーディングレシーバを使用することができる。以下に述べる方法は、どれも、2つ以上の独特な受信フィルタインパルス応答を使用しうが、データレートが十分であるならば、単一レシーバを使用することができる。

【0022】

以下の数学的記述は、組織減衰、音響回折、ビーム形成プロセスからの寄与は無視しており、図1のシステムに適用する。超音波ラインの形成は、以下のようにモデル化され得る。

【0023】

【数1】

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

ここで、

$X_{tx}(t)$ = 送信波形

$h_{tx}(t)$ = トランスジューサ電圧対圧力伝達関数

$P\{\dots\}$ = オペレータ p は高調波信号発生をモデル化する

$\theta(t)$ = 散乱応答

$h_{rx}(t)$ = トランスジューサ圧力対電圧伝達関数

$d(t)$ = 復調関数

$X_{rx}(t)$ = 受信フィルタ、若しくは、パルス圧縮復号フィルタ

t = 時間

$*$ = 畳み込み演算

軸的詳細解像度 (axial detail resolution) を犠牲にすることなく送信エネルギーを増大させるため、振幅変調 $a(t)$ と変調周波数 f_m を有する従来の送信波形 $X_{tx}(t)$ は、以下のように表現され得る。

【0024】

【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 $\theta(t)$ を用いて変調され得る。「Re」は $\{\dots\}$ の実部を意味することに注意。一般に、新しい送信波形は、

【0025】

【数3】

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

であり、ここで、

【0026】

【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 は任意の定数である。 (t) と $a(t)$ とを適当に選択することにより、約1の時間帯域幅プロダクトを有するコンパクトな一定の帯域幅時間パルスを、より大きな送信信号エネルギーを可能とするより大きな時間帯域幅プロダクトに時間的に拡張することが可能である。散乱信号を組織から受信した後、適当に設計された受信器は、時間的に拡張されたパルスを圧縮して、コンパクトパルスを復元することができる。この処理は、特定の帯域幅と関連付けられた好ましい軸的詳細解像度を、拡張された送信パルスからそれほど減衰させずに保持する。優良な軸的詳細解像度は、適当な復号受信機を用い且つ帯域外 (out-of-band) 周波数成分を適当に排除することによってのみ維持される。所望の第2のより低位の、若しくは、より高位の高調波エネルギーに関して選択的に傾聴するように設計された受信機を使用する適当な復号を用いて、時間帯域幅プロダクトは従来の約1の値以上に増大され、SNRを改善する。従来においてよく知られているように、SNRを最大化し得る基本的イメージングのための好ましいデコーダは、整合フィルタである。従って、主要な基本的周波数における復調後に、受信機デコーダを、

【0027】

【数5】

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

の時間反転位相共役 (conjugate) の縮拡版 (scaled version) とすることができる。

【0028】

高調波イメージングに関して、好ましいデコーダは、高調波信号生成のオーダと機構に依存する。また、問題の高調波に整合された整合フィルタは好ましいデコーダである。第2の高調波組織イメージングについては、既知のリーマン波式 (Nonlinear Acoustics, Mark F. Hamilton等、編集1998年、75頁) を解くことによって妥当なモデルを得ることができる。

【0029】

圧力 $g(t, Z)$ について、

【0030】

【数6】

$$\frac{\partial g}{\partial t} + \frac{C_0 \partial g}{\partial z} = \left(\frac{B_g}{\rho_0 C_0^2} \right) \frac{\partial g}{\partial t} \quad (5)$$

ここで、

C_0 は、小さな信号音響速度、

ρ_0 は、環境密度、

B は非線形性のパラメータであり、

その面におけるトランスジューサの送信圧力信号、つまり、

【0031】

【数7】

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

に等しい、境界条件、若しくは、強制関数 (forcing function) を適用することによる。

【0032】

例えば、Mark F. Hamilton、David T. Blackstockによって編集されたNonlinear Acousticsの75頁、コピーライト1998参照。

【0033】

ストレイトフォワードパタベイション分析 (straight-forward perturbation analysis) (例えば、Nonlinear Acousticeの281頁第2節参照) を用いて、汎用モデルは形態

【0034】

【数8】

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

を採り、これは2乗された基本圧力信号 $f(t)$ の時間微分係数から生成されるような第2の高調波信号を生ずるものであり、 Kt は組織物質特性に等しい。第2の高調波エネルギーのコントラストエージェントイメージングに適用可能なモデルの一例は、時間微分係数を排除するが、それでもまだ基本圧力の2乗に依存する。

【0035】

式(3)の汎用送信波形、モデルオペレーション $p\{\dots\}$ を用い、トランスジューサの送信伝達関数が問題の周波数バンドに重大な影響を有しないと仮定すると、組織で生成される第2の高調波信号は、

【0036】

【数9】

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

で示すことができ、ここで、

【0037】

【数10】

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

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

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

$D_i =$ 定数である。

【0038】

第2の高調波信号は、 f_m の元の変調周波数、つまり $e^{j4\pi f_m t}$ を2倍することによって実効的に周波数変調され、また、最後の項

【0039】

【数11】

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

によってDCに近い付加的な低周波エネルギーが存在することに注意。この最後の項は、非線形音響伝播中は信号ピークは有限帯域幅信号のための信号トラフよりも速く移動することから、つまり、正の相対圧力（ピーク）は負の相対圧力（トラフ）よりも大きな組織音声（sound）速度を生成することから、現れるものである。コントラストエージェントの第2の高調波イメージングについては、

【0040】

【数12】

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

である。

【0041】

散乱された組織エネルギーと適当なチャネル毎の遅延を受信した後、フェージング（phasing）とアポディゼーションが、ビーム形成器によって適用され、問題の高調波信号は、更に処理を行うために所望の周波数バンドに復調され得る。好ましい帯域はベースバンドである。復調関数 $d(t)$ が、第2の高調波周波数、つまり、

【0042】

【数13】

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

においてセンターリングされたものに選択され、 $X_{rx}(t)$ が $Y_{2nd}(-t)$ に選択された場合（ここで、組織第2高調波エネルギーについては、

【0043】

【数14】

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

であり、また、コントラストエージェント第2高調波エネルギーについては、

【0044】

【数15】

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

であり、*は、複素数の共役演算である)、SNRを最大化し且つ優良な軸的詳細解像度を保持する好ましい実施形態が実現され得る。この好ましい実施形態において、SNRを最大化し得る整合フィルタは、パルス圧縮受信機 $X_{rx}(t)$ のために使用される。従来の受信機は、所望の軸的解像度を復元するために必要な復号と付加的な非線形位相変調を欠いている。復調後、好ましいパルス圧縮整合受信機は、

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

の時間反転位相共役であり、ここで、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に実効的にシフトする。整合フィルタ、若しくは、より一般的にはパルス圧縮フィルタは、DC付近の低周波項、及び、基本エネルギー若しくは他の不所望なエネルギーを実効的に抑制することができる。整合フィルタ包絡線以外の受信機における振幅変調も、もし望むなら、使用することができる。特に、付加的なパルス整形を不所望なレンジローブを抑制する手助けとして使用することもできる。

例：

以下は、第2の高調波組織イメージングのための、非線形二次方程式位相変調(PM)・線形周波数変調(FM)チャープ(chirp)パルス圧縮コードの一例である。送信信号は以下の特性を有する。

1) 振幅は継続時間のガウス包絡線、

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

で変調され、ここで継続時間は、ピークよりも - 6 . 8 2 d B 振幅だけ低く定められている。

2) ピークより - 6 . 2 8 d B レベルだけ低い周波数帯域幅は、

【0045】

【数16】

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

である。

3) 時間帯域幅プロダクトは

【0046】

【数17】

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

として定義され、汎用送信信号は、

【0047】

【数18】

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

であり、特別な帯域幅W (つまり、軸的詳細解像度) と所望のパルス継続時間T について、瞬間周波数 / 秒をラジアンで表すと、

【0048】

【数19】

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

である。

【0049】

この例に対して上の式(13)を使用すると、第2高調波振動数で復調後の受信パルス - 圧縮整合フィルタは以下の様に表される。

【0050】

【数20】

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

ここで、 D_2 は定数である。現在の医療超音波システムにより得られる典型的な時間 - 帯域幅積についての合理的な近似は以下の様に表される。

【0051】

【数21】

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

ここで、 D_3 は定数である。医療システムに対する時間 - 帯域幅積は、イスプタ (Ispta) 限界、熱的限界及びチャンネル当り電力により決定されるであろう。図2乃至図9は、システム実現における異なる段階での信号の例である。図2乃至図5は、4の時間 - 帯域幅積を持つシステムの代表例であり、一方、図6乃至図9は、8の時間 - 帯域幅積を持つシステムの代表例である。すなわち、後半の4つの図を生成するために使用される送信信号の時間長は、前半の4つの図を生成するために使用される送信信号長の2倍である。4つの図の2組に対する

送信帯域幅は同一である。一般に、50未満、より好ましくは20未満、最も好ましくは10未満の時間-帯域幅積を持つシステムが好まれる。

(図2乃至図9の説明)

図2-9の例において、送信変調周波数は2MHzであり、そして周波数帯域幅は1MHzである。図2a及び図6aは、各図において、時間依存、非線形位相変調を持たない従来の送信信号及び対応する送信包絡線を示し、これら2つの従来の送信信号は同一であり、各場合において参照として示されている。図2b及び図6bは、各々が2次PM又は線形FMコード化送信信号及び対応する送信包絡線を示す。ピーク信号レベルは、電氣的限界または所望の空間ピーク音響限界に典型的に基づくように、全ての4つの図において同一である。図2c及び図6cは、前の図に示されるような、コード化信号に対する従来及び非線形位相についての線形送信位相を示す。図2d及び図6dは、これら位相の時間導関数により決定されるような送信位相に対応した瞬間的周波数を示す。コード化された送信信号位相は、従来の送信信号位相から明確に異なり、非線形である。

【0052】

図3a及び図7aは、従来の送信信号に関連した組織第2高調波信号及びその包絡線を示す。ここで、組織減衰及び音響回折は除外されている。また、これらの図において、組織基本信号包絡線が参照のために示されている。第2高調波信号は改良された軸方向の詳細な解像度を与える。図3b及び図7bは、それぞれコード化された送信信号に関連した組織第2高調波信号及びその包絡線を示す。再び、これらの図は組織基本信号包絡線を参照のために示す。図3c及び図7cは、従来の送信信号を持つ第2高調波信号、コード化された送信信号を持つ第2高調波信号、及びコード化された送信信号を持つ基本信号に対する組織信号位相を示す。図3d及び図7dは、これら組織信号位相に対応した瞬間周波数を示す。組織信号の各タイプ及び送信信号の各タイプに対する組織信号位相及び瞬間周波数は独特である。最適化されたパルス-圧縮(又はデコーディング)受信フィルタを設計する時、これらの違いを考慮する必要がある。特に、コード化された送信信号がトランスジューサから発射される時、組織基本信号と比較して位相変化は、組織第2高調波信号に対する時間の関数の2倍早い。図(4a、4b、4

c) 及び図(8a、8b、8c)は、第2高調波及び基本受信信号をフィルタするためのパルス圧縮、又は、デコーディング、受信基本帯域フィルタ・コンポーネントを示す。2つの組の各々において、3つの図は従来の送信信号と一緒に第2高調波デコーディング・フィルタ、コード化された送信信号と一緒に第2高調波デコーディング・フィルタ、及びコード化された送信信号と一緒に基本デコーディング・フィルタをそれぞれ示す。3つの図の各組の後半は、比較のために与えられ、そして基本信号と一緒に組織をイメージ化するために典型である。各図は、各フィルタの応答の実部分、虚部分、及び大きさを示す。第2高調波信号に対する受信デコーディング・フィルタは、コード化された送信信号がトランスジューサから発射される時、基本信号のための受信デコーディング・フィルタとは異なる。これらの相異は、時間の関数として受信フィルタの位相をプロットすることにより見られる。図4d及び図8dは、フィルタの3つの異なるタイプに対するこれらの位相を示す。コード化された送信信号が使用される時、位相変化は、基本と比較して第2高調波に対する時間の関数の2倍早いことに注意する。より高次又は低次の高調波のイメージングに対して、デコーディング・フィルタの瞬間位相は好ましくは所望の高調波位相変化と一致する。例えば、1/2次のサブ高調波は優先的に、位相変化が基本信号の位相の半分の速度のフィルタによりデコードされる。図4e及び図8eは、優性第2高調波周波数(4MHz)で適当に復調された後の最終出力信号、第2高調波パルス・圧縮フィルタ(2つの場合についてそれぞれ、図4a又は4b及び図8a又は8bから)による基本帯域受信フィルタリング、及びディスプレイ検知を示す。次の点に注意する。

1) 出力信号の幅により定義される、2つの第2高調波信号処理技術に対する軸方向解像度は、同一である。

2) コード化されたパルス・圧縮技術と関連した第2高調波戻り信号内のエネルギーは、従来の非コード化技術と関連した戻りエネルギーよりも大きい。追加のエネルギーが時間的に拡張された送信波形により可能となる。2つの別個の場合(場合1は、時間・帯域幅積=4、場合2は、時間・帯域幅積=8)の間の戻り検出信号エネルギーの相異は、期待されるように、8のより大きな時間・帯域幅積に対して、より大きい。

3) 基本エネルギーの不完全な抑制に起因して、コード化及び非コード化の両方の信号処理に対して残留基本信号が存在する。コード化信号処理技術は、従来の非コード化信号処理技術に関して効率的に優性残留エネルギーを時間的にシフトする。この残留エネルギーは適当に選択された信号の帯域幅に対して医療設定において重要ではない。より大きい帯域幅は、周波数スペクトル重複に起因してより少ない基本抑制を発生する。

【0053】

貧弱な基本エネルギー抑制又は許容できない残留基本エネルギーは、交代する送信包絡線位相又は極性と関連したFSC受信パルスの適当な解析的なフィルタリングによりさらに減少できる。このフィルタリングは、当業者に良く知られている典型的にクラッター又はウオール・フィルタとして実現できる。アンサンブルの多数FSC受信パルスのフィルタリングは、興味のある所望の高調波を効果的に強調し、一方、不要な基本又はその他の奇数の高調波エネルギーを減衰する。例えば、同じ方向に反対位相(すなわち、0及び180度)を持って送信された2つのパルスは、パルス-圧縮受信フィルタ後に、[11]クラッター・フィルタ・インパルス応答と加えられる。これは効率的に基本信号を抑制し、一方、同時に、使用可能な軸方向詳細解像度及び第2高調波信号のSNRを増加する。フィルタ目的のためにクラッター・フィルタを使用することは、動き検出イメージングについて良く知られている。Bモード・イメージングに対する[11]インパルス応答と共にクラッター・フィルタを使用することは、2つのパルスの単純な加算と等しい。従って、基本エネルギーを抑制するこの技術は、2つ又はそれ以上の獲得されたパルスに対する動き検出イメージング及びBモードに適用される。図4e及び図8eにおいて、これら多数パルス組合せは残留基本信号エネルギーを減少するであろう。

【0054】

図5及び9は、従来のコード化された送信信号に対する周波数領域内の組織及び検出された出力信号を示す。これらの図は、送信信号の特定の期間と無関係に、組織基本波信号及び組織第2高調波信号の-6.82dB帯域が一定に留まることを図示している。従来の送信信号からの戻りと比較した、コード化された送

信信号からの戻りの検出信号エネルギーに於ける差が、2つの場合に対して示されている。2つの時間帯域幅積の内のより大きいものに対する出力信号は、与えられた2つのコード化された場合での同じピーク送信信号レベルに対しては、より大きい。図5及び9における全てのスペクトルは、コード化されたパルス圧縮技術に対する高調波組織信号ピークによって、各場合に対して独立して、正規化される。従って、信号出力に対する最大スペクトル振幅は常にゼロデシベルである。この正規化は、従来の送信信号に対する組織高調波信号レベルと、高張波受信フィルタリング後の残留基本信号レベルとの差を、強調する。

【0055】

好適な実施形態及び上述の例に対して、以下の事例を含む多くの改良が可能である。

1) 振幅 (t) 及び位相 (t) の一般的な変調

時間に対する非線形二次位相 (又線形周波数) 変調でのガウシアン振幅変調包絡線の例が上述で提供されたが、振幅及び位相変調機能の多くの異なる形態が、送信機及びパルス圧縮受信フィルタで使用できる。図22は、時間に対して、線形、非線形、離散、及び連続瞬時FM機能の幾つかの例を示している。これらの機能は、位相変調 (PM) 機能の時間的な派生である。この機能は、好適には、パルス期間 T_{FM} 及び所望の周波数スパン W_{FM} の範囲内に定められる。ライン30は、包絡線期間の半分の位置に位置していることに留意。これらは例示であり、全てではない。線形FM (二次PM) 機能の例には、ラベルa、b及びcが付けられているのが示されている。2つの正確な線形FM機能は機能f及びcである。2つの非線形FM機能は、d及びeとラベル付けされている。変調機能c及びeは、ライン30に付いて対称であるが、他の機能はライン30付いて非対称である。

【0056】

図23は、周波数に対して対称及び非対称の非線形位相機能の幾つかの例を、一般的な信号振幅スペクトルと共に示す。破線で示されるスペクトルA及びBは、送信機での又はパルス圧縮フィルタの入力の信号スペクトルを表わしている。実線で示される位相機能a及びbは、対称及び非対称機能の例である。機能aは

、振幅スペクトルAに付いて対称であり、振幅Bに付いて非対称である。機能bは、振幅スペクトルA及びBに付いて非対称である。

【0057】

図24は、包絡線の半分の期間に位置するライン40に関して、時間に付いて対称及び非対称の振幅変調機能の幾つかの例を示している。機能a及びbは、対称振幅形状であるが、機能c及びdは、非対称形状である。機能のこれらの形態は、所望のシステムの全体スペクトル応答に依存して、送信機及びパルス圧縮受信機に独立して設けることができる。非対称機能は、組織減衰、音響回折、及びシステム及び送信機設計からのインパルス応答によって発生されたスペクトル形状を補償することによって、SN比を最大化するために特に有用である。

【0058】

図22、23及び24に図示されものの幾つかの組み合わせが、特定のシステム設計に対しては、好ましい場合がある。以下にその例が与えられる。

【0059】

1a) 図24中の機能aの様な、一定振幅パルスが送信される場合には、非線形瞬時周波数変調機能の様な時間に対して線形又は二次的に変化するもの以外の位相変調機能が好ましい場合がある。一定振幅変調を有する二次位相変調(又は線形FM)の使用は、実地に受け入れることのできないレンジのローブを生じる場合があるが、一定振幅以外の振幅変調機能は送信機では利用できない場合もある。一定又は一様振幅変調は、Sequoiaの名称で流通しているAcuson Corporationによって販売されているプログラマブル波形発生器(PWG)の様な非一様振幅変調での使用洗練された送信機と比較して、これらの形態の送信機のコストが低いので、商用超音波製造者の中で人気がある。一定振幅変調で、非線形FMを、高レンジローブの圧縮を助けるために、パルス圧縮出力スペクトルの形成するのに使用するのが好ましい場合がある。非所望のレンジのローブは、パルス圧縮受信機内の固有の対称又は非対称振幅変調によって、代替的又は更に減少することができる。受信機内の非一様振幅変調に対する潜在的に不利な点は、SN比の失うことである。非線形FMは、追加の受信振幅変調の必要性を除去し、一定振幅送信パルスでSN比を最大化する。

【0060】

1 b) 送信機で利用可能な変調の形態に無関係に、一様振幅変調が実際には好まれ且つ非線形FMが使用されることのある別の例は、近距離場高調波イメージングに対するものである。超音波エネルギーを送信し且つ受信するに同じトランスジューサを使用するシステムは少なくとも、送信機がオン状態になるまで、受信回路はオン状態になることができないので、トランスジューサの面に近いイメージングは、延長されたパルス長に制限を設ける。高調波エネルギーが、組織非線形伝播から単独に発生される場合、SN比が低い場合がある。最大エネルギーが、最も短い時間窓に渡って、組織に送信される場合、一様な振幅変調波形が好適である。受入れ可能なレンジのローブのレベルを維持するために、非線形FMを使用することかできる。

【0061】

1 c) 位相変調機能を、ランダム化することができ、一様振幅変調に制約されるシステムに対しても有益とすることができる。送信波形の瞬時周波数を制御することにより、信号ゼロ交叉間の時間が正確に制御され、擬似ランダムシーケンスを発生することができる。適合するフィルタ応答を有する受信フィルタリングの後、時間的にコンパクトな出力が発生され、これが、優れた軸方向詳細分解能及び改良されたSN比を発生する。更に、レンジローブが受入れ可能でなく且つ非一様振幅変調が利用可能でない場合、第2の相補的送信フィルタリングが、予期されたフレームレートの損失を伴って、出力信号のメイン時間ローブを目立たさせるために使用することができ、初期送信フィルタリングと関連するものと反対の極性を有する第2のレンジローブを発生する。これらの2つの別の出力は表示プロセス以前に加算され、反対の極性のレンジローブが相殺するので、非所望のレンジローブを抑圧することが補助される。相補的コードのこれらの形態の例は、M. J. E. Golay, Complementary Series, IRE Transactions on Information Theory, IT-7巻、4号、1961年10月に記述されたGolayコードである。

【0062】

Golayコードを含むことができる2進コード又は、公知のBarkerコードの様な、高調波イメージングに対するこれらの形態のコードの種々の形態の応用に関しての2つの重要な特徴が、記されるべきである。第1に、殆どのこれらのコードで必要とされる様に、第2の高調波パルスの反転型を形成するためには、基本送信パルスがプラス又はマイナス90°シフトされる必要がある。例えば、次の形態の第2高調波信号を実現するために、

【0063】

【数22】

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

及び

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

ここで、Tは、この2つのパルス例に対する2つのパルス間の時間である。送信信号は次の近似解を有するべきである。

【0064】

【数23】

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

及び

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

第2に、高調波信号は非線形プロセスによって発生され、送信信号の2つの成分は、重なりを最小にするために、時間Tによって時間が十分に分離されるべきである。そうしないと、第3の非所望の交叉積項が高調波信号中に現れる。例示

として、上述で図示される高調波は、相補的Golayコードを使用するコードの例である。更に、2つの波形の第1のものは、2のサイズを有する最も単純なBarkerコードを使用してコード化された送信波形の例である。

【0065】

1d) 機能周波数に対する非対称位相機能、例えば図23における機能bのような機能は、パルス圧縮受信機において正確な復号化を維持する間、SNRを最大化するために選択されうる。周波数に依存する減衰は、低い周波数要素よりも高い周波数要素を選択的に減衰させるので、スペクトル幅および中心周波数の両方における戻されたスペクトルエネルギーを追跡する受信機は、SNRを最大化することができる。深さに依存性するスペクトルエネルギーの位置を、所定のベースバンドフィルタ内に選択的に設定する方法の1つとしては、復調周波数を深さの関数として変化させることである。この復調周波数を変化させる間に不要なイメージアーティファクトを生成することなく、SNRを最大化する際には、受信機は、非対称位相機能を組み込み、かつ、深さとともにフィルタのインパルス応答を変化させることができる。このように受信フィルタを動的に変化させることが選択されうる。

【0066】

深さに依存する受信フィルタが利用できなければ、不正確な復号化または固定受信機についてのイメージアーティファクトを最小化するように、他の方法を用いることができる。

【0067】

1つの方法としては、深さに対して一定となる復調周波数を定め、かつ、送信変調周波数のような特定の周波数に関して非対称となる位相機能を保持するものがある。

【0068】

別の方法、特に直交位相変調に対する方法としては、受信信号をパルス圧縮機能を用いてフィルタを施す前に、この受信信号を深さの関数として時間的に遅延させるものがある。

【0069】

さらに別の方法としては、深さに依存する復調周波数を有する、非対称かつ深さに依存しない位相機能を維持し、かつ、生じうるアーティファクトを受け入れるものがある。いくつかの位相機能または対応するFM機能については、イメージアーティファクトを許容することができる。

【0070】

1e) それぞれが独立した振幅および非線形の変調関数を含んだ、時間的に不連続なセグメントを有する送信パルスを選択することができる。このタイプの特性に関する例は、図22において機能fという名称を付して示してある。機能fは、2つの独立した非線形の直交PM機能（または図示されているような区分的線形FM機能）を含んでいる。サブコードを効果的に含むこのタイプのコードは、時間間隔において近接した2つのインターバルにおけるティッシュ（tissue）から情報を抽出するために、または、造影剤の高調波（contrast agent harmonics）を選択的に励起するために、用いられうる。固有の振幅および位相機能を有する1つの時間的セグメントは、その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選択的に励起または凝集させることができる。このタイプのコードは、分周波のような分数調波エネルギー（fractional harmonic energy）を最適に検出するために、用いられうる。勿論、時間的に重なるように多数のコードをデザインすることができる。この多数のコードは、2つのコードを効果的に加えたものである。2つの異なるセグメントを用いたこの例では、パルス圧縮受信機は、1つまたは両方のセグメントに関連するエネルギーを復号化することができる。特定の振動モードを励起するために1つのセグメントが用いられた場合には、プレゼンテーションを撮像するために別のセグメントを用いることができる。これらのタイプのコードが有効となりうる特定の例では、高い振幅基本波エネルギーからの分周波を成長させるために、小さな振幅で送信された分周波が用いられ、かつ、この送信された分周波が送信されたパルスにも含まれている。この例の詳細については、本明細書と同じ日に出願された、継続中の米国特許出願09/282,603（代理人整理番号5050/515）に記載されており、この米国特許出願は、参照することにより本明細書に含まれる。

【0071】

2. 本発明は、多次元トランスデューサを含む任意のタイプのトランスデューサを用いることができ、圧電性トランスデューサまたは市販されている超音波システムで一般的に利用可能な圧電性トランスデューサに限定されない。例えば、静電トランスデューサを用いて、本発明を実施することができる。

【0072】

3. 送信ファイアリング (transmit firing) 毎の様々な時間 バンド幅生成物、およびまたは、様々なタイプの振幅および位相変調、例えば、時間 バンド幅生成物は、2つ以上の送信焦点 (transmit foci) を用いる際には、深さに依存しうる。良好な近距離場を維持するために、最も浅い焦点調節を行うために、より小さな時間 バンド幅生成物を選択することができる。

【0073】

4. 符号化送信機および復号化受信機をそれぞれ異なる形式で用いることができる。この送信機および受信機は、デジタルおよびまたはアナログ回路を利用することができる。送信波形には必ずしもミキサーを必要としない。適当な送信機の例が、米国特許第5,675,554号「送信ビーム形成方法および装置」に開示されている。例えば、ミキサーを使わずに、デジタル的に格納された簡単な波形を増幅することができ、または、振幅を変更する間においてアナログ発振器を様々な周波数により時間的に掃引することができる。フィルタを実現しかつ所望の送信コードを生成するために、適切な複合フィルタとともにインパルス発生器を用いることができる。受信フィルタリングは、説明した構成例に限定されない。例えば、ビームの形成が完了した後に復調段階を行う必要はない。代わりに、ビームの形成が完了する前に、各受信チャネルまたは受信チャネルのサブグループに対して復調段階を行うことができる。さらに、受信フィルタリングをベースバンドで行う必要はない。中間周波数において複合フィルタリングを実行することができる。

【0074】

5. 本発明は、基本波または第2調波信号に限定されない。

【0075】

6. 別のタイプのイメージ、色またはBモードを用いた本発明についての符号

化されたパルス圧縮画像を、同時または時間的に連続に取得および処理することにより、本発明を用いることができる。例として以下に示すものを含む。

【0076】

a) 符号化されたパルス圧縮基本波または任意数調波のBモードイメージを有する、基本波または任意数調波のBモードイメージ。

【0077】

b) 動作(motion)についての符号化されたパルス圧縮基本波または任意数調波のイメージを有する、基本波または任意数調波のBモードイメージ。

【0078】

c) 符号化されたパルス圧縮基本波または任意数調波のBモードイメージを有する、動作についての基本波または任意数調波のイメージ。

【0079】

d) 動作についての符号化されたパルス圧縮基本波または任意数調波のイメージを有する、動作についての基本波または任意数調波のイメージ。

【0080】

7. 事前に検出された、空間的に共線的または空間的に別個である2つ以上の別々のビームの組み合わせについて、本発明を用いることができる。この組み合わせにおける各ビームは、同一の振幅、周波数および位相を有する遅延プロファイルを持つことができ、または、異なる振幅、周波数または位相を持つことができる。本実施形態の例には、基本波信号の排除または解除を向上させ、これにより信号バンド幅および軸性解像度を向上させるために、逆極性の送信位相についてパルス圧縮受信フィルタリングを行った後、2つのビームを加えることが含まれている。関連する送信ビームは、従来のパルス反転撮像(例えばChapmanによる米国特許第5,632,277号)と同様に空間的に配置されうるか、または、継続中の米国特許出願第09/282,396号(代理人の整理番号5050/542)に記載されているように空間的に異なりうる。この継続中の米国特許出願のすべての内容は、参照することにより本明細書に含められる。

(特定の実施例)

以下に示す撮像方法のいずれかを実行するために、図1におけるシステムを用

いることができる。

1. マルチモード表示

符号化された非線形の位相変調された位相圧縮または非符号化イメージ（基本波または調波）は、符号化された位相圧縮カラー動作イメージ（基本波または調波）とともに、表示されうる。同様に、符号化されたスペクトルドップラーにより検出された、パラメータ対時間の波形（基本波または調波）は、符号化されたまたは符号化されていない、任意タイプのBモードまたはカラーイメージとともに、表示されうる。

2. 同時に送信された2つ以上のビームのファイアリング (firing)

Bモードまたは2次元カラー動作イメージについては、フレームレートを増加させるために、2つ以上の超音波ビームを同時に送信することができる。選択されたゲートについて、時間に対する速度 エネルギースペクトルが一般的に表示される、スペクトルドップラー処理については、多数の独立ゲートについてスペクトル対時間の波形を多数表示できるようにするために、2つ以上の超音波波形を同時に送信することができる。選択された焦点に対応する各送信遅延プロファイルを、固有のコードを用いて符号化することができ、かつ、少なくとも2つの超音波焦点の間を音波上十分に分離し続けるために、各固有コードについての整合させた復号受信機フィルタを用いることができる。

【0081】

送信ビームA及びBに対応する、2つの独特な遅延プロファイルで処理するこの種の2つの例が、図10及び11に図示されている。図10において、アレーの全要素が送信ビームBと送信ビームAに、および送信ビームAとB双方に起因し、このために同一のアパーチャ、トランジューサーアレー12の完全アパーチャを使用することになる。図11において、送信ビームA、Bは、アレー12の完全アパーチャに重なるサブアパーチャのそれぞれから形成される。各遅延プロファイルに関する遅延プロファイルの送信波形は独特に符号化され、1か、2以上の受信フィルタが戻された信号を解読し、ビーム間のインターフェイスが許容可能なレベルに縮減されるようになる。各独特の送信遅延プロファイルに関し、関連する独特の受信フィルタインパルス応答が戻り信号を解読し、別の送信遅延

プロファイルから戻った信号がノイズとして現れ、実質的には重大な問題とはならないようになっている。異なる超音波線上に配置される複数の送信焦点に関する独特な符号化遅延プロファイルは、単一グループのトランスジューサ要素から各送信毎に生成されればよい。また、1か、2以上の受信ビームは各送信焦点に関連していればよい。1グループの要素からの1つの送信から、1つ以上の線を生成できることによって、特定の最終像線密度に関するフレーム率を上昇させることができる。このアプローチは、1次元または多次元トランスジューサを用いて3次元に及ぶようにすることが可能である。

【0082】

2つか、3つ以上のビームを同時に送信することにより、像フレームを生成するのにBモードすなわち2Dカラー運動像形成において必要な送信ファイヤリングが少なくなり、コントラスト剤を使用する場合であっても、使用しない場合でも基礎的調和的像形成におけるフレーム率が上昇することになる。複数の受信ビームを各送信ビームから得てもよい。スペクトラムドップラー処理が、本明細書において記載するようなパルス圧縮技術について使用される場合、ユーザーは複数の独立したゲートを配置してもよい。複数のパラメータスペクトル対時間波形を波形品質を顕著に劣化させることなく同時に表すようになっていてもよい。例えば、図10または11において、ゲートA及びBを独立して配置することができる。

【0083】

3. サブアパーチャ符号化

能動アパーチャ内のサブアパーチャが独特に符号化されて解読され、多次元運動像形成及びスペクトルドップラー像形成に関する非軸線運動に対する感度を改善するようになっている。単一の送信受信遅延遅延プロファイルに関し、スプリットアパーチャ符号化(すなわち重なり合っていないサブアパーチャに関する分離コード)またはサブアパーチャ符号化(すなわち、重なっていても、重なってなくてもよい各サブアパーチャに関する分離コード)を、方向感度及びフレーム率を改善するのに使用してもよい。この種の処理の一例を、1つの送信遅延プロファイルに関連して単一の、スプリットされた2つのサブアパーチャ構造に関

し図12に図示する。トランスジューサ12の完全アパーチャに関する遅延プロフィールは、2つの異なる送信波形で符号化される。左手の1つのサブアパーチャ、すなわちサブアパーチャAは1つのコードを使用しており、一方、右手の別のサブアパーチャ、すなわちサブアパーチャBが異なるコードを使用している。信号を受信すると、2つのレシーバが信号を解読し、サブアパーチャ毎に1つのパルス圧縮受信フィルタインパルス応答を行う。1例として、低周波数で開始し、時間とともに変調周波数を高める線形周波数関数が1つのサブアパーチャに使用でき、この逆の場合を別のサブアパーチャに使用できる。

【0084】

この技術について3つの主要な利点がある。第1の利点は、フレーム率が上昇することである。なぜならば、2つの分離した送信ファイヤリングが2つのサブアパーチャについて受信信号を獲得するのに必要ではないからである。2つめの利点は、トランスジューサのフェイスに平行な運動成分に対する感度が高まることである。このことは、多次元運動を検出する精度を改善することになる。サブアパーチャBに関し図12に図示した例を考慮すると、y方向の運動に対する最大感度が、角度 $\theta_{T,B}$ 及び $\theta_{R,B}$ に関する最小値で得られる。ここで、第1番目の下付文字が送信(T)または受信(R)を表し、第2番目の下付き文字はサブアパーチャを表している。カラードップラー運動像形成のような多くの感度運動検出技術が、主搬送周波数におけるパルスからパルスまでの差を検出することに依存しているため、アレーの中心からずれたサブグループの要素を符号化することは、点Pにおける横方向(y軸方向)の空間周波数を増大させることになる。所定の速度Vに関し、サブアパーチャBに関し送受信サブアパーチャ双方の中心が物理的アレーの端部方向に移動されると、パルスの差が増大することが検出される。例えば、カラードップラー運動像形成において、大きなドップラーシフトが、角度 $\theta_{T,B}$ 及び $\theta_{R,B}$ が小さくなれば検出される。図12の例において、サブアパーチャ特定の符号化が、送信に関する最大信号感度の角度をサブアパーチャBの中心に動かすことにより、受信に関する最大感度の角度に対する場合と同じようになる。各サブアパーチャの独特の符号化が多次元運動に対する感度を高め、多次元運動の方向を推定できるようにする。この同時符号化と同時受信に関する第

3の利点は、2つのファイヤリングの従来の技術に比較して運動アーティファクトの抑制すなわち各サブアパーチャに対し1つのファイヤリングでよいということである。多次元方向技術が所定の時間の間、空間の特定の地点において望まれる場合には、2つのファイヤリングを使用する情報の推定は、ファイヤリング間の不均一な動作により不正確なものになるであろう。

【0085】

方向情報を使用できる場合の2つの像形成技術の例が、血液の流れと組織動きのカラードップラー運動像形成と、ひずみ像形成である。この技術を、多次元運動推定に関する既存の技術をさらに改善するのに使用できる例が、米国特許第5,522,393号に開示されたシステムにサブアパーチャ符号化を適用することである。この特許において、2つか3つ以上の受信サブアパーチャが単一の送信アパーチャを共有するが、方向感度は、送信アパーチャを符号化されたサブアパーチャに破壊することにより得られる可能性がある。

【0086】

空間における多くのポイントでの実際のベクトル推定値の表示のような多次元運動検出に関する利点に加え、精度を高めるのにスペクトルドップラーカーソルを自動的に配置してもよい。スペクトルドップラーカーソルは、一般的に、運動方向を推定するのにユーザーにより手動で配置されている。システムは順次、音響的方向と運動方向との間のコサインに基づいて推定する。バンジャンン他に付与された米国特許第5,454,372号に開示されたシステムでは、カーソルの自動配置に関する受信に関する方向情報を得るためにサブアパーチャの概念を使用しているが、符号化された波形についての記載はない。符号化波形は方向性を改善することができるので、スペクトルドップラーにおける動作の推定を改善することになる。

【0087】

4. スペクトルドップラー処理のインターパルス符号化

単一の予め設定されたゲートに関する従来のスペクトルドップラーにおけるパルス特定符号化がより正確なスペクトルパラメータ検出を行うのに用いられてもよい。選択されたゲート以外の領域から強烈なりターンを回避するために、パル

ス反復間隔 (PRI) が、一般的にトランスジューサからのゲートの位置に基づいて設定される。この間隔は、最高検出可能な速度、 V_{max} (運動方向が超音波線に平行であると仮定して) を公知の関係 $V_{max} = c / [4 (PRI) f_0]$ に従って求める。ここで、 c は音速であり、 f_0 は主搬送周波数である。パルスが $1/PRI$ よりも早い速度でファイヤされる場合、より大きなエイリアスされていない速度が検出されるか、規格外のサンプルを得る可能性がある。しかし、問題となるゲート以外の領域からの運動は、表示されるパラメータ対時間波形を不正確なものにする。これらの不正確さは、別の場所からのリターンが、問題となっているゲートからのリターンと同時にトランスジューサに到着する場合に発生する可能性がある。

【0088】

速度エネルギースペクトルのようなパラメータスペクトルに関連するデータが得られる一定時間の間、付加的な独特に符号化されたパルスが問題となる運動のサンプリング速度を高めるのに使用されてもよい。付加的パルスにより得られる付加的情報は2つの手段で利用されればよい。第1に、付加的パルスは高速度で送信されるために、より大きなエイリアスされていない速度と、これらの高速度に関連したエネルギーを測定するのに使用できる。第2に、最終的な組のパルスが複数の組のデータに分けることができ、それぞれの組は実際の符号化されたサンプリング速度よりも小さい有効サンプリング速度を有しており、複数の計算されたパラメータスペクトルを推定の不正確さが小さくなるように平均化できる。

【0089】

この後者の方法は、前者の方法のように最大検出可能速度レンジを変更しないが、データの追加のセットを提供する。これらの方法は、基本波及び高調波イメージングにおいて、コントラストエージェントのある場合及び無い場合の両方に適用できる。

【0090】

ここに開示したインターパルスエンコーディングは次のように使用できる。予め選択されたゲートのロケーション及びサイズについて、 N 個の一次パルスが、ゲートとトランスジューサとの間での双方向送信時間によって決定されるレート

で送信される。図13に示すように、所定のゲート及び「ゴースト」ゲートについて、前記の所定のゲートのための一次パルス繰り返しレート（PPRR）は、 $c / (2r_1)$ である。サンプルの数及び実際のパルス繰り返しレートを増加するために、二次パルスが、前記一次パルスとは違う、符号化波形で送信される。2つの一次パルス間に送られる、各追加の二次パルスは、固有のコードで符号化される。2つの一次パルス間の中で1つの二次パルスを用いる例が、図14に示されている。この例について、2つの固有のコードが用いられて、各コードの送信が交互にされる。2つの一次パルス間に2つ若しくはそれ以上の二次パルスが送られるときには、3つ以上のコードが用いられるのが好ましい。

【0091】

当技術分野で周知の、受信や復調や直角信号分離のとき、各固有の符号化波形は、好ましいマッチしたパルス圧縮フィルタを用いてデコードされる。本書に記述した場合の例は、時間的に交互にイネーブルとディスエーブルとなる2つの受信フィルタを用いることができる。それに代えて、2つの並列の受信フィルタが信号を同時にフィルタ処理することができる。受信フィルタ処理の後、それらの信号は、ゲートサイズ及びサンプルされたレンジにわたって統合されるのが好ましい。1個のサンプルが、トータルでM+N個のサンプルについての各送信パルス毎に生成される。このサンプルセット及び可能な場合にサブセット（小セット）に分けられたグループは、FFTアルゴリズムを用いて処理される。速度スペクトル、エネルギースペクトル、分散、平均速度、最大速度、モード速度、最大エネルギー、及びそれらの組合せのようなパラメータは、時間に対して表示される。これらのポストデコーディング（後デコード処理）信号処理ステップは、スペクトルのドップラー処理の技術分野の当業者において周知である。本書に記述したステップは、簡単化した例であり、スペクトルのドップラー処理が産業界において一般的であるので、それ以上は記述しない。

【0092】

固有のインターパルスコーディングは、他の符号化波形からの顕著なエネルギーが同時に届いたとき、所定のゲートでのスペクトルパラメータの検出の精度を改善する。これは、他のコードからのエネルギーが受信フィルタを通るとき同じ

コヒーレントゲインを経験しないからである。1例として、図13及び14を参照すると、パルス $P_{1,1}$ 及び $P_{2,2}$ が、それぞれ、時間 t_1 及び t_2 で送られて、所定のゲートからの往復送信時間に関連する同じ時間 t_3 に到達する。距離 r_2 (r_2 は r_1 の半分に等しい)の「ゴースト」ゲートの中での、 v_2 のような運動が、望ましくないドップラーシフトを、距離 r_1 の所望のゲートに関連する、検出スペクトルに誘導する。これは、パルス $P_{1,1}$ が所定のゲートに達したときパルス $P_{2,2}$ が送られるので生じる。時間 t_1 及び t_2 での個別のコードと時間 t_1 において波形がマッチした受信パルス圧縮デコーダを用いることにより、「ゴースト」ゲートからの信号は、時間 t_3 で縮小され、瞬間的な時間について殆どコヒーレントゲインを経験しないであろう。このことがアーティファクトを最小にする。

【0093】

上記のように、スペクトルドップラーインターパルスエンコーディングの2つの使用に関して、一次パルスと二次パルス間の時間は、臨床上のユーティリティ(有用性)を変更する。

【0094】

2つのパルス間に時間が一定であれば、獲得されたサンプルは、最大の検出可能な速度を増大するのに用いることができ、あるいは、最大の検出可能な速度を増大しないで評価(又は算出)精度を改善するのに用いることができる。これは選択事項である。二次パルスが最大検出可能速度を増大するのに用いられない場合、 $N+M$ パルスの最終データセットは、 $1/10$ 程にされて、新しいデータサブセットの各々がFFTアルゴリズムで処理されることができる。例えば、全偶数番号パルスがセット1に含まれ、全奇数番号パルスがセット2に含まれるようにできる。3つ若しくはそれ以上のセット又はサブセットについては、2つの一次パルス間に2以上の二次パルスが可能である。パラメータ-スペクトルが各セットについて生成されて、スペクトルは表示の前に平均化される。二次パルスが最大検出可能速度を増大するのに用いられる場合、全 $N+M$ パルスがFFTアルゴリズムによって処理される。

【0095】

本書に開示した方法は、例えば速度又はエネルギー等の多数のパラメータを評

価するのを可能にし、スペクトルドップラー処理のための周知のロバストFFTを利用する。

【0096】

任意の2つのパルス間の時間が一定でない場合、トータルで $M + N$ 個のパルスは、最大検出可能速度を増大するには用いられない。これは、増大した速度リミットでパラメータ - スペクトル評価するのに用いるサンプルの総数は2つの隣接一次パルス間で起動した二次パルスの総数 + 1 に等しいからである。(これは、第1の一次パルスと第1の二次パルス間の時間が、時間的に隣接する2つの二次パルスの時間に等しいと仮定する。)このありそうな少数のパルスは、十分なSNR及びスペクトル分解を用いて臨床的に有用なスペクトルドップラー波形を生成するには不十分である。その代わりに、それらのパルスは、スペクトルの評価精度を増大させるには好ましく処理される。 $N + M$ 個のパルスから2つ若しくはそれ以上のサブセットが生成されて、個々のスペクトルと一緒に平均化される。

【0097】

5. 多次元運動 (マルチディメンション運動) 処理のインターパルスエンコーディング

普通の自己相関アルゴリズムを基にして運動を評価するのに用いる各パルスのエンコーディング及びデコーディングは、上記セクション4で記述したのと同じである。この方法とスペクトルドップラー処理を改善する方法との違いは、デコーディング処理の後に完了する固有の処理に特定されることである。FFTアルゴリズムを用いて受信パルス処理する代わりに、自己相関アルゴリズムが選択したイメージエリア内の各サンプルしたロケーションに適用される。そのアルゴリズムは、各ロケーションにおいて、運動の平均速度、エネルギー及び分散を評価する。

【0098】

この実施例の好ましいディスプレイエリアは、運動の評価のために自動的に選択されるエリアに基づいている。好ましい表示方法が図15に示されている。ディスプレイエリアの最初に選択された最大深さによって決定されるPRIを持つ

一次パルスに加えて、追加の二次パルスが選択エリア内のデッドゾーン50に付与される。受信機が、より顕著な信号強度の能動送信機によってデータ破損させられるので、運動の評価が正確には表示され得ないところにデッドゾーンが存在する。このデッドゾーンのレンジの拡張が、与えられた遅延プロファイル（遅延カーブ）に関して、最初の送信二次パルスの開始と最後の送信二次パルスの終了の間の差によって決定される。2つ以上の二次パルス遅延プロファイルが2つの一次パルス送信に対応する遅延プロファイルの間に存在する場合、2つ以上のデッドゾーンが存在するであろう。運動の評価の好ましいディスプレイエリア52は、運動評価のための最大ディスプレイエリアにレンジにおいて最も近いデッドゾーンを基にして自動的に選択される。運動評価の代わりにディスプレイエリア54は、デッドゾーン50より浅い深さのところに提供される。これらに代わるものとして、最初に選択されたディスプレイエリアは、運動評価が存在しないデッドゾーンを通して示すバックグラウンドエリア56からのイメージとともに、その全体で用いられてもよい。

【0099】

6. パルス反転高調波ドップラーイメージングを用いた符号化パルス

符号化パルスは、パルス反転高調波ドップラーイメージングのSNRを改善し及びコントラストエージェント検出の特異性を改善するのに用いられる。マルチパルスインソニフィケーション（多数パルスによる高調波による音響ホログラムの作成）の間にわずかなエージェント分裂がある場合、極性が変わるパルスが基本波ドップラー信号と二次高調波ドップラー信号とをスペクトル的に分離するのに用いることができる。式4で示される非線型（ノンリニア）位相変調関数が、パルスインデックスに依存する一定の位相項を追加することによって修正される。FSC送信されたパルスのアンサンブル（集団）については、インデックス1からインデックスFSCを用いて、新しい位相変調関数が、インデックスnの各パルスについて、以下のように表される。

$$= (t) + (n - 1)$$

交互に変更する位相反転を用いることによって、基本波ドップラースペクトル及び高調波ドップラースペクトルが図25に図示のように分離される。ドップラー

周波数軸は、パルス繰り返し周波数 $PRF (= 1 / PRI)$ によって正規化されている。

【0100】

スペクトル25は、基本周波数を含む奇数高調波におけるクラッターにตอบสนองするエネルギー26と、基本周波数を含む奇数高調波におけるフローにตอบสนองするエネルギー28と、偶数高調波におけるクラッターにตอบสนองするエネルギー30と、偶数高調波におけるフローにตอบสนองするエネルギー32とを含む。これらの応答の各々は、ピークエネルギーと、そのピークエネルギーに関する周波数と、分散とに関して定義される。ここで、 $f_{f1,clt}$ 及び $f_{f2,clt}$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるフロー信号の平均周波数を表し、 $f_{f1,flw}$ 及び $f_{f2,flw}$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるクラッター信号の平均周波数を表し、 $\sigma_{f1,clt}^2$ 及び $\sigma_{f2,clt}^2$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるクラッターの分散及び比例バンド幅を表し、 $\sigma_{f1,flw}^2$ 及び $\sigma_{f2,flw}^2$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるフローの分散及び比例バンド幅を表し、 $E_{f1,clt}$ 及び $E_{f2,clt}$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるクラッター信号のエネルギーを表し、 $E_{f1,flw}$ 及び $E_{f2,flw}$ は、それぞれ、基本周波数及び偶数高調波におけるフロー信号のエネルギーを表し、 f_1 は、基本周波数及びおそらく一部の奇数高調波による成分を表し、そして、 f_2 は、第2高調波のような偶数高調波による成分を表す。

【0101】

適当なフラッター又はウォールフィルタリングを設けることにより、基本周波数及び/又は高調波成分のそれぞれのクラッターエネルギー26及び30を、減少させてもよい。例えば、 PRF の $1/2$ 及び $-1/2$ に関連するゼロ周波数のエネルギーを減少させるバンドパスフィルタは、基本周波数及び高調波成分を減少させる。ローパスフィルタを使用して、基本周波数成分のクラッターエネルギー26を除去するだけでなく、所望ならば、基本周波数のフローエネルギーを除去してもよい。これらのタイプのフィルタは、その後図1のプロセッサ28又は30においてパラメータの評価を行うために、第2高調波のフロー信号のような関係するフロー信号を維持する。関係する信号の高調波信号を維持しながら基本

周波数信号成分を選択的に抑制することができ且つ改良されたSNRについて各パルスに対して非線形位相コーディングを適用できるので、コントラストエージェン特異性を、開示されたパルス圧縮技術を使用することなく可能であるもの以上に大きく増大させることができる。

【0102】

例として、上述の方法を医学検査用超音波像形成システム及び方法に使用することができる。第1のコード化超音波パルスが第1の送信ラインを通して体内に送信される。この送信パルスは、上述したように第1のコードで変調され、この第1パルスに应答して、関連の受信信号がその体から得られる。その後、少なくとも1つの第2超音波パルスが体内に送信される。この第2のパルスは、送信包絡線位相及び極性の少なくとも1つで第1のパルスと相違しており、そして、第2パルスもコード化されている。第1と第2のパルスは、従来のパルス反転技術の場合と同じ走査線に沿って方向づけすることができる。これとは別に、第1と第2のパルスを、1999年3月31日出願の米国特許出願第09/282,396号明細書に記載されているように、空間的に区別されるが近接して隔置された走査線に沿って方向づけすることができる。受信信号は、第2の送信パルスに应答して体から得られる。その得られた受信信号は、その後、パルス圧縮フィルタ(そのフィルタは上述したタイプのものであっても良い)に加えられる。第1及び第2の送信パルスに関するパルス圧縮受信信号が、その後混合される。上記米国特許出願第09/282,396号明細書に記載されているように、この混合を使用して第2高調波成分を高めながら基本波成分を抑制するか又は基本波成分を高めながら第2高調波成分を抑制することができる。その後、カラードップラー像形成、スペクトルドップラー像形成、動作処理像形成及び歪み像形成を含む像形成モードの画像処理ステップにおいて、その混合された圧縮受信信号を処理することができる。所望ならば、混合ステップと画像処理ステップとの間にクラッターフィルタを配置することができ、また、或る実施例では、そのクラッターフィルタを使用して混合ステップを実施することができる。

(別の実施例)

上記実施例は、コード化波形を組織高調波像形成及びコントラストエージェン

ト付き像形成に適用した例について述べている。コントラストエージェントに特有の別の実施例について以下説明する。或る別の実施例は、低い圧力振幅において送信パルスの時間間隔を増大させてコントラストエージェントを破壊することなくSNRを改善する。時間拡張励起を使用してコントラストエージェントの整数又は少数の高調波を励起することができる。第2の別の実施例は、第1の別の実施例の圧力振幅よりも大きい最大値よりも小さな圧力振幅で送信されたパルス幅を増大させ、一部のコントラストエージェントを破壊しながらSNRを改善する。検出された非線形コントラストエージェント信号と組織信号との間の最適な画像コントラストが、最大値よりも小さな送信圧力において得られるので、増大されたSNRが画像の質及びコントラストを改善することができる。

【0103】

上述したように、ピーク振幅が維持され且つ時間 - バンド幅積及びパルス幅が増大されたときに、コントラストエージェントの高調波像形成は、解像度を損失することなくSNRを増大させる。しかしながら、低送信電圧、従って、低音響圧力における像形成のようなコントラストエージェント像形成に特有の付加的な利点がある。第1に、低送信電圧を使用することは、コントラストエージェントの破壊を減少させる。長い持続時間（高い時間 - バンド幅積）を有する低音響圧力送信パルスは、コンパクトで高い音響圧力送信パルスよりもコントラストエージェントを破壊することが少ないと確信される。第2に、減少した音響圧力において、コントラストエージェント非線形散乱が、非線形伝播高調波信号の組織散乱に対して増大される。これについては、1つには、高い音響圧力においては、入射エネルギーが消散されるか又は第2高調波散乱に変換されるのではなく分周波若しくは高次の高調波に変換されるにつれて、コントラストエージェントによる散乱には、飽和効果があるからであると説明される。その結果、コントラストエージェント高調波信号と組織高調波信号との間のコントラストは、高い音響圧力よりも低い圧力において大きくなる。

【0104】

これらの理由或いは他の理由によって、低い音響圧力におけるコントラストエージェントを像形成することは有利である。しかしながら、これらの低い音響圧

力においては、SNRが大きく低下する。本発明において上述したパルス拡張及び圧縮を使用して、軸方向解像度を犠牲にすることなくSNRの一部を回復することができる。実際、時間平均化パルスパワーに関するFDA制限のような総パルスエネルギーの限界下に留まりながらピーク振幅における減少が長いパルス送信を可能にするので、高い時間-バンド幅積は、組織高調波像形成よりもコントラストエージェント像形成の方に対して耐えられる。100よりも大きな時間-バンド幅積は、多くの理由で実用的でない。これらの長いパルスは、当業界に共通な従来のダイナミック受信フォーカシングを使用するときに、受け入れ不可能なほど高いレンジのローブを生じることなく正確にデコードすることができない。このダイナミック受信フォーカシングで長いパルスをデコードするのに関連する不正確さを避けるために、パルス圧縮フィルタを何度も折り重ねることができ、各折り重ねを、ダイナミック時間遅延を加える前に各受信ビーム形成チャンネルの後ろに配置することができる。しかしながら、多くの要素及びシステムチャンネルを有する多くの実用的なフェーズドアレイトランスジューサシステムでは、コスト及び複雑性が法外なものとなる。従来の受信機は送信機が不動作になるまで聞くことができないので、長いパルスは、スタンドオフパッドを使用しなければ近フィールド像形成も不可能にする。

【0105】

コントラストエージェントによる非線形散乱は、組織を介する非線形伝播よりもかなり複雑であり、この散乱に対するモデルは、多数の $x^2(t)$ 次の項を含み、ここで、 $x(t)$ は入射送信パルスである。例えば、正確なモデルは、次の項を含む。

【0106】

【数24】

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

しかしながら、送信パルスの適当に滑らかなパルス変化と適当なバンドパルにつ

いて、コントラストエージェントによる第2高調波散乱を $x^2(t)$ により表す近似を使用することにより良好な結果が得られる。これにより、次の散乱された第2の高調波信号が導かれる。

【0107】

【数25】

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

式8の場合のように、ここでは、次の通りである。

【0108】

【数26】

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

もちろん、非線形散乱について正確なモデルを使用し且つ高調波散乱パルスに整合するような受信パルス圧縮フィルタを設計することによりいくらか良好な結果が得られる。

【0109】

さらに、ほかに移相された送信パルスと組合せて、画像のコントラストエージェント用の適切に設計された受信パルス圧縮フィルタと共にリニアでない位相変調された送信パルスを用いることによって、有利な結果が得られる。他の送信極性技術が、特に、図2～9の記載における項目3および好適な実施の形態の例の項目7に記載されている。一般に、送信パルス電圧を減少することは、効果的に基本信号の抑圧を減少して、ティッシュのリニアでない伝播から基本信号レベルに対して第2高調波信号レベルを減少する。さらに、送信および受信における大きな時間帯域幅の積を使用することは、送信および受信における有限のフィルタ長による基本信号の抑圧の減少につながる。いずれの場合においても、他の極性送信パルスと空間的にコリニアな、または空間的に異なるビームの事前検出組合せは、ティッシュから散乱する基本波の抑圧を増加するために用いることがで

きる。これにより、コントラストエージェント特性が改善され、受けることができないう高い基本的な信号レベルからの重要なアーティファクトのない軸の詳細な解像度が増加される。上述のリニアでない位相変調送信パルスは、1から送信パルスの数までの指数 n のそれぞれの連続送信パルスに対して、以下の他の位相期間で変調される。

【0110】

$$s'(t) = s(t) + (n-1)$$

ティッシュ高調波のイメージングおよびコントラストエージェントのイメージングの双方に関連した前の説明の殆どは、受信機が受信した高調波パルスの整合されたフィルターリングを行なう好適な実施の形態に集中した。ある場合には、送信パルスにおけるより受信での狭帯域または広帯域のいずれかを用いることが望ましい。その場合、受信機は、受信機の位相歪（位相対周波数）に対して受信した高調波パルス（位相対周波数）の位相歪を補償するように選択されるのが望ましい。これは高調波パルスの周波数スイープと幾らか異なる受信の一時的な周波数スイープを含む。例えば、前に説明したガウス送信パルスが用いられた場合、高調波信号は、以下の数式によって近似される。

【0111】

【数27】

$$e^{-2\pi at^2} e^{j2\pi yt^2} e^{j4\pi f_m t}$$

期間 $T = (2 \quad)^{1/2}$ 、

帯域幅

【0112】

【数28】

$$W = \left[\frac{2(\alpha^2 + \gamma^2)}{\alpha} \right]^{1/2}$$

および式19によって与えられた時間 帯域幅の積である。

【0113】

もし、受信機が帯域幅WRを有するべきであるならば、ガウス受信機は、

【0114】

【数29】

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

によって与えられる。

ここで、

【0115】

【数30】

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

及び

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

他の任意の帯域幅受信機を設計することができるが、一般に、最良の軸解像度のための伸張された高調波信号を最適に圧縮するために、受信機の位相対周波数は、到来する高調波信号の離散（位相対周波数）を最良に元に戻すために決め

られるのが好ましい。パルス 圧縮受信機を設計する他の方法は、特に受信機の帯域幅が高調波信号の帯域幅より狭くするべきときに、好適な整合された受信機を設計し、帯域幅を減少するために生じた出力信号をろ波することである。これにより、最適な圧縮、したがって高調波信号の軸解像度を保証する。

【0116】

理想的な送信および受信機のスペクトラムはガウスと異なっていることに留意すべきである。これは、送信および受信スペクトルが最大の軸解像度および信号エネルギーを与え、一方基本波または望ましくない高調波のいずれかからの貢献を最小にし、および受信信号へのサブ高調波を最小にする場合、受信信号の整数高調波またはサブ高調波のイメージングに対して特に正しい。

【0117】

任意の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を設計する1つの方法は、高い時間 帯域幅積および単調な瞬時周波数変調に対して、

【0118】

【数31】

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

である近似値を使用する。

【0119】

ここで、前述のように、
 $A(f)$ はパルススペクトル、
 f_t は瞬時周波数、
 f_m は正常な変調周波数、
 $N(t)$ は位相変調関数、
 $a(t)$ は包絡線の大きさ、および
 k_1 は任意の定数である。これを伴う二次の位相変調パルスに対して、

【0120】

【数32】

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

であり、これは

【0121】

【数33】

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

又は

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

に減少する。

【0122】

この近似値は、高い時間 帯域幅の積に対して最も有効であるが、有用な結果は、医療の超音波応用に対して有用である、2または4程度の低い高い時間 帯域幅の積に対して得られる。上述の形状のパルスに関連した高調波スペクトルは

【0123】

【数34】

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

に粗く近似される。

ここで、 k_2 は他の任意の関数である。

(他のハードウェアの実現)

上に示唆されるように、最も広いいろいろな送信機、受信機、トランスジューサ、デコーダ、画像プロセッサ、およびスキャンコンバータのハードウェアを本発明に使用することができる。平坦な、曲面の、または他の形状のPZTおよび他の材料の1、 $1 + 1/2$ 、および2次元の位相アレイを含む適切なトランスジューサを用いることができる。

【0124】

プログラム可能な波形発生器(PWG'S)またはインパルス発生器を用いて、送信機を形成することができる。図16、17、および18は、プログラム可能な波形発生器を用いる他の送信機の実施の形態を示す。図16において、送信ビーム形成器は遅延装置62によって図示されている。図16の実施の形態において、プログラム可能な波形発生器60aは、第1のコードを用いてコード化された送信波形を発生し、プログラム可能な波形発生器60bは、第1のコードと異なる第2のコードを用いてコード化された送信波形を発生する。好ましくは、プログラム可能な波形発生器60a、60bは、それぞれの送信ビームによって生じる干渉を最小にするために実質的に直交している。プログラム可能な波形発生器60aによって発生され、遅延装置62によって遅延された送信波形は、トランスジューサの第1のサブアパーチャへ与えられ、そしてプログラム可能な波形発生器60bによって発生され、遅延装置62によって遅延された送信波形は、トランスジューサの第2のサブアパーチャへ与えられる。遅延装置62は、それぞれの送信ビームの所望のフォーカルパターンを形成する時間遅延を導くようにプログラムされる。多くの場合、この所望のフォーカルパターンは単一点フォーカスを有する。

【0125】

図17の実施の形態は、プログラム可能な波形発生器60a、60bによって発生された送信波形が遅延装置62によって時間遅延した後合算器64によって合算される点を除いて、図16の実施の形態と同様である。この実施の形態において、第1のコードおよび第2のコードを用いる送信波形は、トランスジューサ

の全アパーチャに与えられる。

【0126】

図18は、遅延装置62によって遅延された、プログラム可能な波形発生器60aからのコード化された送信波形が第1のサブアパーチャに与えられ、そして遅延装置62によって遅延された、プログラム可能な波形発生器60bからのコード化された送信波形が第2のサブアパーチャに与えられる。この場合、第1と第2のサブアパーチャは、部分的に重なっており、この理由のために、合算器64は、合計された送信波形を両方のサブアパーチャに含まれるトランスジューサ素子へ与える前に、それぞれのプログラム可能な波形発生器60a、60bからの送信波形を合算する。

【0127】

図19は、分離してコード化された送信ビームがトランスジューサの第1と第2のサブアパーチャを重ねないで送られる点において、図16の実施の形態と同様である他の実施の形態を示す。図19の実施の形態において、インパルス発生器66はインパルスを第1と第2のコーディングフィルタ68a、68bへ与える。コーディングフィルタ68a、68bは、それぞれコード化された送信波形を発生することによってインパルスに応答し、それらは遅延装置70に与えられ、且つその後それぞれのサブアパーチャのトランスジューサ素子に与えられる。

【0128】

図16 19は、それぞれのビームと関連する全アパーチャまたはサブアパーチャを横切る同じリニアでない位相変調関数を用いる送信機の例を示す。したがって、リニアでない位相変調関数は、それぞれのアパーチャを横切って空間的に不変である。これは、本発明の譲渡人に譲渡されたHossack他の米国特許第5,608,690号明細書に記載された周波数依存のフォーカスシステムとは全く異なっている。Hossack他の特許に記載されたシステムにおいて、位相変調関数は、所望の周波数依存焦点を生成するために、トランスジューサの面を横切って変化する。

【0129】

図20及び21は、受信機で使用することができる二つの代替アーキテクチャを示す。図20において受信機は、 m の個別受信ビームフォーマー70a...70mを含み、ビームフォームされた受信信号は、 m の個別対応パルス圧縮フィルタ72a - 72mに印加される。フィルタ72a - 72mによって生成された出力信号は、画像処理プロセッサ74に印加される。この実施例は、並列パルス圧縮フィルタの例であり、かつこれに関して図1の実施例に類似する。

【0130】

図21の実施例は、受信機におけるハードウェア・コンポーネントの数を低減するためにタイム・インタリービング技術を使用する。図21の実施例では、トランスデューサ素子からのエコー信号をビームフォームしかつパルス圧縮フィルタ78にビームフォーム受信信号を供給する単一受信ビームフォーマー76が存在する。パルス圧縮フィルタは、 m の異なるパルス圧縮コードのいずれか一つに素早くプログラムすることができるプログラマブル・デジタル・パルス圧縮フィルタであるのが好ましい。フィルタ78の出力は、画像処理プロセッサ80に印加される。図21の実施例では、インタリービングは、サンプリング周波数又は連続送信事象間の時間間隔のいずれかのスケールで発生する。

(結論的付記)

フレーム・レート、SNR、又は測定精度を向上するためにコード化送信ビームを利用する多くの改良された方法及びシステムが説明されたということが上記から分かるであろう。

【0131】

ここで用いられているように、用語“送信コード”及び“コード化送信ビーム”は、パルスの零交差が時間において不均等に離間されるような非線形位相変調を有する送信パルスを広く称することを意図している。そのようなパルスは、振幅変調されうるか又はされえない。本発明の範疇内のコード化送信ビームを形成するために上述したように広範な様々な非線形位相変調関数を用いることができるが、チャープ・パルスのような周波数変調パルスは、コード化送信ビームのよく知られた例である。

【0132】

用語“送信事象”は、トランスデューサの単一ファイアリングを称することを意図する。それゆえに、送信事象は、かなりの期間に拡張しうるが、トランスデューサの全てのトランスデューサ素子は、単一送信事象内の瞬間零交差時間よりも長くは零電圧で同時には残らない。

【0133】

ここで用いられる用語“高調波”は、整数高調波、分周波及び超高周波を包含することを広く意図する。例えば、これらは、2、1/2、及び 階の高調波をそれぞれ含みうるが、これらの例に限定されない。

【0134】

上記詳細の説明は、この発明が実行できる多くの形式の少数を記述しただけである。このような理由で、この詳細な説明は、説明だけを意図するものである。本発明の範疇を規定することを意図するものは、全ての同等物を含む、特許請求の範囲だけである。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の好適な具体例を実施化する医療診断超音波イメージングシステムのブロック図である。

【図2】

図2 a、図2 b、図2 c、図2 dは、それぞれ、従来からの送信パルス、コード化FM送信パルス（時間・帯域幅積は4に等しい）、送信信号の位相、および送信信号の瞬間周波数のグラフである。

【図3】

図3 a、図3 b、図3 c、図3 dは、それぞれ、図2 aの送信パルスに関連した従来からの組織第2高調波信号、図2 bの送信パルスに関連した組織第2高調波信号、組織信号の位相、および組織信号の瞬間周波数のグラフである。図3 a及び図3 bには、組織の基本信号の包絡線も示してある。

【図4】

それぞれ、図3 aの受信パルスに対する第2高調波デコード受信ベースバンドフィルタ、図3 bの受信パルスに対する第2高調波デコード受信ベースバンドフ

フィルタ、FMコード化送信パルスに対する基本デコード受信ベースバンドフィルタ、デコード受信フィルタの位相、そして検出された出力のグラフである。

【図5】

高調波及び基本周波数のスペクトルのグラフである。

【図6】

図6 a乃至図6 dはそれぞれ図2 a乃至図2 dに対応するが、図6 b、図6 c、図6 dは、時間・帯域幅積が8であるコード化送信信号に関するものである。

【図7】

図7 a、図7 b、図7 c、図7 dはそれぞれ図3 a乃至図3 dに対応するが、図7 b、図7 c、図7 dは、図6 bの送信パルスに関連する組織第2高調波信号に関するものである。

【図8】

図8 a乃至図8 eはそれぞれ図4 a乃至図4 eに対応するが、図8 b乃至図8 eは、図6 bの送信信号に関連する基本波及び高調波のエコーのコード化フィルタ及び信号に関するものである。

【図9】

図5に対応するが、コード化パルスは図6 bのものである。

【図10】

別々にコード化された二つの送信ビームが空間的に区別される二つのスキャンラインに沿って同じアパーチャから放射されるイメージングモードの概略図である。

【図11】

別々にコード化された二つの送信ビームがトランスデューサ・アレーのそれぞれの重なり合うサブアパーチャから放射されるイメージングモードの概略図である。

【図12】

単一の送信イベントの際、二つの送信ビームがそれぞれの重なり合わないサブアパーチャから送出されるイメージングモードの概略図である。

【図13】

スペクトル・ドップラーイメージング方法の概略図である。

【図14】

一連のコード化送信パルスの波形図であって、二つの別々の送信パルスコードが時間的に交互に現れている。

【図15】

カラー・フロー・ドップラー画像の概略図である。

【図16】

コード化送信機に適合する代替構造の概略図である。

【図17】

コード化送信機に適合する代替構造の概略図である。

【図18】

コード化送信機に適合する代替構造の概略図である。

【図19】

コード化送信機に適合する代替構造の概略図である。

【図20】

デコード受信機の代替例のブロック図である。

【図21】

デコード受信機の代替例のブロック図である。

【図22】

代替例におけるコード化送信信号及び/又はパルス圧縮受信フィルタを構成するのに用いることができる、いくつかの時間に対する周波数変調関数のダイアグラムである。

【図23】

代替例において使用できる、いくつかの周波数及び信号スペクトルに対する位相関数のダイアグラムである。

【図24】

代替例において使用できる、いくつかの時間に対する振幅変調関数のダイアグラムである。

【図25】

超音波受信信号全体のドップラー周波数スペクトルである。

【図1】

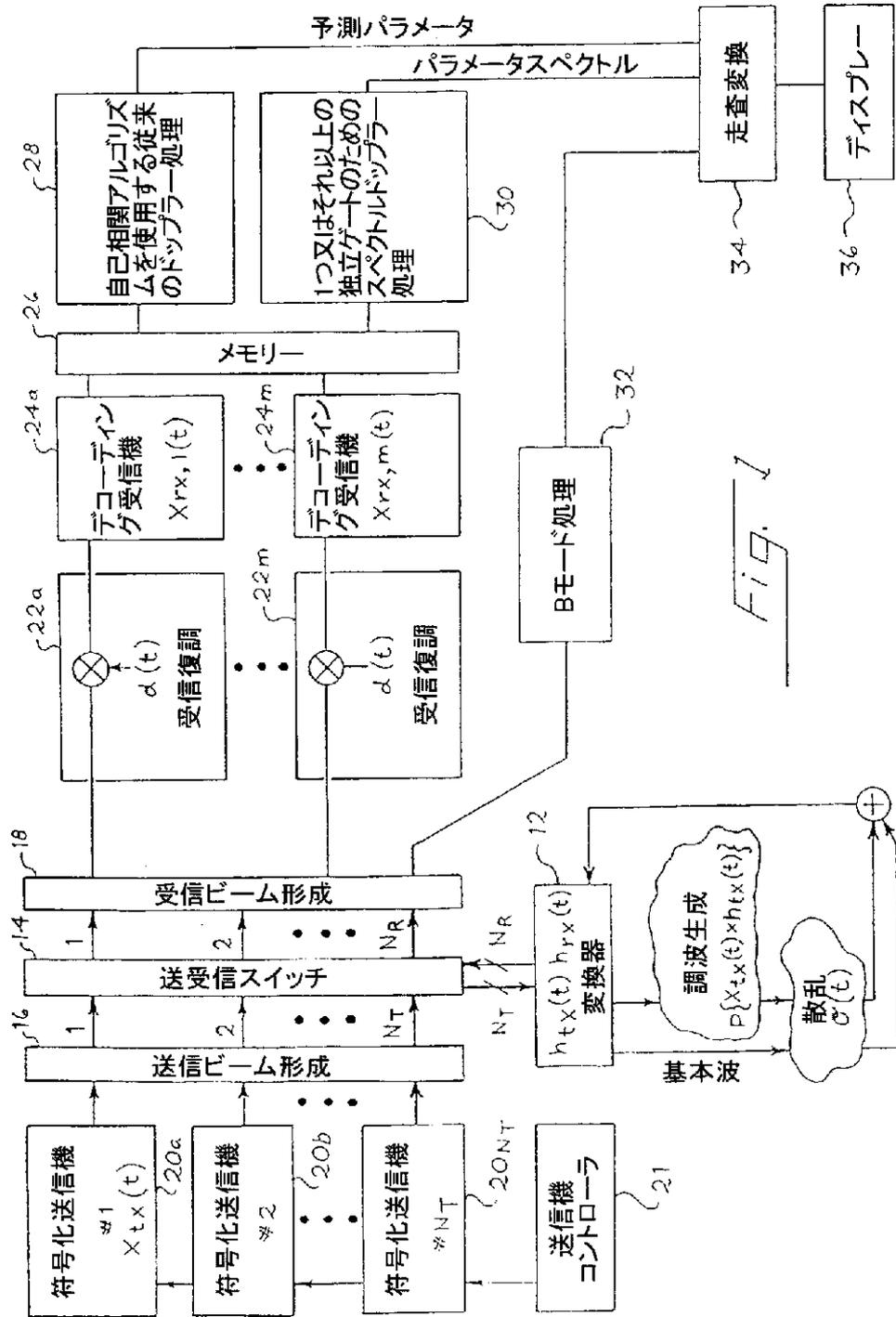
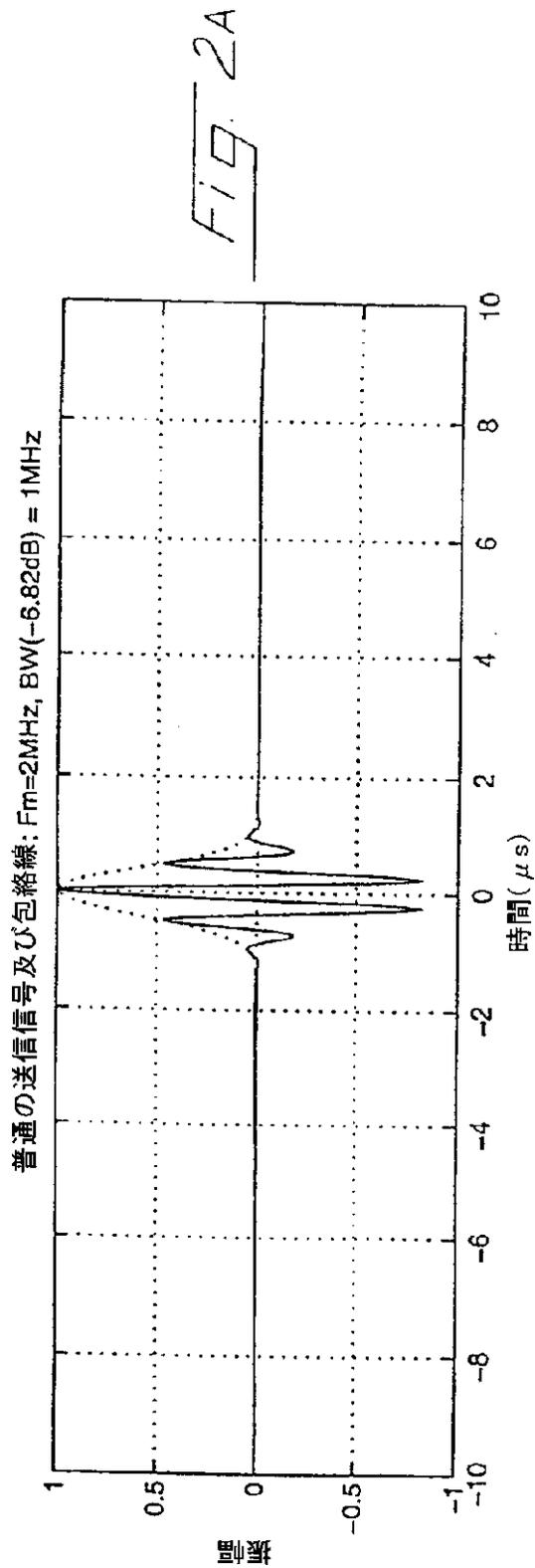
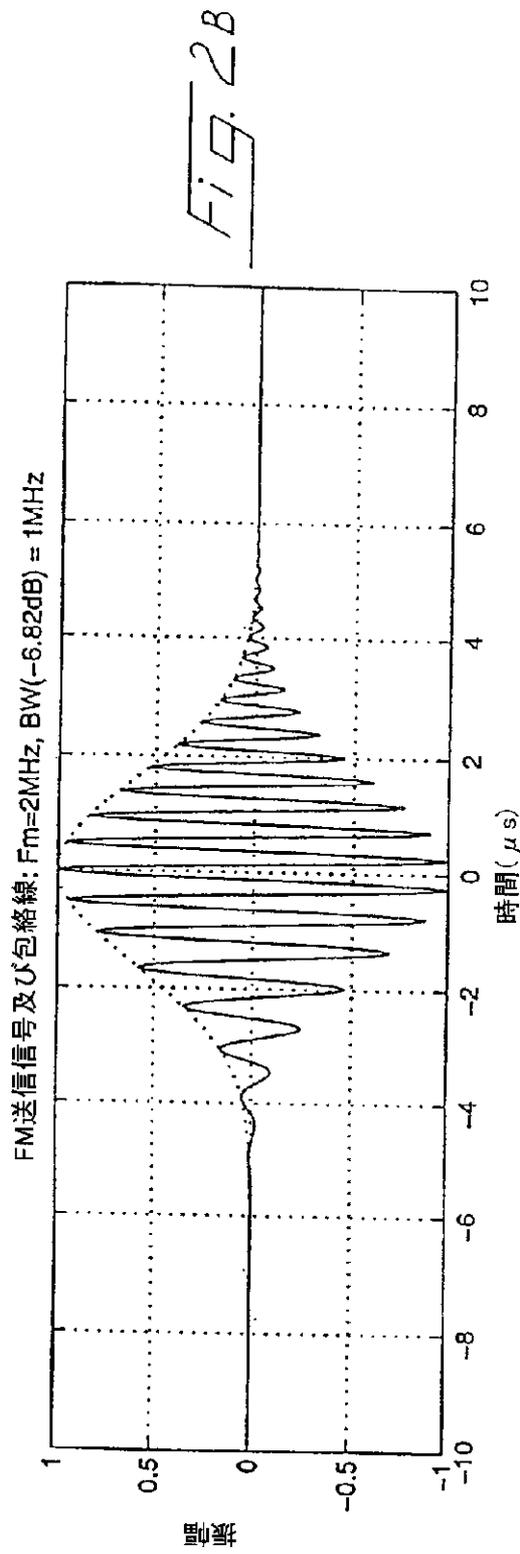


Fig. 1

【図2A】



【図2B】



【図2C】

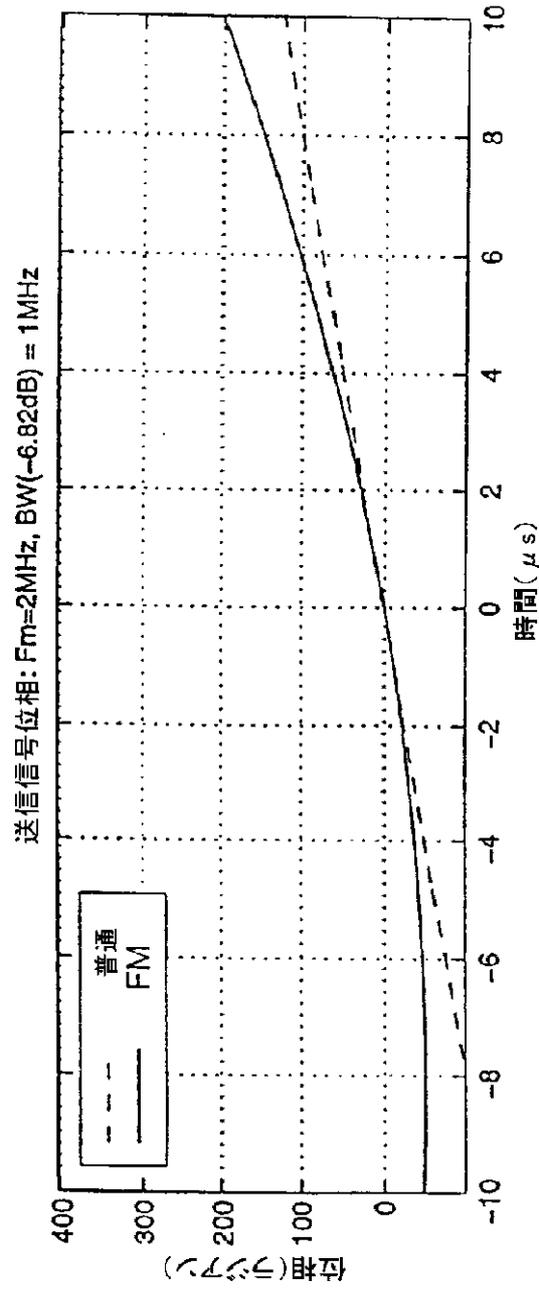
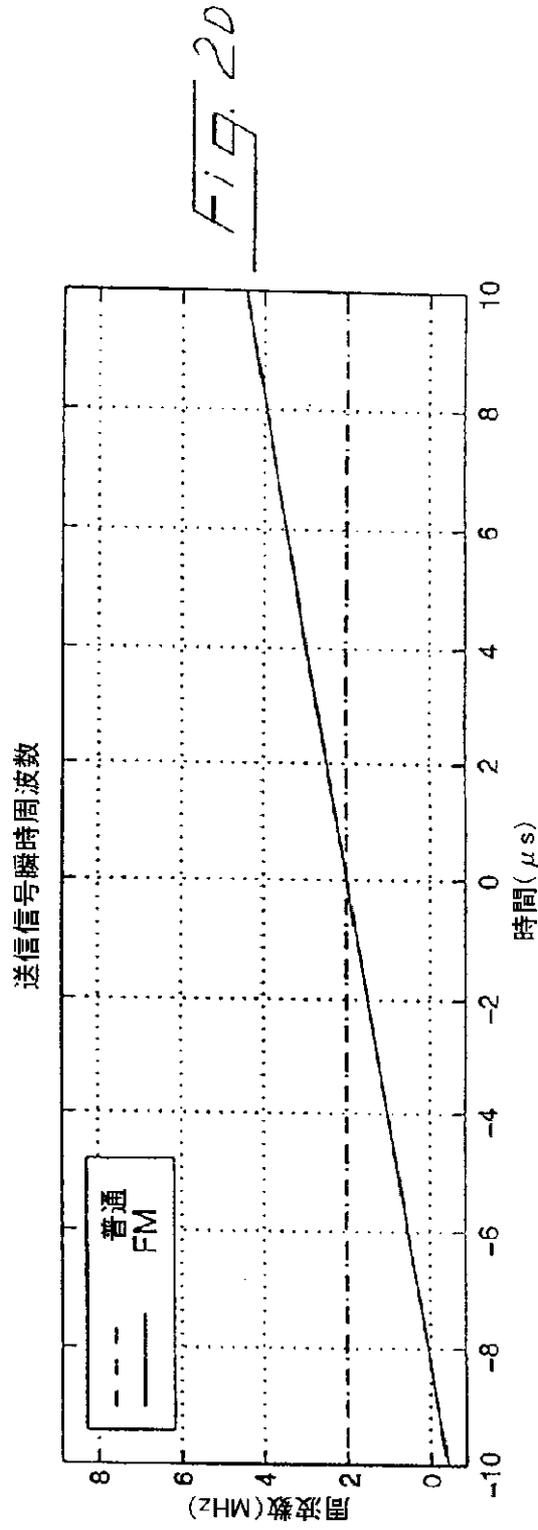
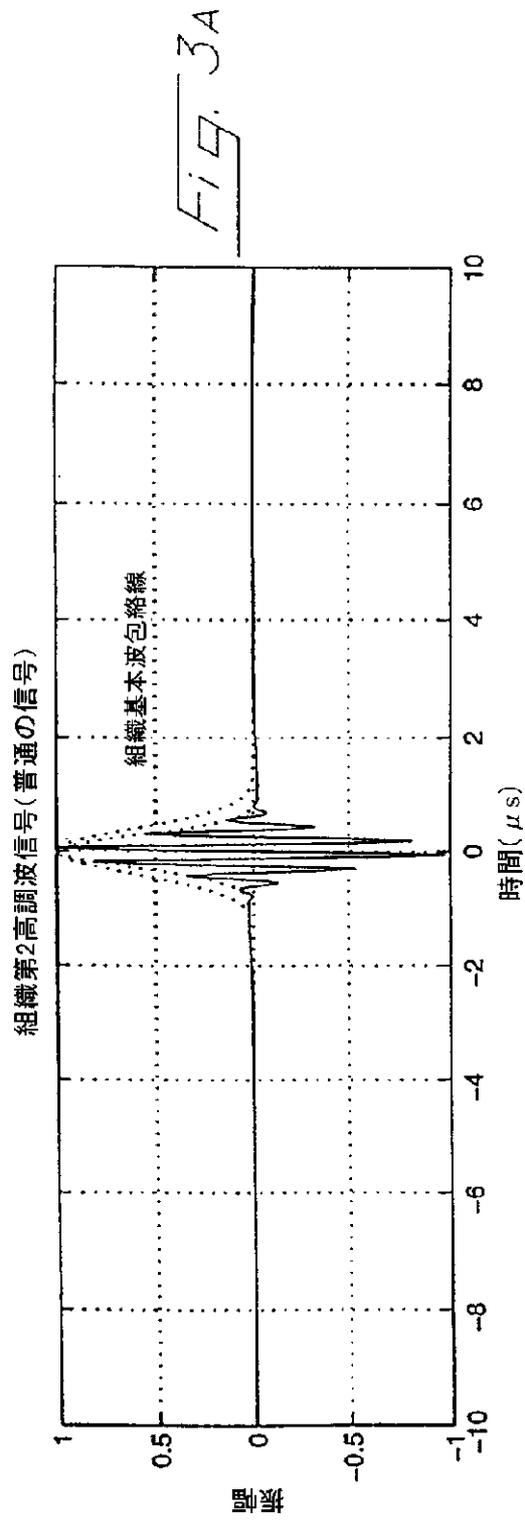


Fig. 2c

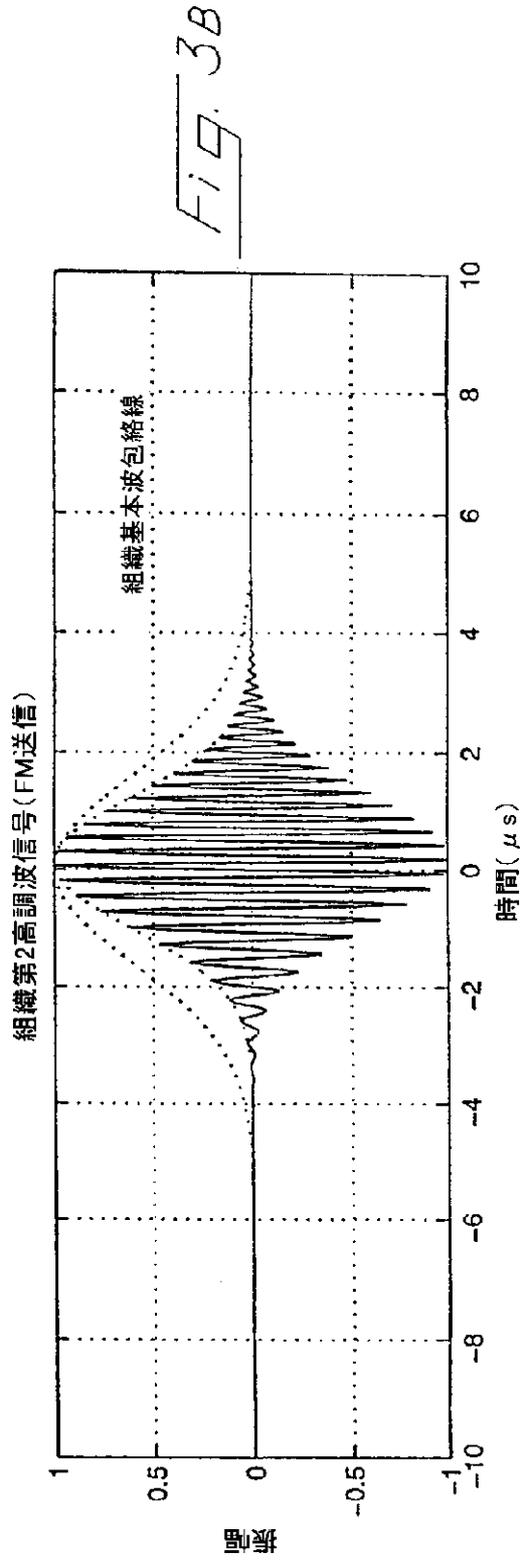
【図2D】



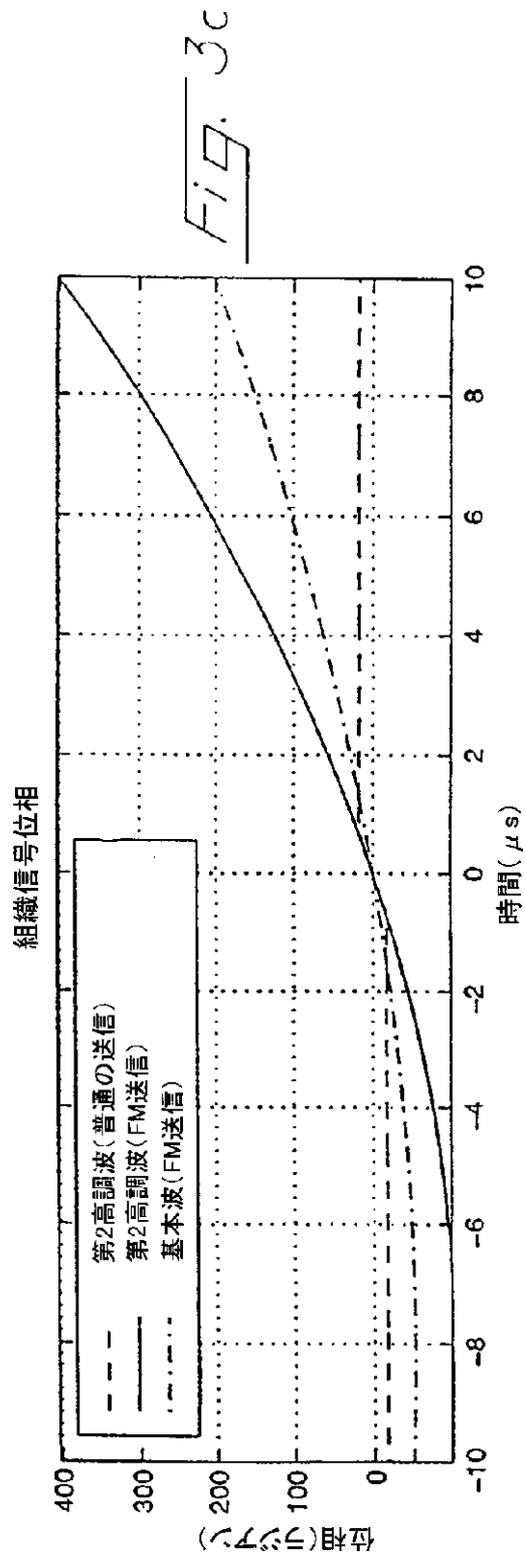
【図3A】



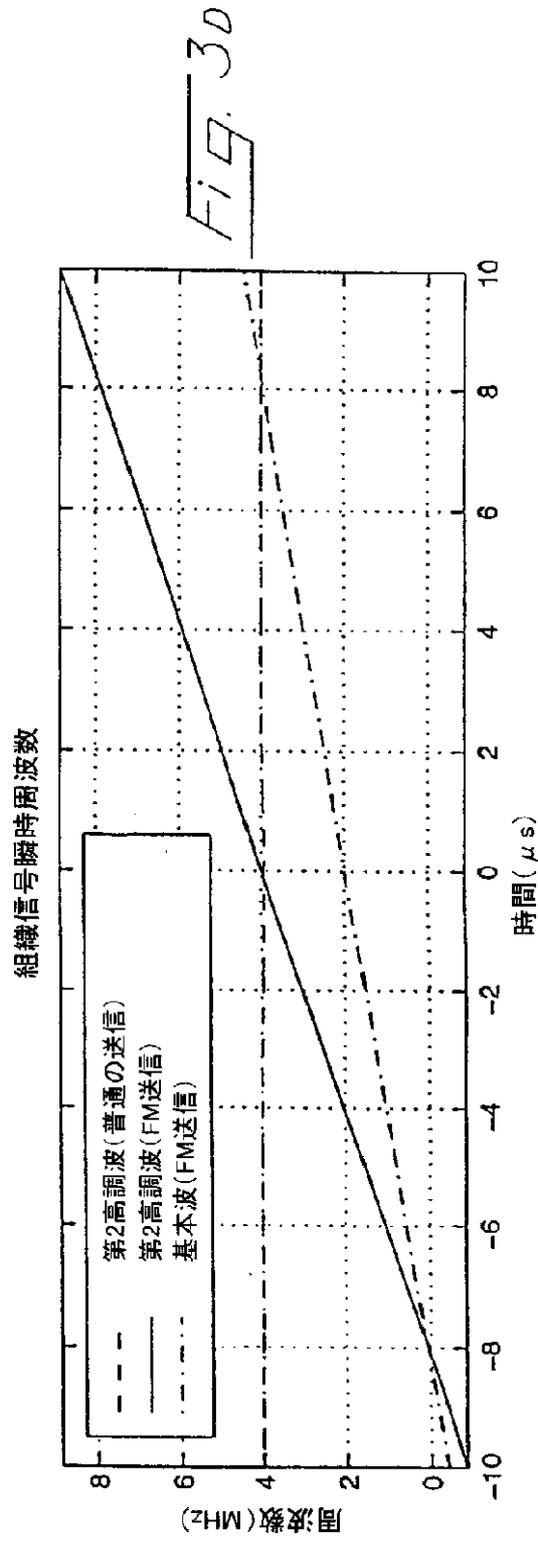
【圖3B】



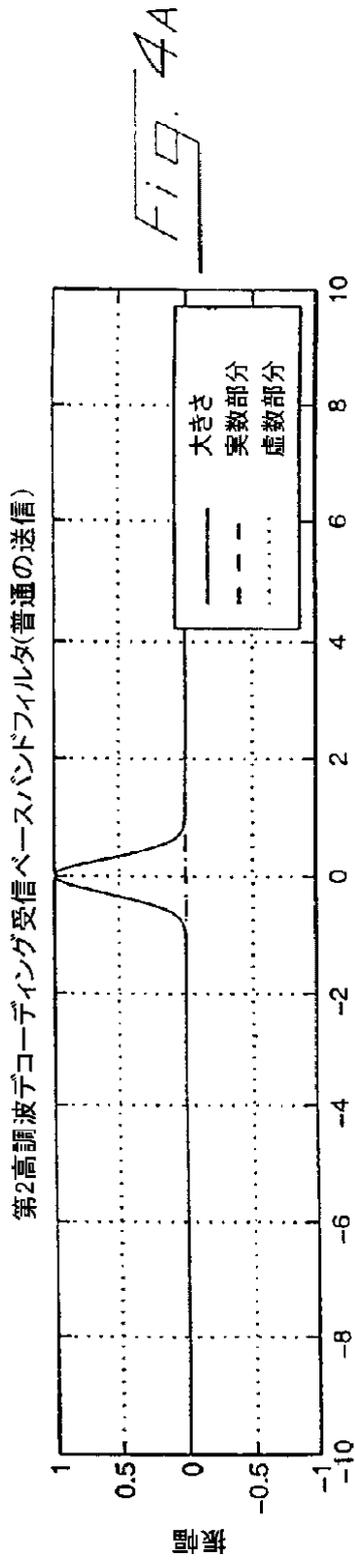
【図3C】



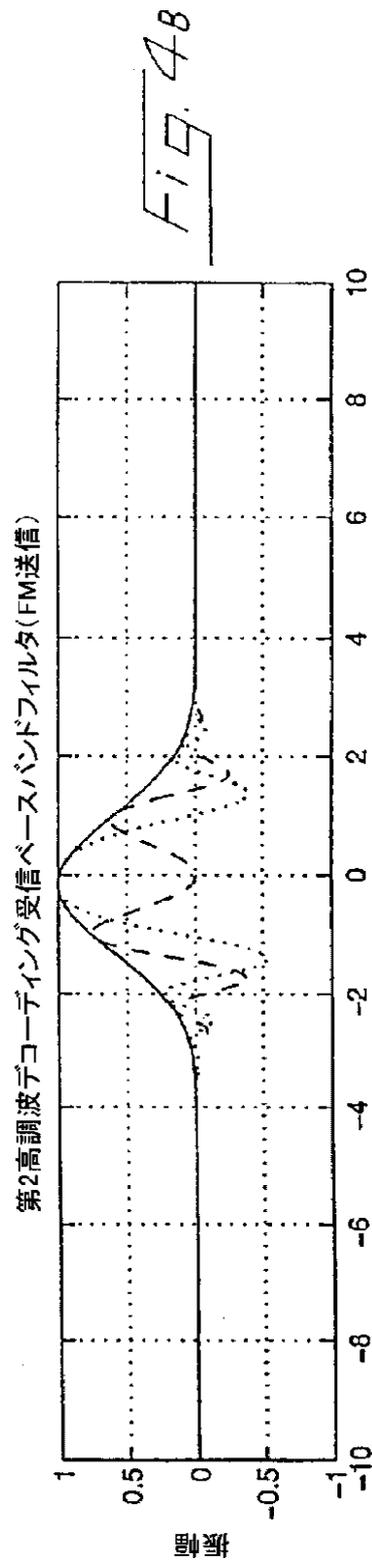
【図3D】



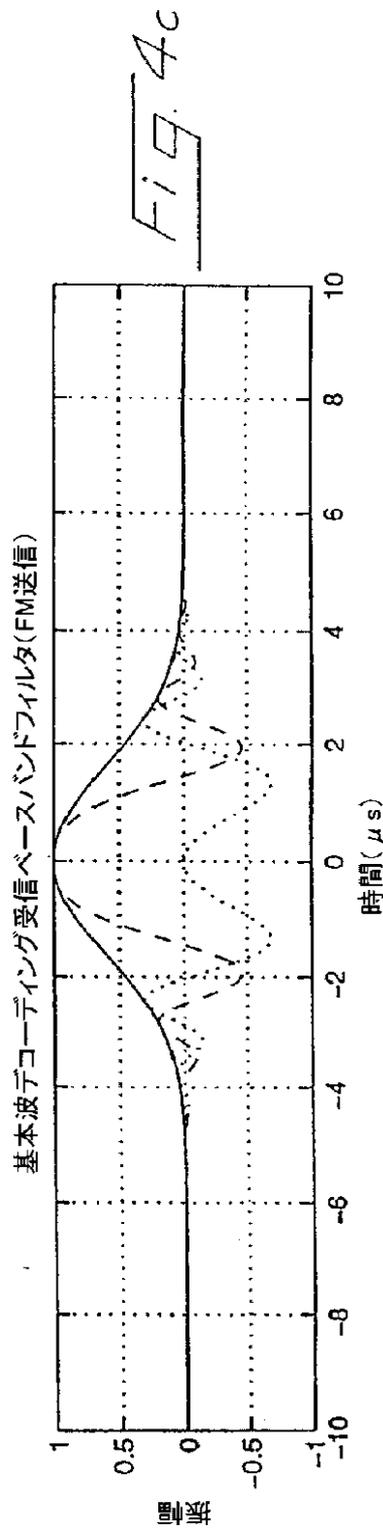
【図4A】



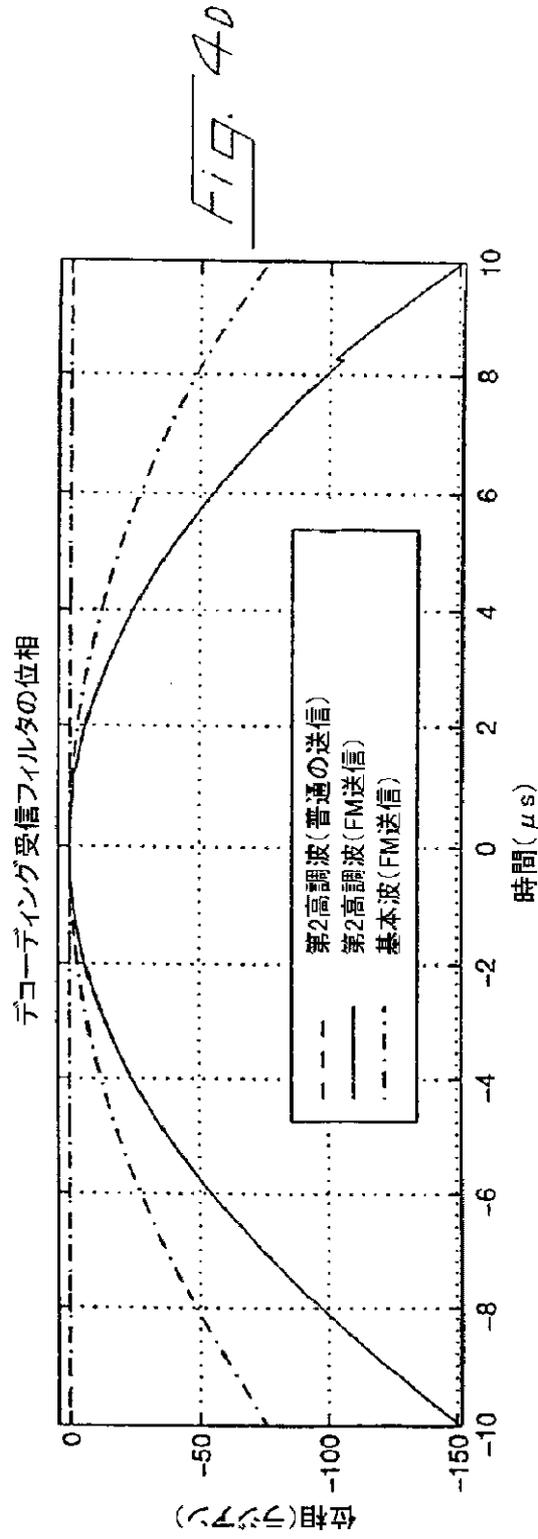
【図4B】



【図4C】



【図4D】



【図4E】

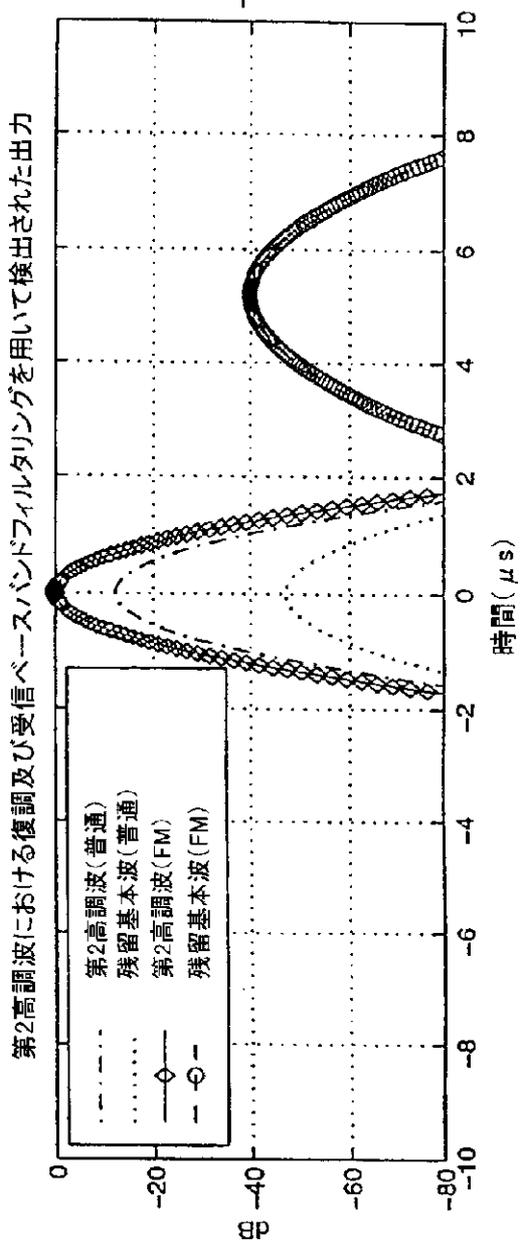
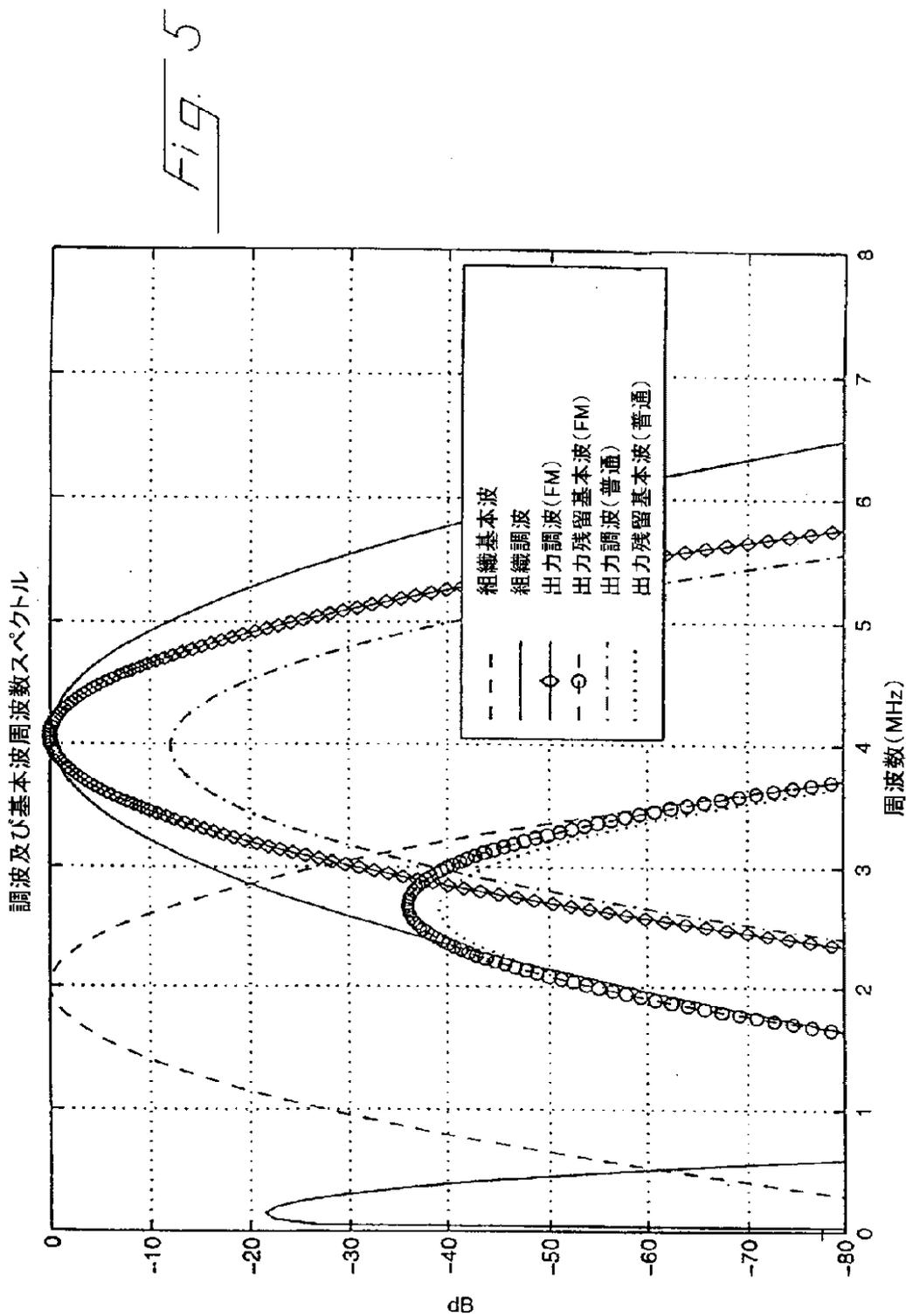
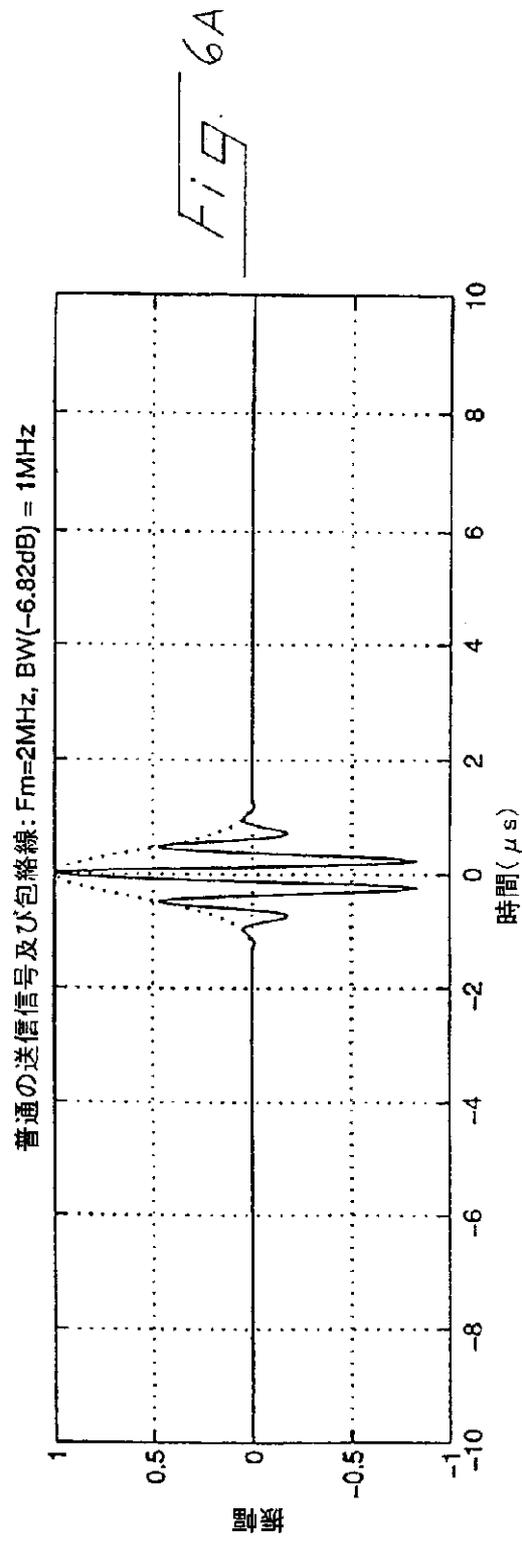


Fig. 4E

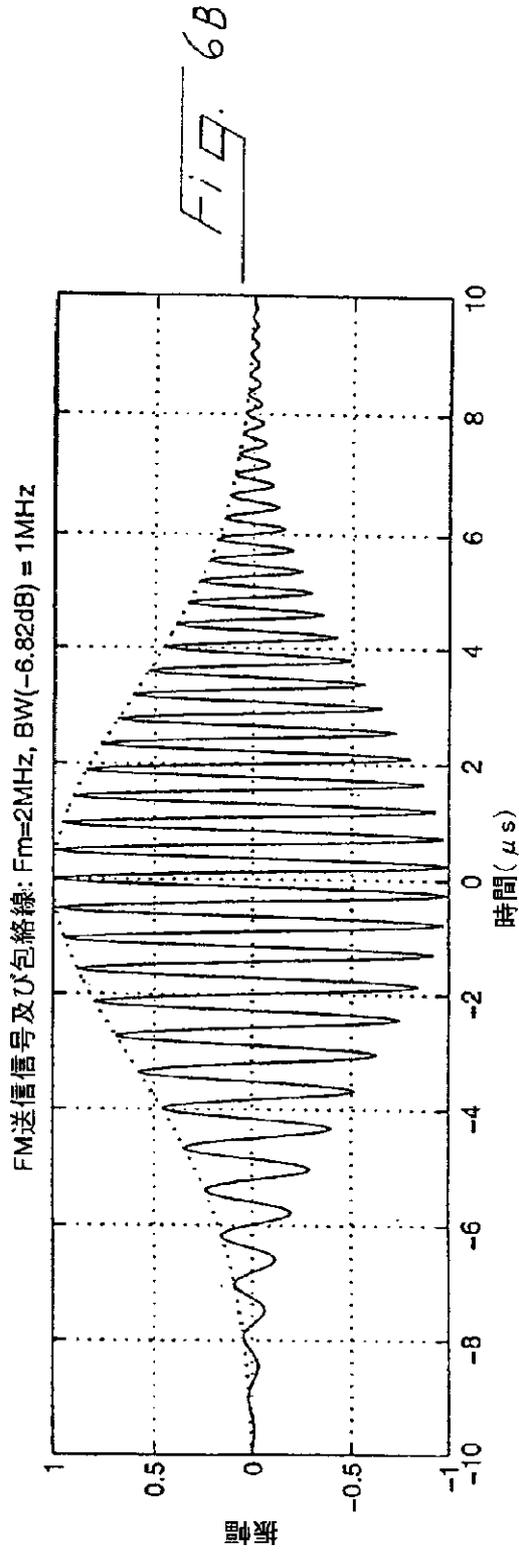
【図5】



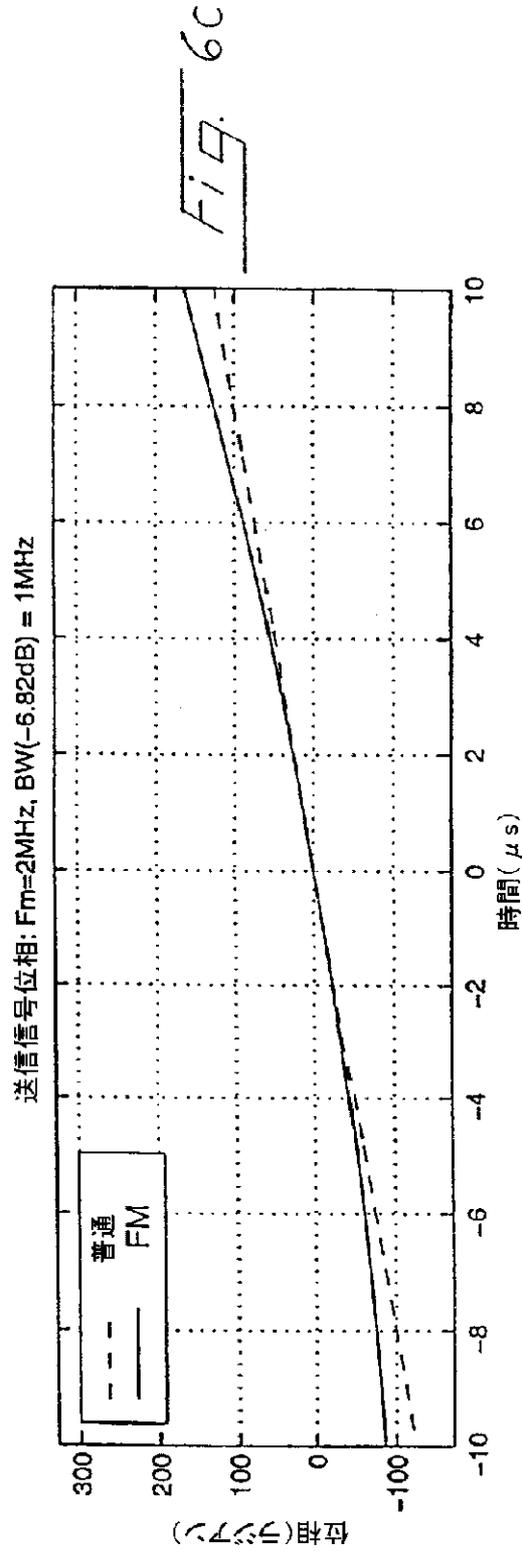
【図6A】



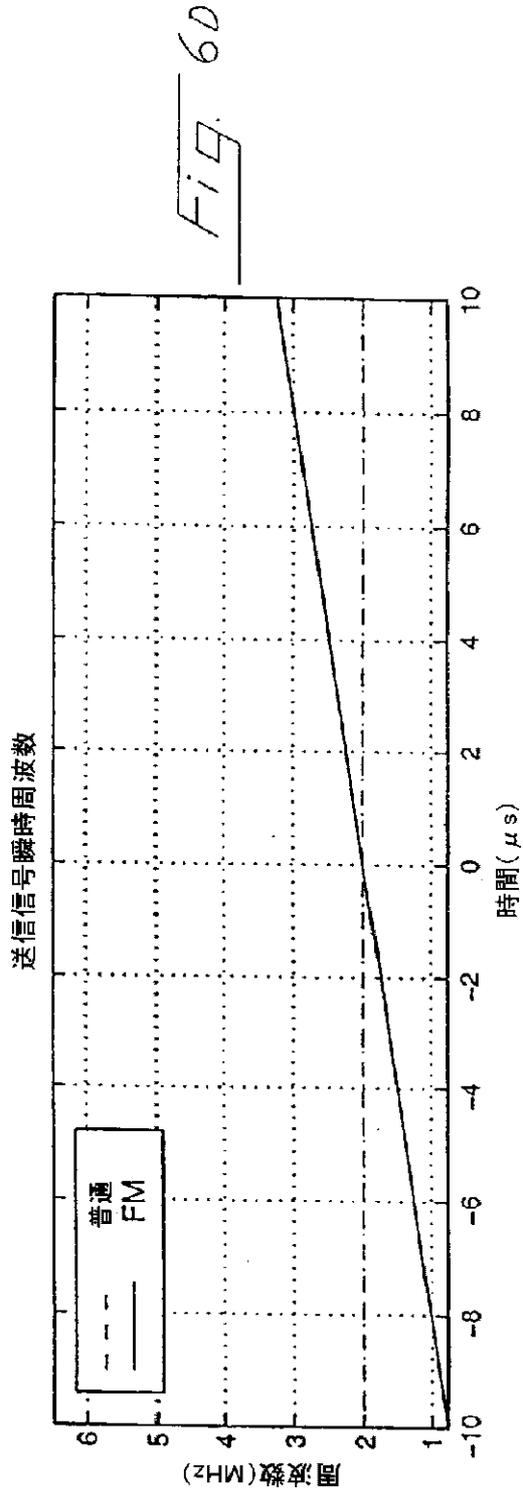
【圖6B】



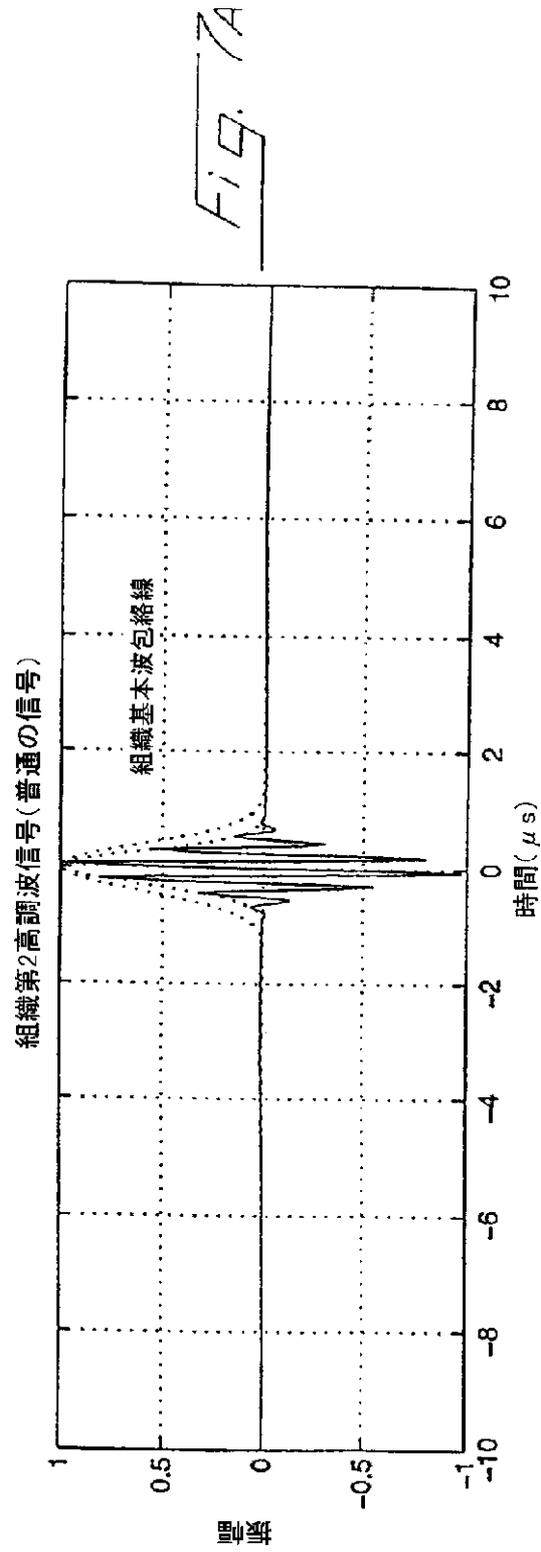
【図6C】



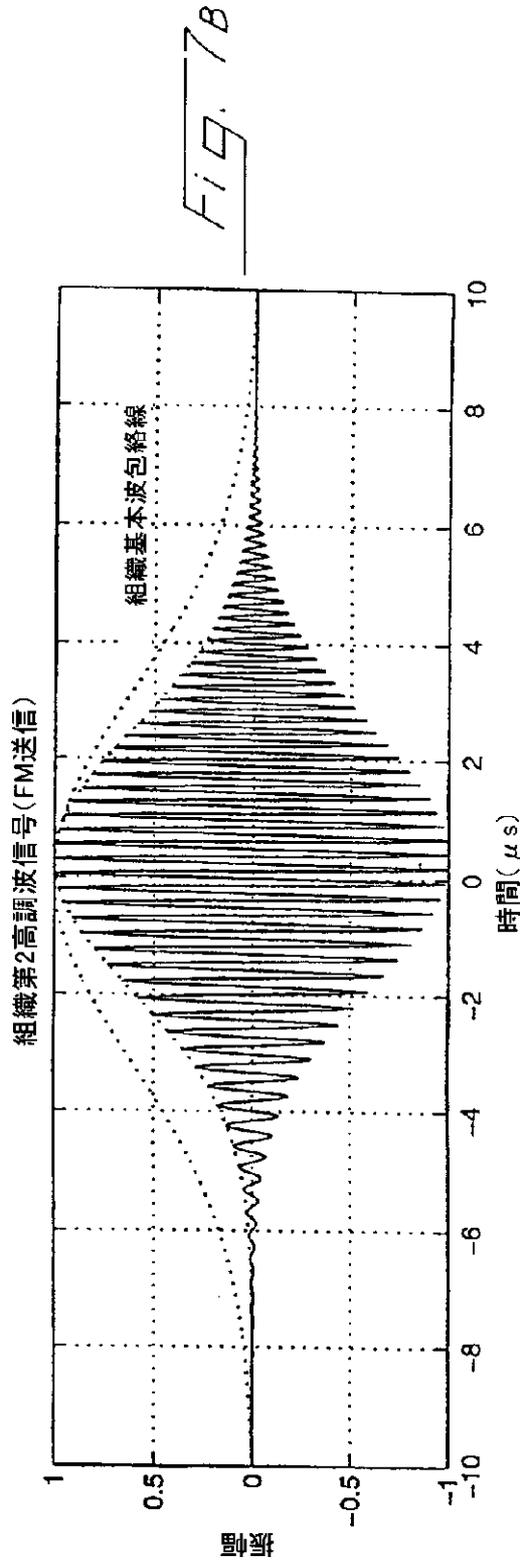
【图6D】



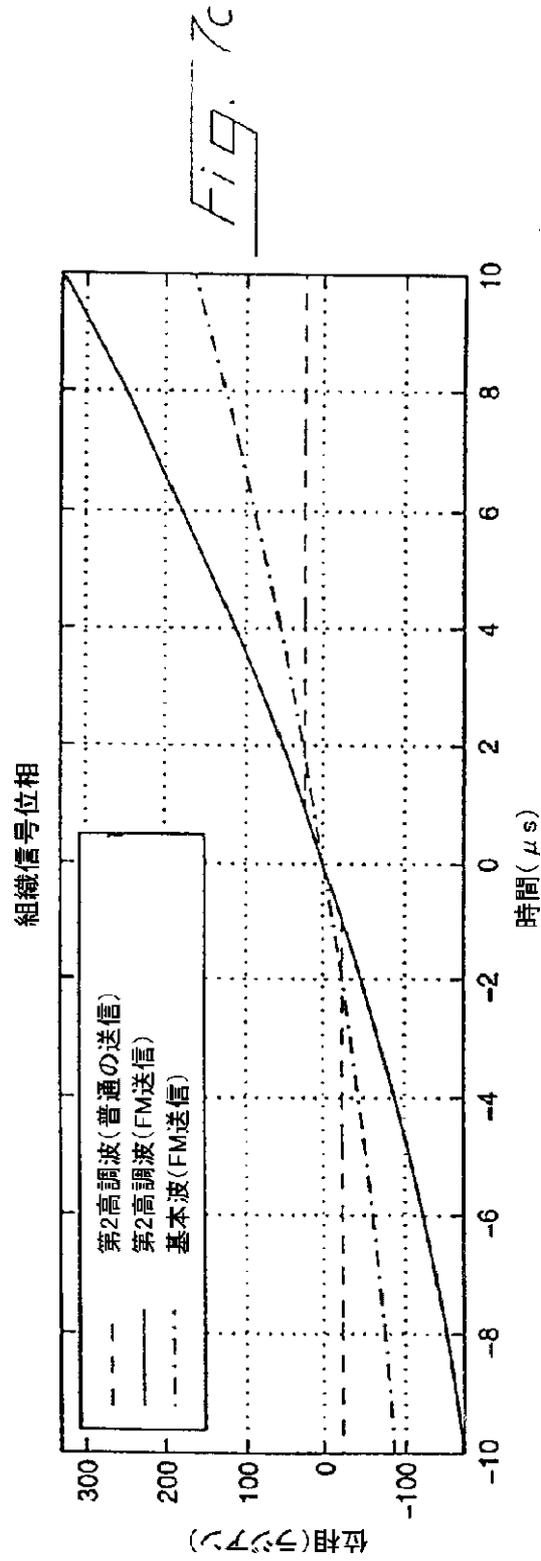
【図7A】



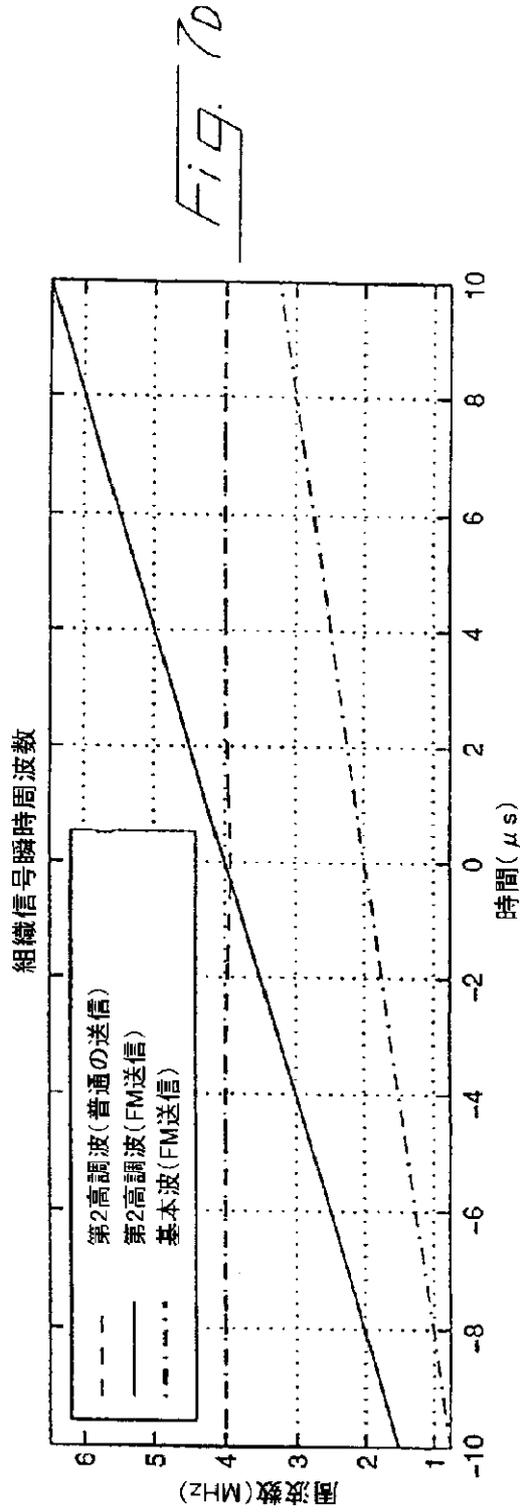
【圖7B】



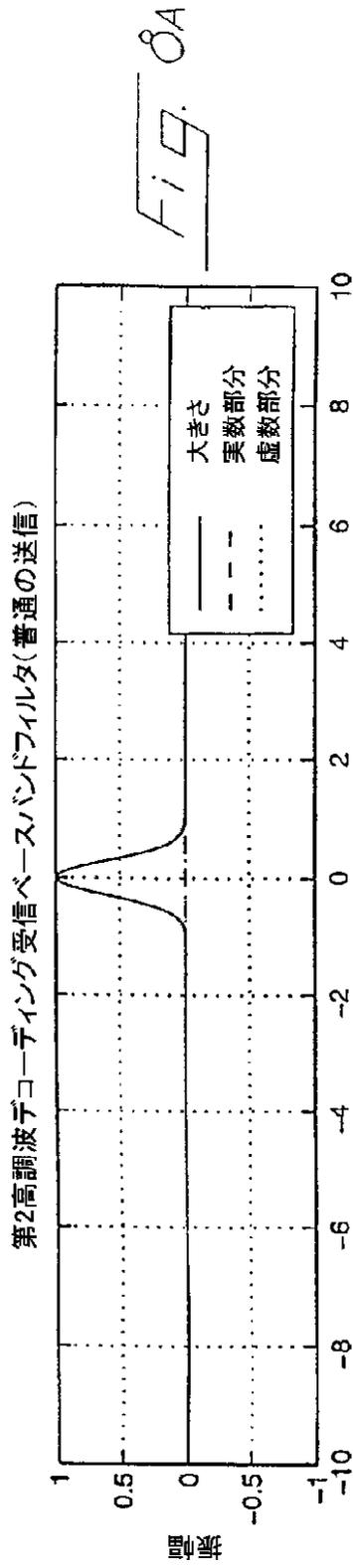
【図7C】



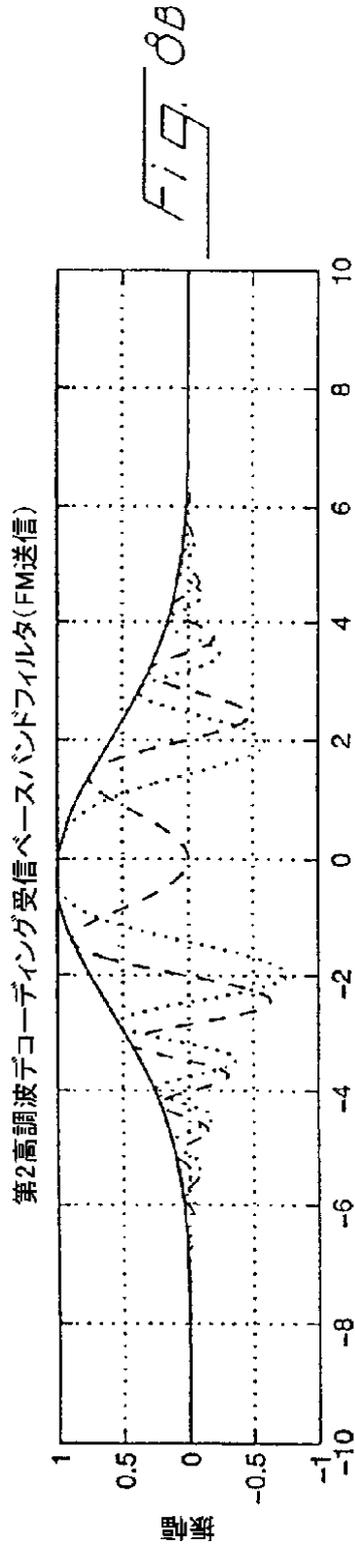
【図7D】



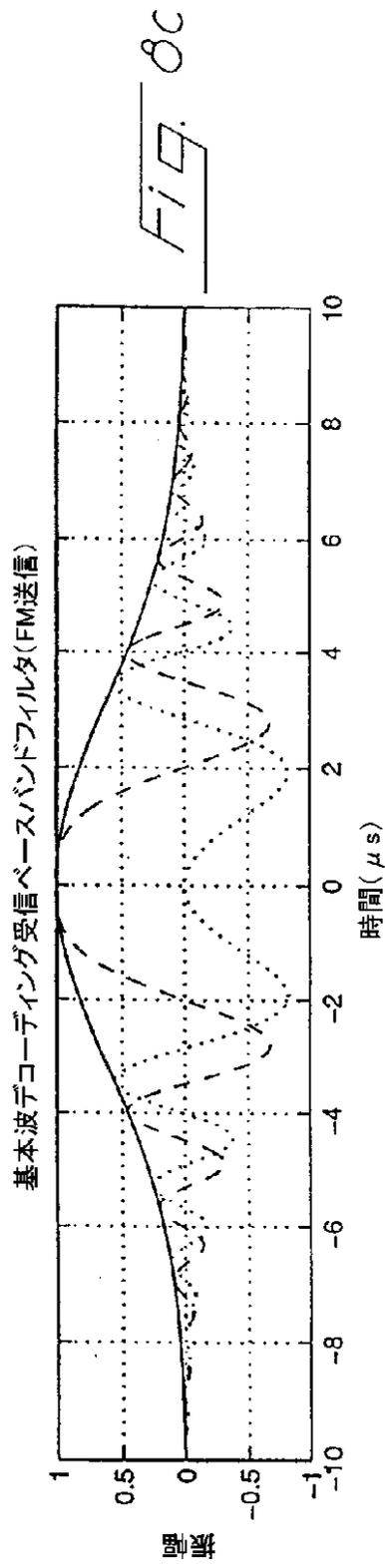
【図8A】



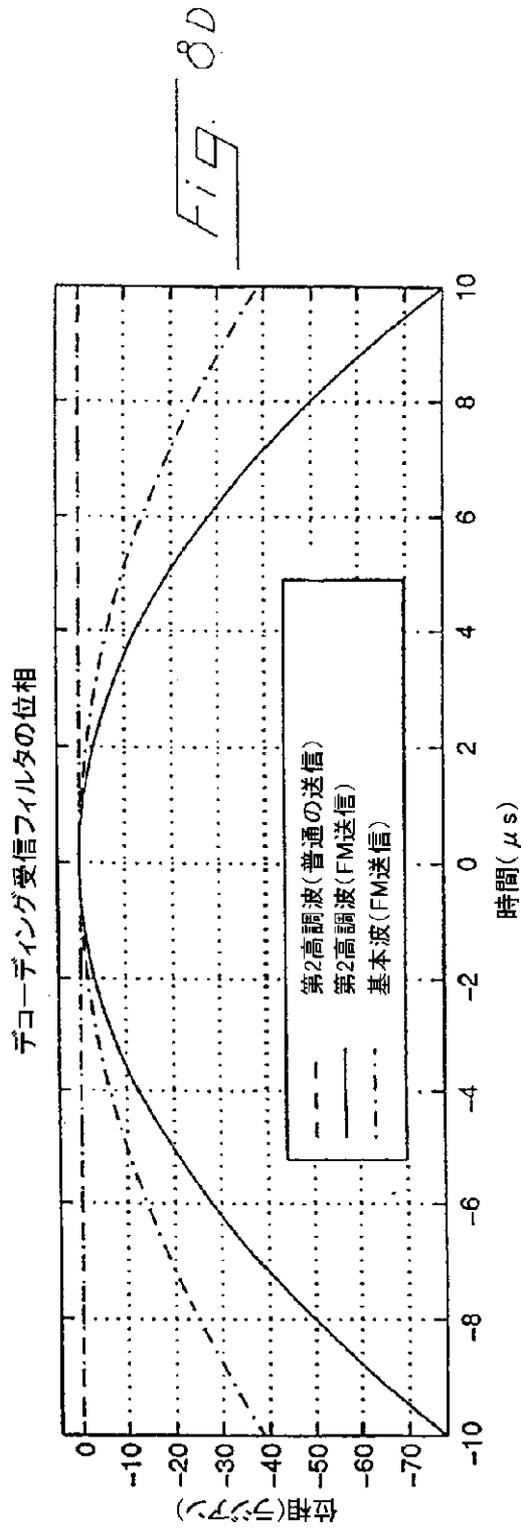
【図8B】



【図8C】



【図8D】



【図8E】

第2高調波における復調及び受信ベースバンドフィルタリングを用いて検出された出力

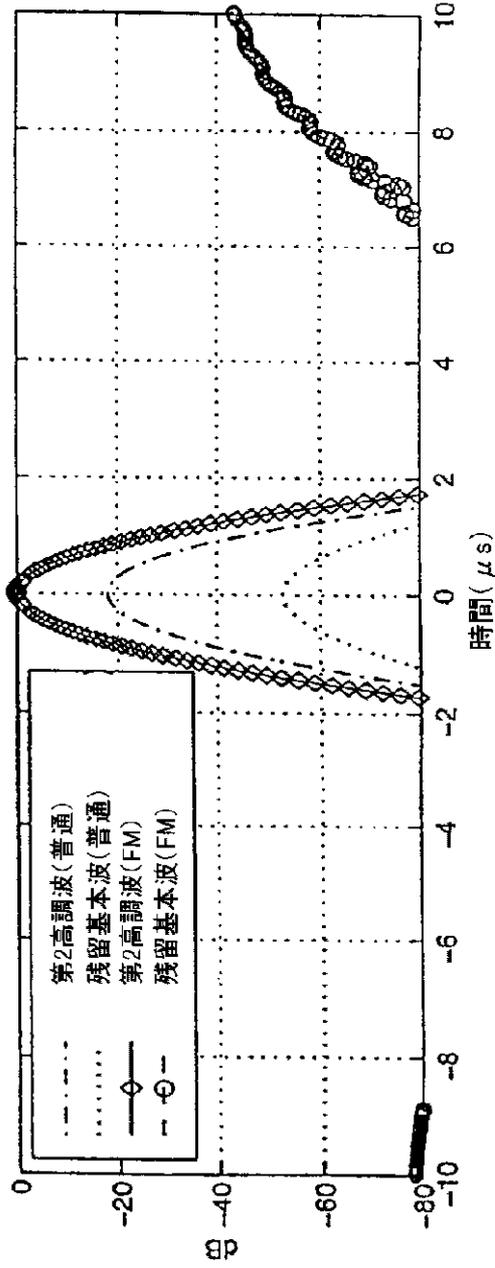
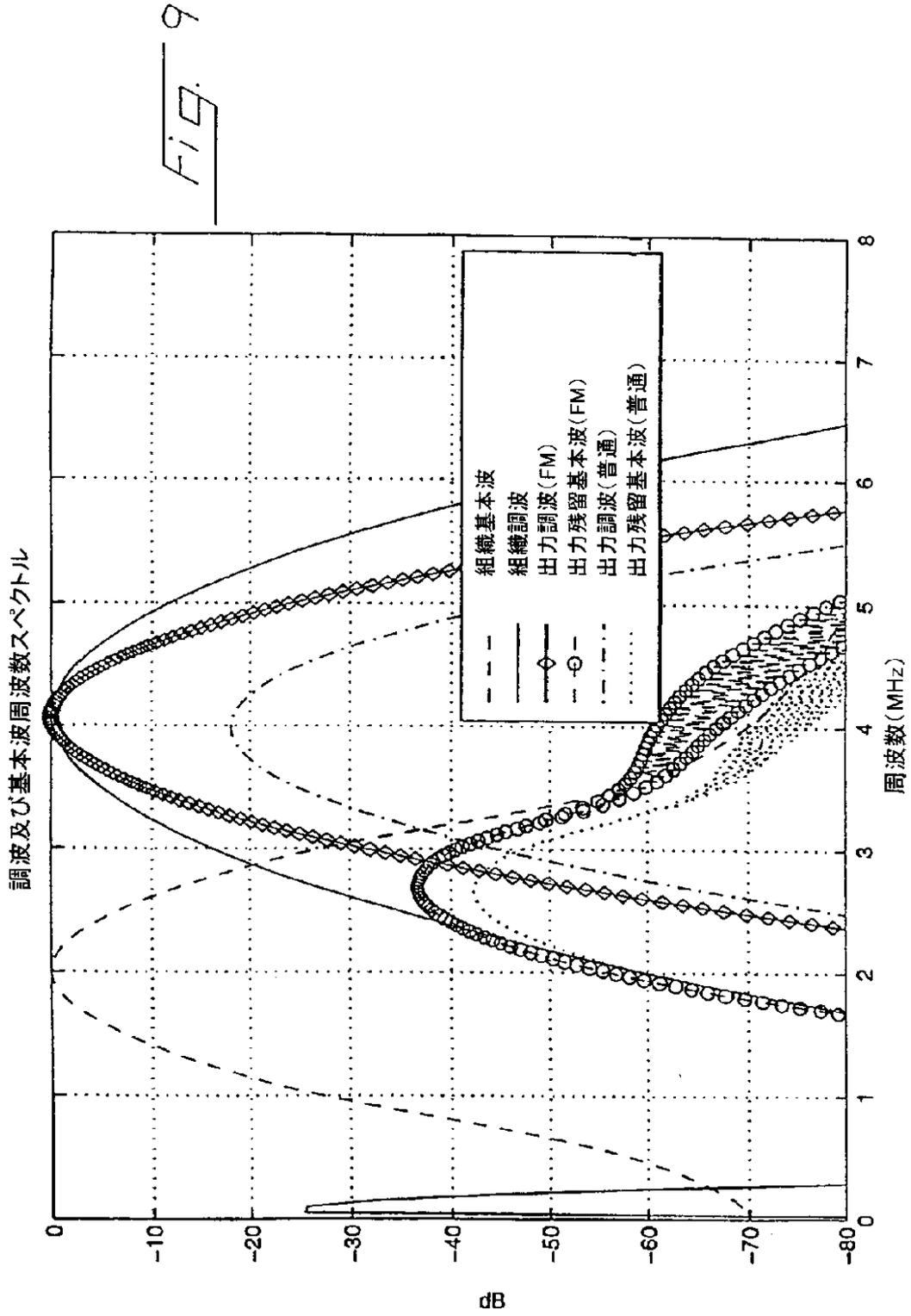


Fig. 8E

【図9】



【図10】

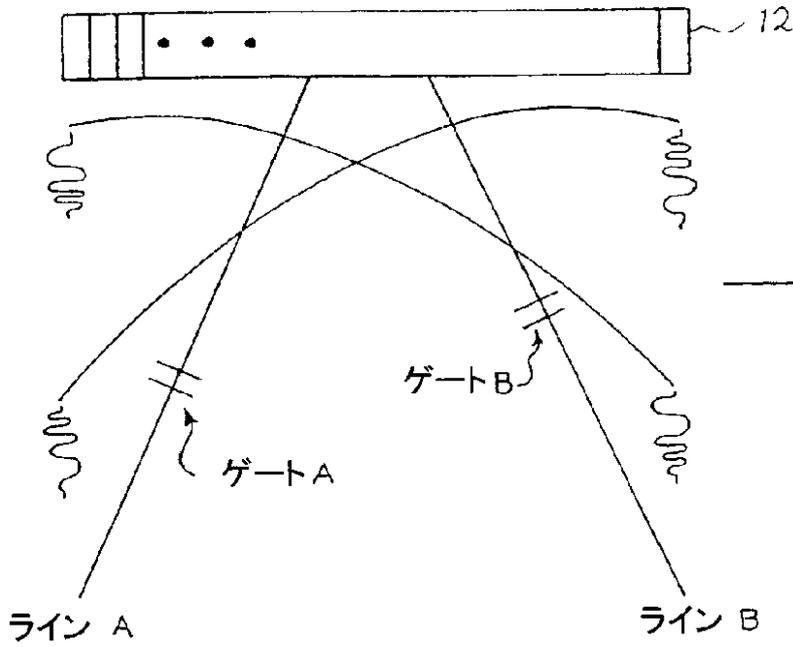


Fig. 10

【図11】

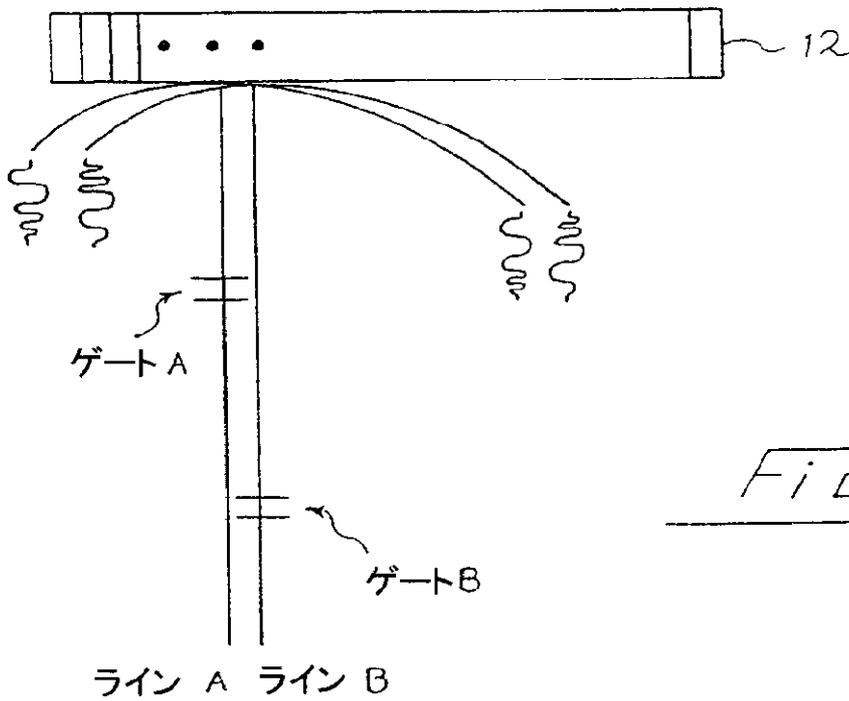
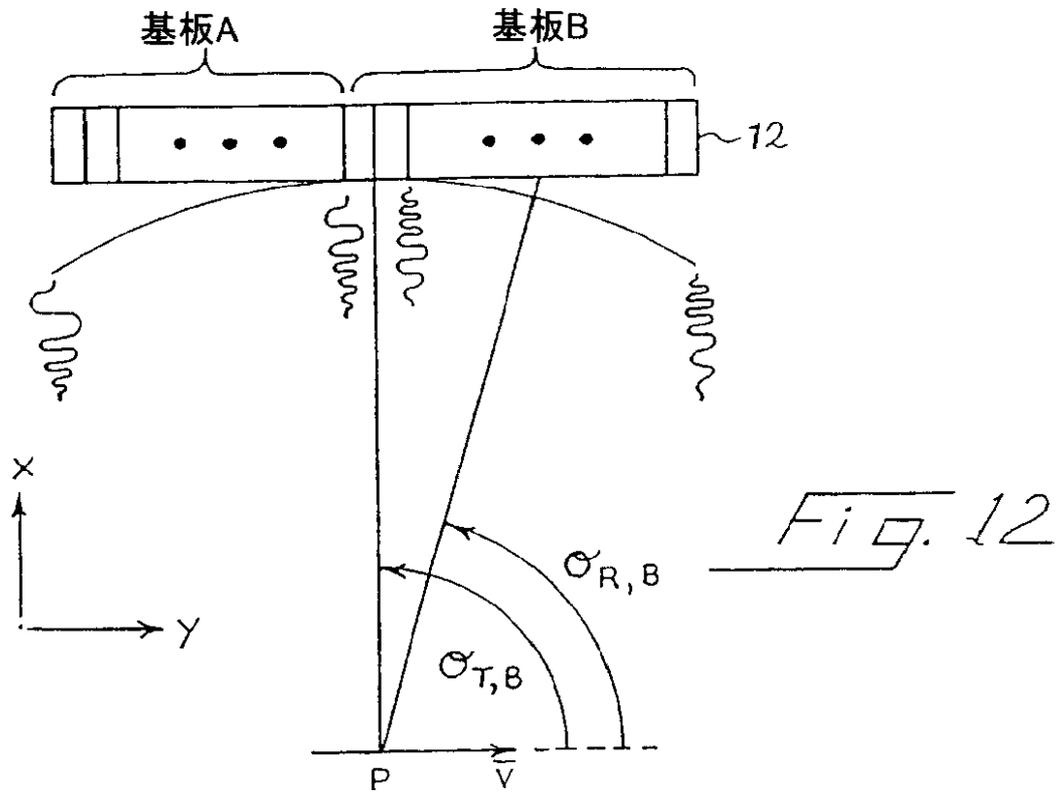
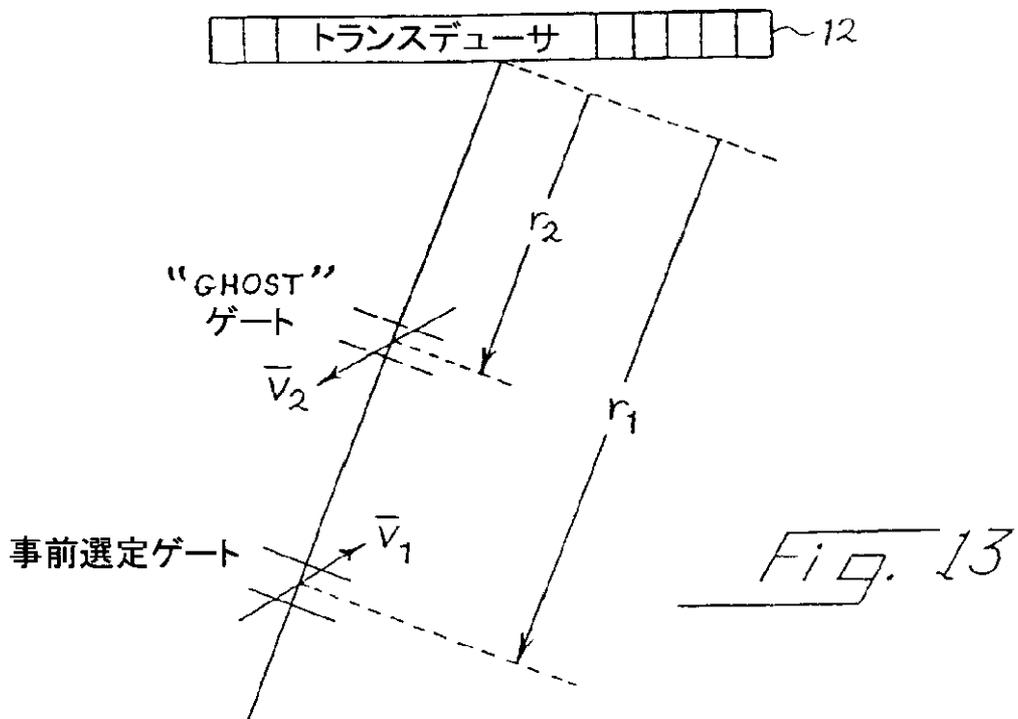


Fig. 11

【図12】



【図13】



【図14】

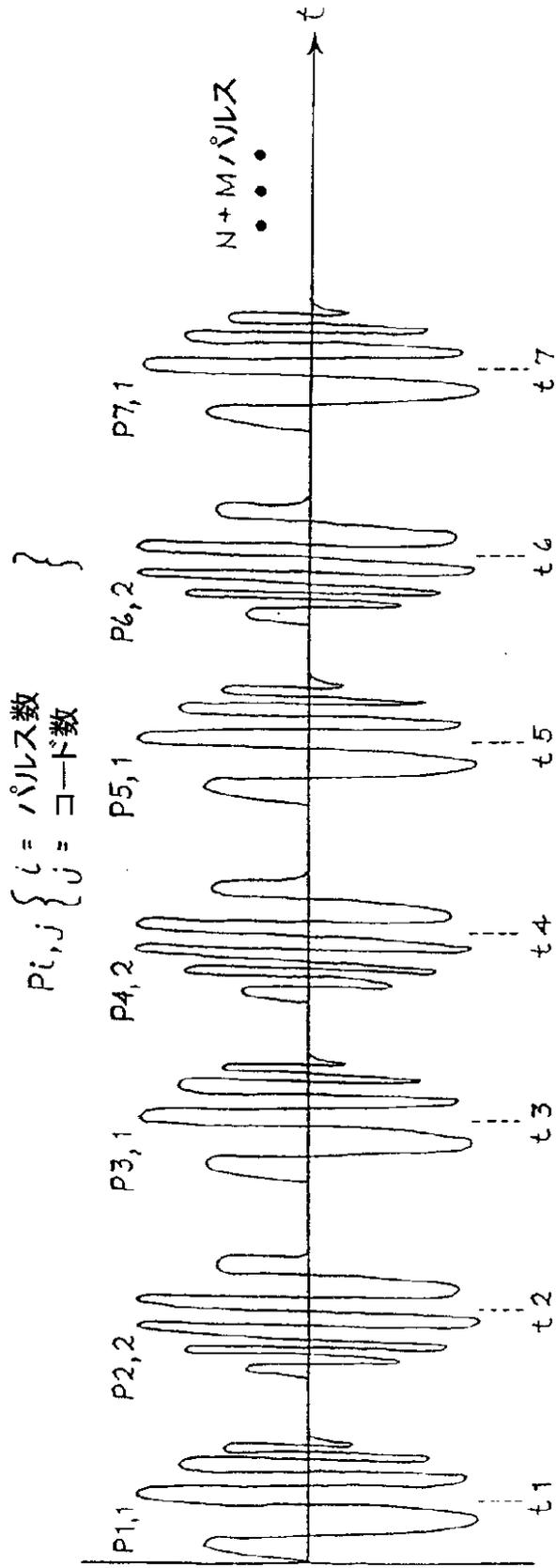


Fig. 14

【図15】

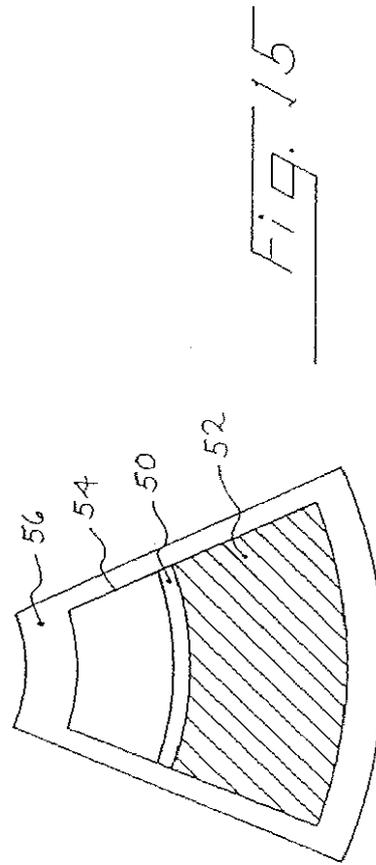


FIG. 15

【図16】

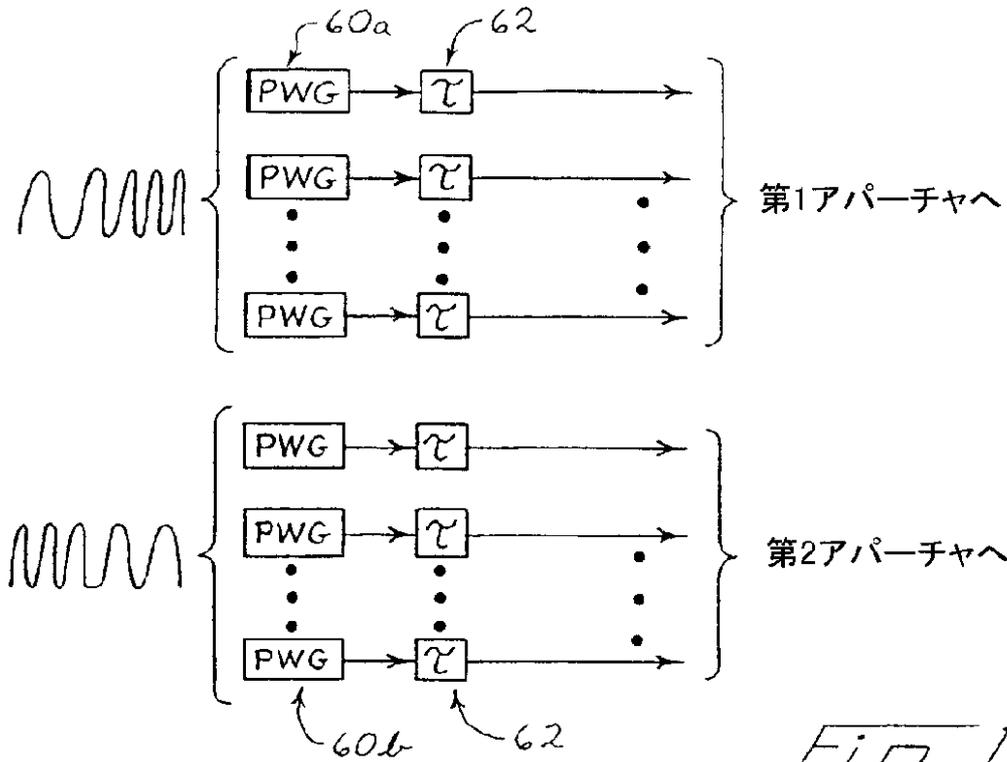
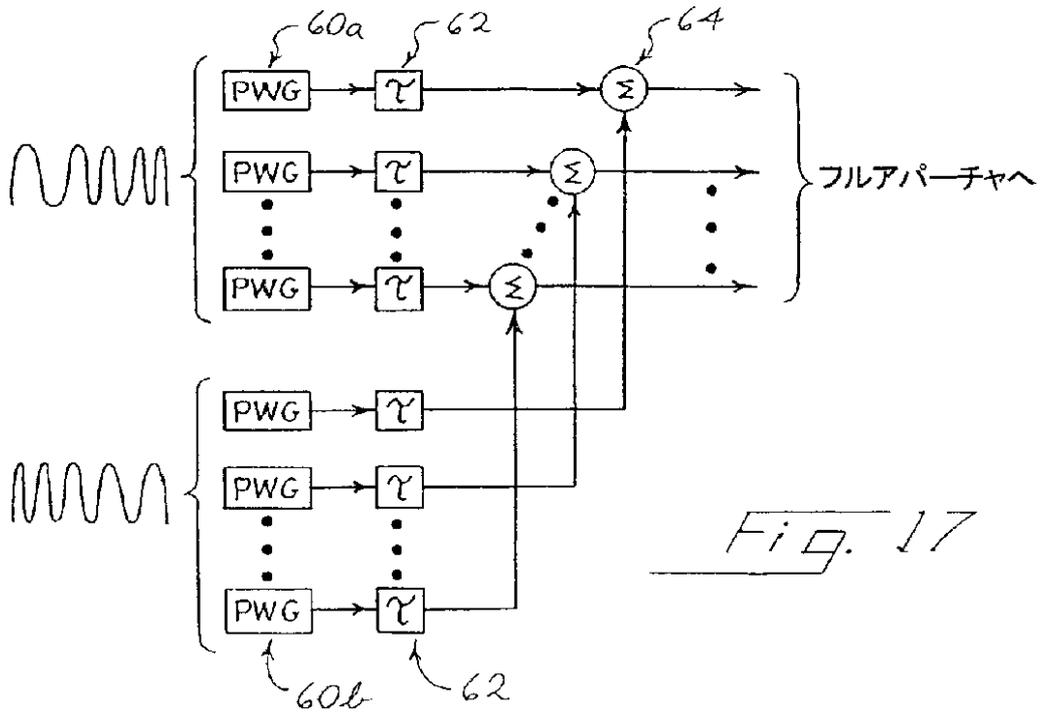
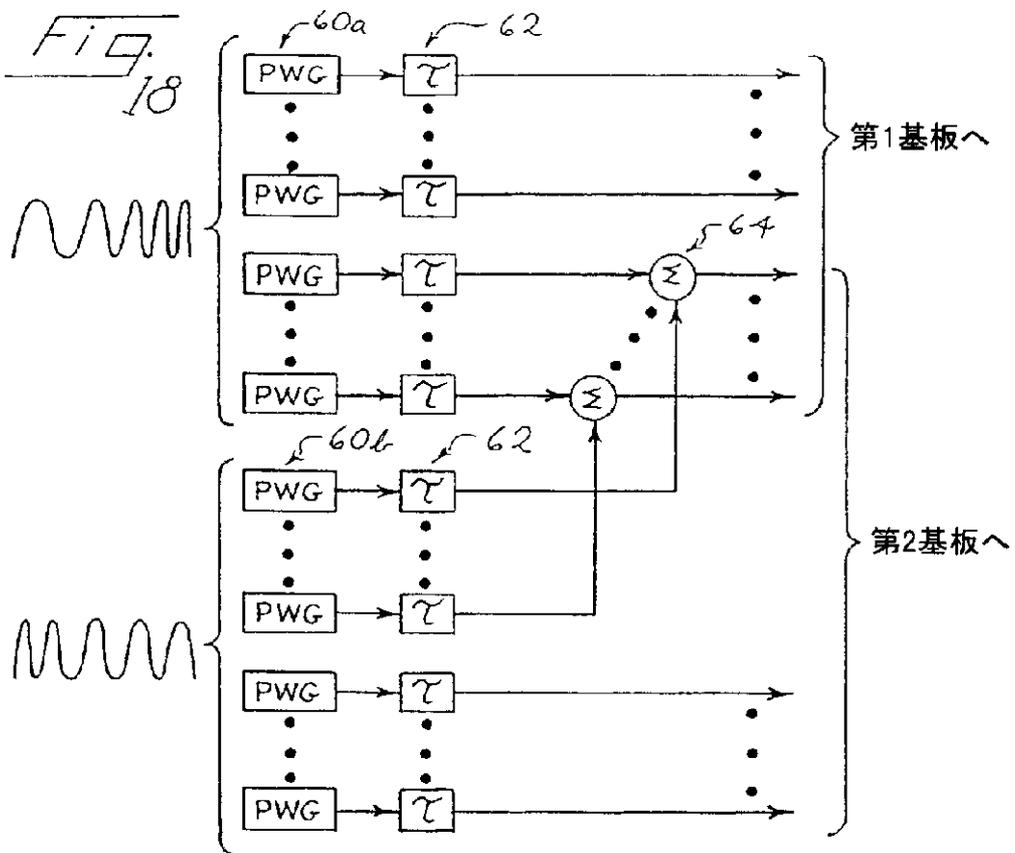


Fig 16

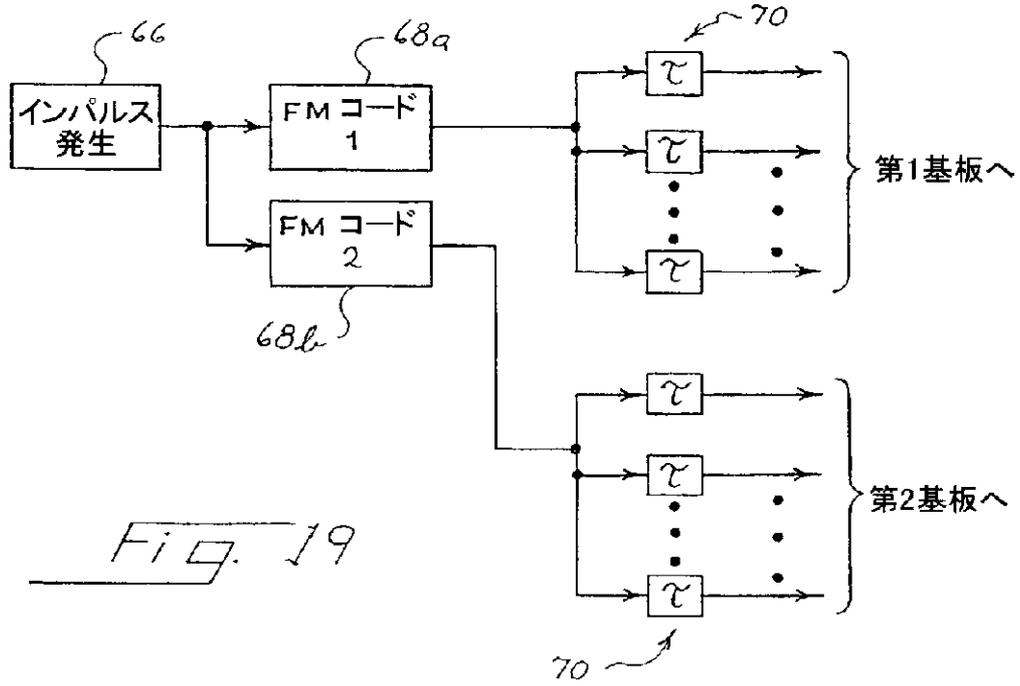
【図17】



【図18】



【図19】



【図20】

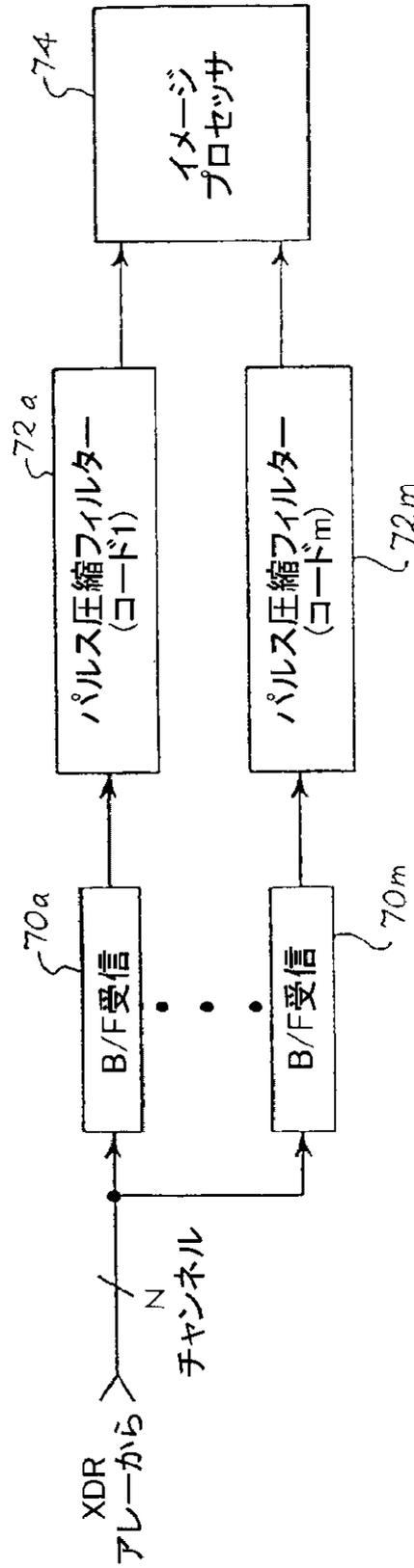


Fig. 20

【図21】

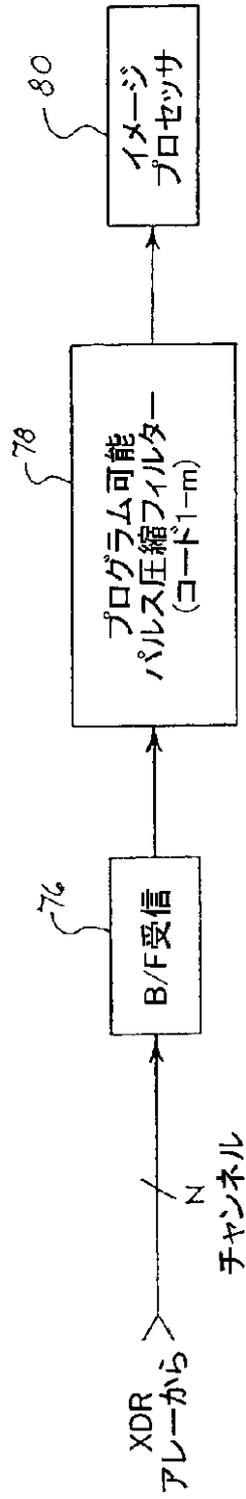
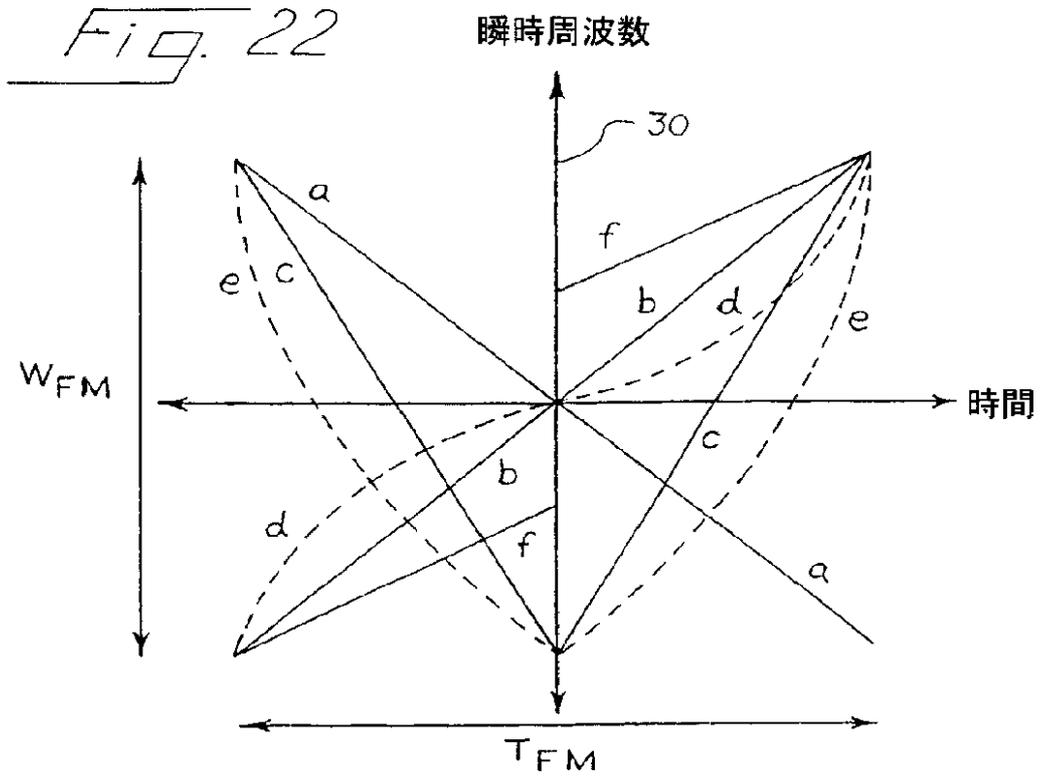
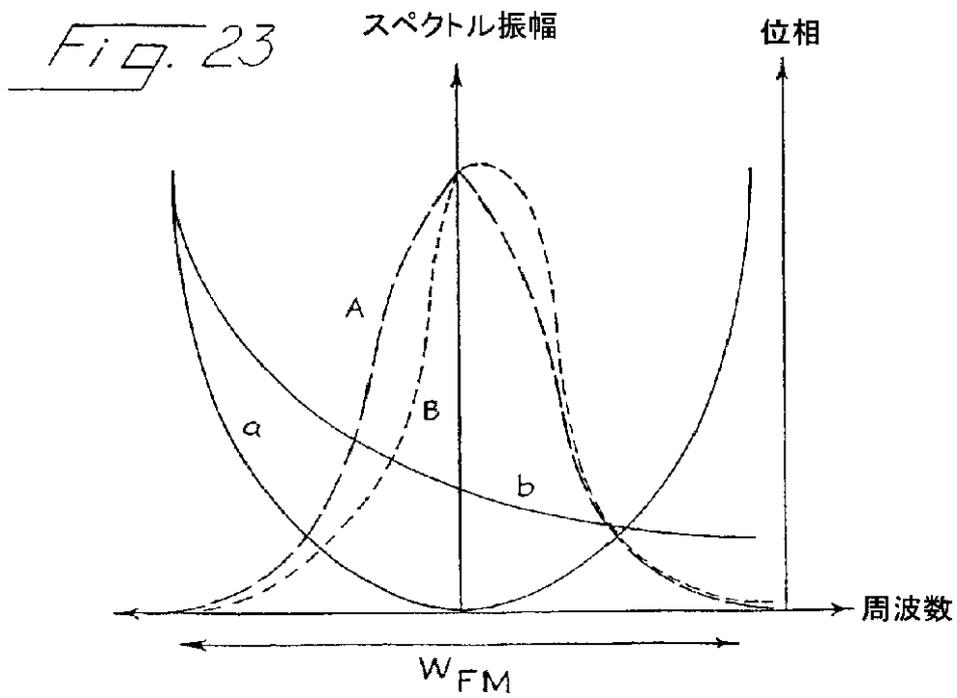


Fig. 21

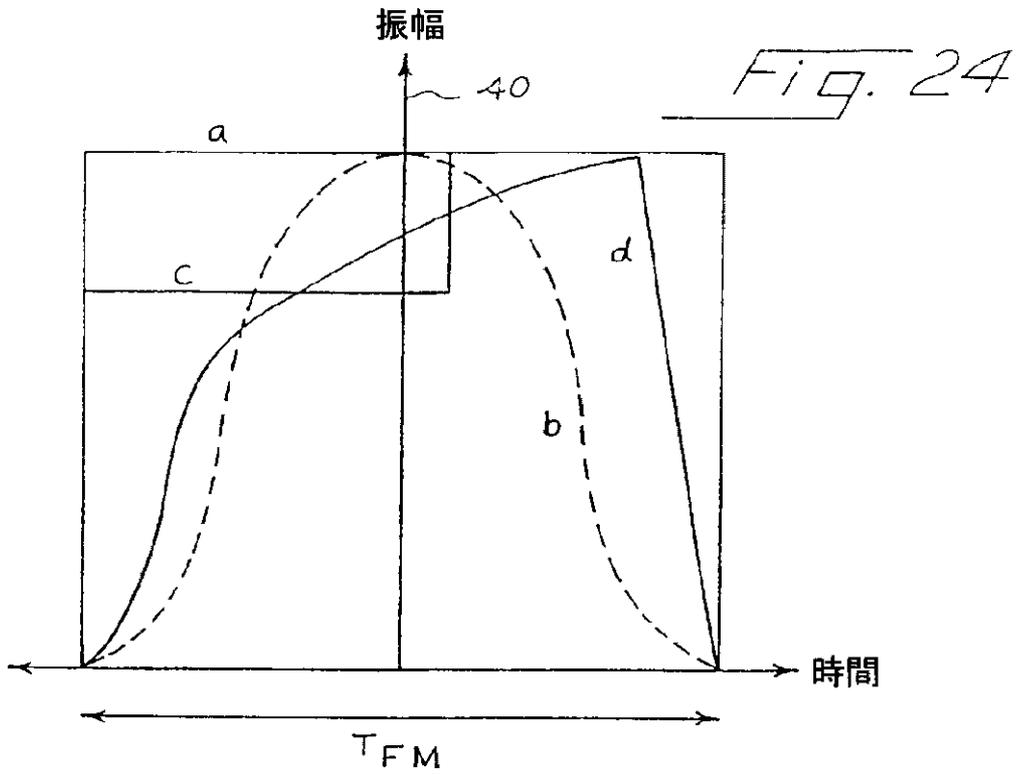
【図22】



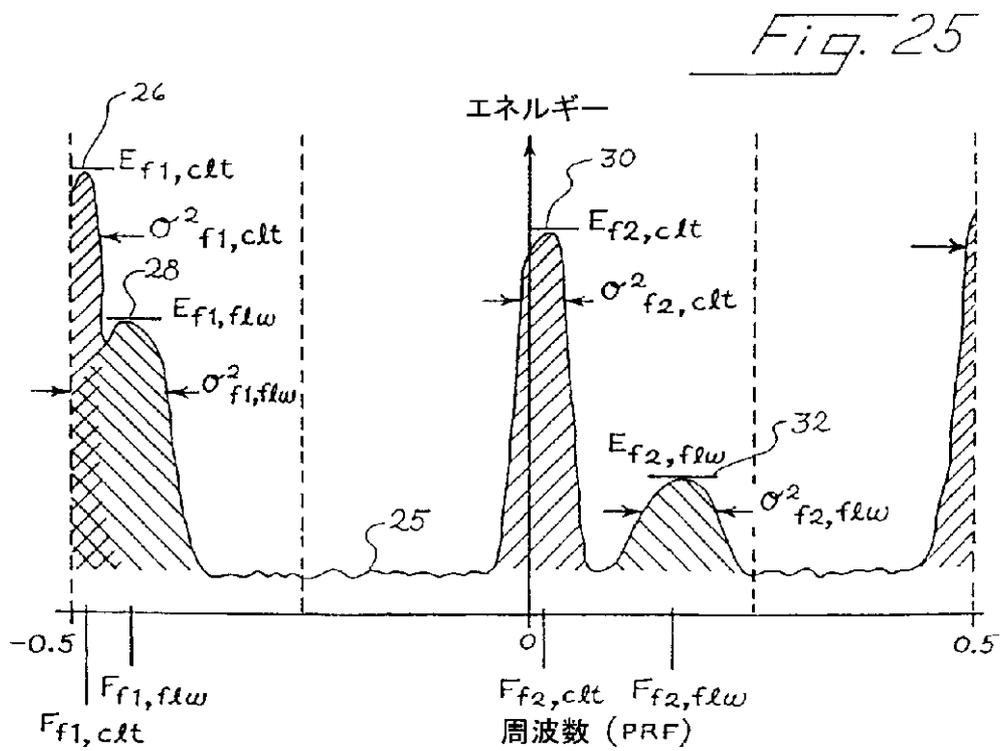
【図23】



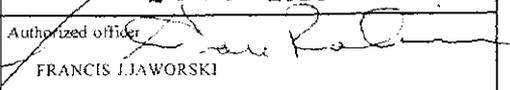
【図24】



【図25】



【國際調查報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US00/08188
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. : 73/625, 626; 367/7. 11, 103-105; 600/437, 441, 443, 447, 455, 456, 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: (code\$ or coding\$) and (doppler, harmonic\$), spectral, image\$1 or imaging) and ultraso\$4		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 4,855,961 A (JAFFE et al.) 08 August 1989, col. 5 lines 1-13.	1
X	US 4,413,520 A (MURAKAMI et al.) 08 November 1983, col. 4 lines 4-37.	1
X	US 4,815,043 A (SHIRASAKA) 21 March 1989, col. 2 lines 14-35.	1
X	US 4,417,584 A (CATHIGNOL et al.) 29 November 1983, col. 3 line 53 to col. 4 line 19.	1
Y	US 5,022,400 A (WALTERS) 11 June 1991, col. 6 line 62 to col. 7 line 8.	2, 4
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> 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	"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
"E"	earlier document published on or after the international filing date	"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
"L"	document which may throw doubts on priority claims) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"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
"O"	document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"Z" document member of the same patent family
"P"	document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	
Date of the actual completion of the international search 05 JULY 2000	Date of mailing of the international search report 26 OCT 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	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US00/08188

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X --- Y	US 5,851,187 A (THOMAS, III et al.) 22 December 1998, col. 2 lines 17-42	1, 2, 6-11, 13, 14, 16 ----- 12, 15, 17-26
Y	US 5,938,611 A (MUZILLA et al.) 17 August 1999, col. 3 lines 16-48.	2-5, 6, 8, 9, 11, 13, 14, 16, 71-81, 104-107
Y	US 5,964,706 A (MO et al.) 12 October 1999, col. 2 lines 44-62.	2-5, 6, 8, 9, 11, 13, 14, 16, 71-81, 104-107
Y	US 5,224,482 A (NIKOONAHAD et al.) 06 July 1993, Abstract, and col. 5 lines 19-36.	2-6, 8, 9, 11, 13, 14, 16, 71-81, 104-107
Y	US Re .35,535 A (BRUMLEY et al.) 17 June 1997, col. 8 lines 29-51.	2-6, 8, 9, 11, 13, 14, 16, 71-81, 104-107
Y	US 5,961,463 A (RHYNE et al.) 05 October 1999, col. 2 lines 41-46.	2, 6, 71-81, 104-107
Y	US 5,329,930 A (THOMAS, III et al.) 19 July 1994, col. 7 lines 41-54.	12, 15, 17-26
A	US 6,048,315 A (CHIAO et al.) 11 April 2000, entire document.	15

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

Fターム(参考) 4C301 AA02 BB12 BB22 CC02 DD04
 EE06 EE09 EE10 EE11 GB03
 HH01 HH11 JB09 JB23 JB24
 JB26 JB28 JB29 JB34 JB36
 JB37 JB44 KK02 KK03 KK09
 KK21

【要約の続き】

せられ、受信信号は運動検出処理とともに用いられる。改善された運動対方向感度が得られる。さらに別のモードでは、2つ若しくは3つ以上のコード化超音波ビームが、パルス反転高調波ドップラーモードで極性を変えながら体内に送出され、コントラストエージェントのイメージング中にSNRを改良する。

专利名称(译)	用编码传输脉冲进行医学诊断的超声成像系统		
公开(公告)号	JP2002539877A	公开(公告)日	2002-11-26
申请号	JP2000607530	申请日	2000-03-28
[标]申请(专利权)人(译)	队列儿子公司		
申请(专利权)人(译)	Akyuson公司		
[标]发明人	フィリップスパトリック		
发明人	フィリップス パトリック		
IPC分类号	A61B8/00 G01S7/52 G01S15/89		
CPC分类号	G01S7/52093 A61B8/00 G01S7/52038 G01S15/8959 G01S15/8961 G01S15/8979		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C301/AA02 4C301/BB12 4C301/BB22 4C301/CC02 4C301/DD04 4C301/EE06 4C301/EE09 4C301/EE10 4C301/EE11 4C301/GB03 4C301/HH01 4C301/HH11 4C301/JB09 4C301/JB23 4C301/JB24 4C301/JB26 4C301/JB28 4C301/JB29 4C301/JB34 4C301/JB36 4C301/JB37 4C301/JB44 4C301/KK02 4C301/KK03 4C301/KK09 4C301/KK21		
优先权	09/283346 1999-03-31 US		
其他公开文献	JP2002539877A5		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

编码的发射信号用于医学诊断超声成像系统。在一个模式中，使用B模式或运动检测过程，将第一和第二超声束沿第一和第二空间上不同的发射束方向传递到体内。已使用。用唯一的，优选正交的，不变的，非线性的相位调制码对两个光束进行编码，在第一光束离开组织之前传送第二光束。第一和第二发射波束可以被包括在单个发射事件中。帧率提高。从独立的门产生多个频谱多普勒图像。在另一种模式中，第一和第二唯一编码超声束被传送到体内以在基本上相同的点处聚焦，两个束样本在不同的时间移动。估计新的高速参数，并且可以更准确地估计包括速度参数的其他运动参数。在又一模式中，第一和第二超声束被传送到体内，使得它们优先聚焦在同一点，在该点，每个束都来自子孔径，并且接收到的信号与运动检测处理结合使用。成为获得了相对于方向灵敏度的改进的运动。在另一种模式中，两个或多个编码的超声波束以脉冲反转谐波多普勒模式以变化的极性被传送到体内，从而改善了造影剂成像期间的SNR。

