

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号
特表2004-510514
(P2004-510514A)

(43) 公表日 平成16年4月8日(2004.4.8)

(51) Int.Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
A 6 1 B 8/00	A 6 1 B 8/00	4 C 3 0 1
G 0 1 S 15/89	G 0 1 S 15/89	4 C 6 0 1
	B	5 J 0 8 3

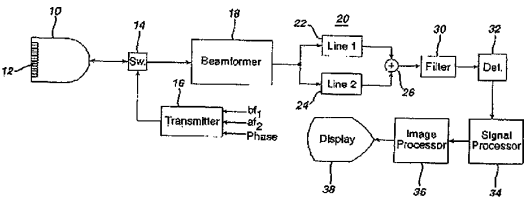
審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 58 頁)

(21) 出願番号	特願2002-532955 (P2002-532955)	(71) 出願人	590000248
(86) (22) 出願日	平成13年9月26日 (2001.9.26)		コーニンクレッカ フィリップス エレク
(85) 翻訳文提出日	平成14年6月3日 (2002.6.3)		トロニクス エヌ ヴィ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2001/011172		Koninklijke Philips
(87) 国際公開番号	W02002/029433		Electronics N. V.
(87) 国際公開日	平成14年4月11日 (2002.4.11)		オランダ国 5621 ペーアー アイ
(31) 優先権主張番号	60/237, 407		ドーフエン フルーネヴァウツウェッハ
(32) 優先日	平成12年10月2日 (2000.10.2)		1
(33) 優先権主張国	米国 (US)		Groenewoudseweg 1, 5
(31) 優先権主張番号	09/923, 682	(74) 代理人	100070150
(32) 優先日	平成13年8月6日 (2001.8.6)		弁理士 伊東 忠彦
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100091214
(81) 指定国	EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), JP		弁理士 大貫 進介
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 非直線性混変調成分及び高調波成分の超音波診断映像化

(57) 【要約】

開示された超音波診断映像化システム及び方法は、高調波成分及び混変調積（和周波数又は差周波数）成分を用いる非直線性エコー信号映像化を実行する。高調波及び混変調積の両方は、組織又は造影剤の非直線性効果によって生じ、パルス反転処理によってエコー信号の基本伝搬成分から分離される点がある。両方の非直線性成分を使用することによって、超音波画像の信号対雑音比を向上させることが可能であり、2種類の成分は、深さ依存性減衰の影響を相殺するため、画像の異なる領域で混合され、使用される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

非直線性信号成分を利用する超音波映像化方法であって、
少なくとも 2 個の異なる周波数成分を含む超音波を映像化されるべき領域へ送波する手順と、
映像化されるべき領域内の物質の非直線性効果によって生じた高調波信号成分及び混変調信号成分を含む波形に応じてエコー信号を受波する手順と、
高調波信号成分及び混変調信号成分を利用して 2 次元又は 3 次元超音波画像を生成する手順と、
を有する超音波映像化方法。

10

【請求項 2】

送波する手順及び受波する手順は、中心周波数をもつトランスデューサ通過帯域を示すトランスデューサ素子のアレイによって実行され、
送波する手順は、トランスデューサ通過帯域の中心から少なくとも 1 個の受波信号成分よりも離れた場所にある少なくとも 1 個の送波された、異なる周波数成分を用いてビームを送波する、
請求項 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 3】

送波する手順は、トランスデューサ通過帯域の中心から 2 個の受波信号成分よりも離れた場所にある 2 個の異なる周波数成分を用いてビームを送波する、請求項 2 記載の超音波映像化方法。

20

【請求項 4】

受波する手順は、高調波信号成分及び差周波数信号成分を受波する、請求項 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 5】

受波する手順は、高調波信号成分及び和周波数信号成分を受波する、請求項 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 6】

送波する手順は、チャープ信号を送波する、請求項 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 7】

送波する手順は、異なる相対強度を有する 2 個の異なる周波数成分を示す超音波を送波する、請求項 1 記載の超音波映像化方法。

30

【請求項 8】

受波する手順は、送波されたビームに応答して、2 個以上の空間的に異なるエコー信号のビームを受波し、
受波されたビームは、映像化されるべき領域内の物質の非直線性効果によって生じた高調波信号成分及び混変調信号成分を含む、
請求項 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 9】

受波されたエコー信号の高調波信号成分及び混変調信号成分を、パルス反転処理によって、基本周波数成分から分離する手順を更に有する請求項 1 記載の超音波映像化方法。

40

【請求項 10】

送波する手順は、2 個以上の異なる周波数成分を含む 2 個の別々の位相の超音波ビームを映像化されるべき領域へ送波し、
受波する手順は、各ビームに응答して、基本送波周波数成分、高調波信号成分及び混変調信号成分を含むエコー信号を受波する、
請求項 9 記載の超音波映像化方法。

【請求項 11】

送波する手順は、2 個の空間的に揃えられた、別々の位相の超音波ビームを更に送波する、請求項 10 記載の超音波映像化方法。

50

【請求項 1 2】

受波する手順は、送波された各ビームに応答して、送波ビーム位置と空間的に揃えられたエコー信号のビームを更に受波する、請求項 1 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 3】

受波する手順は、送波された各ビームに応答して、エコー信号の複数のビームを更に受波し、

受波されたビームのうちの少なくとも一つは送波ビーム位置から横方向に離れている、請求項 1 1 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 4】

受波する手順は、送波された第 1 のビームに応答して受波されたビームの位置と揃えられた位置で、送波された第 2 のビームに応答して、エコー信号の複数のビームを更に受波する、請求項 1 3 記載の超音波映像化方法。 10

【請求項 1 5】

送波する手順は、2 個の横方向に分離した、別々の位相の超音波ビームを更に送波する、請求項 1 0 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 6】

受波する手順は、送波された各ビームに応答して、送波ビーム位置と空間的に揃えられたエコー信号のビームを更に受波する、請求項 1 5 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 7】

受波する手順は、送波された各ビームに応答して、エコー信号の複数のビームを更に受波し、 20

受波されたビームのうちの少なくとも一つは送波ビーム位置から横方向に離れている、請求項 1 5 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 8】

受波する手順は、少なくとも一つが送波された第 1 のビームに応答して受波されたビームの位置と揃えられた位置で、送波された第 2 のビームに応答して、エコー信号の複数のビームを更に受波する、請求項 1 7 記載の超音波映像化方法。

【請求項 1 9】

受波する手順は、送波ビーム位置から横方向に離れた場所で、送波された各ビームに応答して、エコー信号のビームを更に受波する、請求項 1 5 記載の超音波映像化方法。 30

【請求項 2 0】

受波する手順は、送波された第 1 のビームに応答して受波されたビームの位置と揃えられた位置で、送波された第 2 のビームに応答して、エコー信号のビームを更に受波する、請求項 1 9 記載の超音波映像化方法。

【請求項 2 1】

2 個の異なる送波周波数成分の周波数、高調波受波周波数、及び、2 個の異なる送波周波数成分の混変調積の周波数を包含する通過帯域を示すトランスデューサ・アレイと、トランスデューサ・アレイに接続され、2 個の異なる送波周波数成分を含むビームを送波するようにトランスデューサ・アレイを作動する送波器と、 40
トランスデューサ・アレイに接続され、送波周波数成分及び 2 個の異なる送波周波数成分の混変調積の高調波でコヒーレントエコー信号を生成する受波器と、
受波器に接続され、送波周波数成分及び 2 個の異なる送波周波数成分の混変調積の高調波から超音波画像信号を生成する画像プロセッサと、
ディスプレイと、
を有する超音波診断映像化システム。

【請求項 2 2】

画像プロセッサは、受波されたエコー信号の高調波信号成分及び混変調信号成分を、基本周波数成分から分離するパルス反転プロセッサを具備する、請求項 2 1 記載の超音波診断映像化システム。

【請求項 2 3】

画像プロセッサによって生成された超音波画像信号は、超音波画像フィールドの異なる領域で高調波信号成分対混変調信号成分の異なる比率を示す、請求項 2 2 記載の超音波診断映像化システム。

【請求項 2 4】

画像プロセッサによって生成された超音波画像信号は、浅い深度で高調波信号成分の比率が高く、深い深度で混変調信号成分の比率が高くなる、請求項 2 3 記載の超音波診断映像化システム。

【請求項 2 5】

受波されたエコー信号の高調波信号成分及び混変調信号成分に応答し、異なる深さのエコー信号に対して高調波信号成分対混変調信号成分を異なる比率で通過させるよう動作するトラッキングフィルタを更に有する請求項 2 3 記載の超音波診断映像化システム。 10

【請求項 2 6】

異なる送波周波数成分の周波数は、高調波受波周波数及び混変調積の周波数よりも、通過帯域内で中心の近くに配置されている、請求項 2 1 記載の超音波診断映像化システム。

【請求項 2 7】

高調波受波周波数及び混変調積の周波数は、異なる送波周波数成分の周波数よりも、通過帯域内で中心の近くに配置されている、請求項 2 1 記載の超音波診断映像化システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、超音波診断映像化システムに係り、特に、非直線性伝送媒体又は体内のターゲットによって生成されたコンポーネント周波数を用いて画像を生成する超音波診断映像化システムに関する。 20

【0002】

高周波映像化は、得られる信号セグメンテーション及び画像明瞭さの点で優れているので、近年、超音波映像化において普及している。現在のところ、高調波映像化には、高調波コントラスト映像化と組織高調波映像化の二つのアプリケーションがあり、両方のアプリケーションは非直線性信号成分を必要とする。これらの 2 種類の高調波映像化は、本願の発明者が共同発明者の一員である（高調波コントラストに関する）米国特許第 5, 833, 613 号と、（組織高調波に関する）米国特許第 5, 879, 303 号に記載されている。高調波コントラスト映像化は、鮮明な信号セグメンテーションと、信号対クラッターの改良が得られる点で有利である。その理由は、高調波造影剤が基本周波数の音波照射に応答して比較的強い高調波信号を返すからである。これらの比較的強い高調波コントラスト信号は、基本周波数及び体内の組織やその他の物質から戻された比較的低レベルの高調波信号から簡単に識別される。組織高調波映像化は、基本周波数映像化よりも信号対雑音比が低下しているが、画像クラッターの減少による画像明瞭さの点で優れている。高調波成分を生じさせる組織を通過する音響波の歪みは、音響波が体内に深く進行したときに発生を開始し蓄積されるので、画像クラッターの発生源である近距離音場散乱体は、浅い深度に存在する高調波エネルギーの低レベル若しくは些細なレベルだけを散乱させる。このようにして、組織高調波画像は、基本周波数画像よりもクラッターが減少する。ただし、高調波成分のレベルがより低下すること、並びに、高周波側の高調波信号の深さ依存性減衰によって、信号レベルが減少する。上述の利点を提供し、信号レベルがより高く、信号対クラッター比がより良好であり、帯域幅が拡大され、深さ依存性減衰が減少した非直線性信号を利用することが望ましい。 30 40

【0003】

本発明の原理によれば、超音波映像化は、二つ以上の異なる周波数成分を用いて超音波ビームを送波することによって実行される。ビームが非直線性伝送媒体を通過するとき、或いは、非直線性散乱体に衝突するとき、異なる周波数成分は、差周波数と和周波数、並びに、多数の基本周波数を混変調し生じる。多数の基本周波数は、反響するエコー信号に含まれ、超音波画像を形成するため検出され使用される。

【0004】

本発明の一つの局面によれば、送波された周波数成分は、トランスデューサ（送受波器）ピーク応答（中心）周波数の両側に存在し、受波（される）差周波数信号はトランスデューサ特性のピーク応答ポイントの周辺に存在する。

【0005】

本発明の別の局面によれば、送波（される）周波数の振幅は、深さ依存性減衰及び／又は造影剤超微粒気泡の性質を考慮して選択される。

【0006】

本発明の更なる局面によれば、和周波数又は差周波数は、送波（された）周波数のうちの一つの高調波又は低調波と調和し、これにより、高調波と混変調の両方の影響による非直線性信号エネルギーを含む受波信号が得られる。

【0007】

本発明の更に別の局面によれば、非直線性の影響によって生じる和信号及び差信号は、パルス反転処理によって直線性送波信号から分離される。

【0008】

本発明の更に別の局面によれば、送波ビームは、多数の和周波数成分及び差周波数成分の広帯域エコー信号を生成するための多数の周波数成分を含む。

【0009】

最初に図1を参照すると、本発明の原理に従って構成された超音波システムがブロック図形式で示されている。このシステムは、映像化される体の領域を超音波送波ビームで走査することによって動作する。各超音波ビームは、2個移住斧周波数成分 f_1 、 f_2 、以下同様に続く、を含む。各ビームは、体を通る進行パスに沿って送波されるので、ビームの多数の周波数成分は、ビームが通過する組織の非直線性効果、又は、ビームが衝突する造影剤超微粒気泡の非直線性応答によって混変調される。このビームの多数の周波数成分の混変調は、送波周波数の和周波数及び差周波数における信号成分、すなわち、 $f_1 + f_2$ 、並びに、 $f_1 - f_2$ を生成する。和信号成分又は差信号成分は、体から反響したエコーに含まれ、走査領域の超音波画像を生成するため使用される。

【0010】

和周波数及び差周波数は、従来の超音波システムで使用されている。従来の超音波システムのアプリケーションは、一般的に、別個のトランスデューサによって、2個以上のビームを、特定の目標位置へ同時に送波することを必要とする。特定の目標位置で、ビームは、互いに交差して和信号及び差信号を生成し、これらの和信号及び差信号は、次に、通常、第3のトランスデューサによって検出される。米国特許第3,987,673号では、このタイプのシステム構成が、入射角の変化に対する感受性が低減された交差点でドップラシフト信号を生成するため、ドップラ流量計に使用されている。米国特許第5,601,086号では、2本の交差ビームの相互作用立体におけるビート周波数が、造影剤の流速を測定するため使用される。米国特許第5,903,516号では、2本のビームの交差箇所で作成されたビート力が受波器によって検出可能な音響波を発生させる。これらの全てのシステム構成は、ビームが所望の場所で交差するように、送波用トランスデューサの精密な照準を要求する。これらは、何れも、一般には、送波用の2台のトランスデューサと受波用の3台目のトランスデューサからなる多数のトランスデューサが必要である。さらに、各送波は、多数のビームが交差する画像フィールド内の信号エリアからの情報だけを引き出す。交差点は、画像フィールド全体を走査するため、フィールド全体を被うように制御される必要がある。

【0011】

これに対して、本発明の一実施例は、通常の方法で画像領域の中を進行させられ、他のビームと交差させる必要が無い一つの送波ビームだけを利用する。単一のビームしか必要ではないので、1台の機械的操縦式トランスデューサ、又は、電氣的操縦式アレイ・トランスデューサだけが必要である。勿論、本発明は、必要に応じて多数のトランスデューサを用いて実現することが可能である。さらに、ビームがビームパスに沿って体の中を進行するとき、ビームの異なる周波数成分の和信号成分及び差信号成分がビームパスに沿った体

10

20

30

40

50

内の点から反射され、画像フィールドの単一エリアからの情報だけではなく、画像情報の走査線全体を各送波によって取得することが可能になる。

【0012】

本発明の一実施例は、映像化のため使用される走査ヘッド型トランスデューサの有限帯域幅を効率的に使用することが可能である。組織及び造影剤の高調波映像化の場合、送波帯域及び受波帯域は、共に、一台のトランスデューサ走査ヘッドが種々の送波帯域及び受波帯域の送波及び受波の両方に使用できるように、トランスデューサ通過帯域に含まれる必要がある。本願の発明者による米国特許第5,879,303号の図7及び図8に示されるように、一般的に、送波帯域は、トランスデューサ通過帯域の下端に配置され、受波帯域は、トランスデューサ通過帯域の上端に配置される。同一の送波帯域と受波帯域が共に最適な応答が得られるトランスデューサ通過帯域の中心に配置される基本周波数映像化とは異なり、何れの動作帯域もトランスデューサ帯域の中心に設けられない。

10

【0013】

本発明の一実施例は、最適下限応答の問題を解決する。図3は、代表的なトランスデューサ通過帯域60を示す図である。本例において、トランスデューサは、一方が1.4MHzに配置され、他方が4.2MHzに配置された二つの送波帯域62及び64でビームを送波している。ビームが体の組織を通過するとき、並びに、ビームが造影剤超微粒気泡に衝突するとき、これらの物質の非直線性効果は、送波ビームの二つの周波数を混合させるか、或いは、混変調させ、パラメトリックアレイの形式で和周波数及び差周波数を生成する。和周波数及び差周波数は送波ビームのエコーで戻される。図3の例の場合に、二つの送波周波数の差周波数は、(4.2 - 1.4)、すなわち、受波帯域66として示されるように2.8MHzである。通過帯域60が示すように、このエコー周波数は、トランスデューサ通過帯域の中心若しくは中心周辺に収まり、トランスデューサはこの帯域で最高感度の応答を示す。このように、送波周波数は、トランスデューサ通過帯域の上方部及び下方部に配置されているが、送波に関して、通過帯域ロール・オフは、送信ビームの電力レベルのため許容可能である。送波ビームよりも強度が何dBも低い受信エコーは、トランスデューサ通過帯域の最高感度領域で受波されるので有利である。

20

【0014】

図1は、体内で和信号及び差信号を非直線生成するための多重周波数ビームを送波する送波器16を利用する。送波器は、送受スイッチ14によって、走査ヘッド10のアレイ・トランスデューサ12の素子に接続される。送波器は、図面に示されるような送波ビームの特性を決定する多数の制御パラメータに応答する。図4は、これらのパラメータを、トランスデューサ12の通過帯域60に対して空間的に表わす図である。多重周波数ビームの2個の周波数 f_1 及び f_2 は制御され、ビームの二つの周波数成分の間の周波数差 f を決め、同時に、和周波数成分($f_1 + f_2$)と差周波数成分($f_1 - f_2$)が収まる周波数を決める。富津の送波周波数成分の振幅又は強度 a 及び b も制御され、送波ビームは

30

$$b \cdot \sin(2f_1 t) + a \cdot \sin(2f_2 t)$$

の形式にされる。受波差信号成分($f_1 - f_2$)は、図4の帯域66のサイズによって示されるように振幅 c を有する。この振幅 c は、和信号及び差信号が非直線性の影響を受けるので、強度 a と強度 b の直線性積ではない。

40

【0015】

図5は、和信号成分を利用する本発明の一実施例を示す図である。本例の場合に、送波ビームは、1.2MHz及び1.6MHzに配置された2個の周波数帯域72及び74をもつ。これらの送波周波数成分は、2.8MHzに配置されたエコー和信号帯域76が得られるように、非直線的に混変調若しくは混合される。送波周波数は、トランスデューサ通過帯域60の下側カットオフよりも低い0.4MHzの差成分を有する。和成分76は、トランスデューサ通過帯域60の中心に収まり、超音波システムによる映像化のため使用される。

【0016】

50

再度、図 1 に戻ると、トランスデューサ・アレイ 12 は、トランスデューサ通過帯域に収まる和周波数成分及び差周波数成分を含むエコーを体から受波する。これらのエコー信号は、スイッチ 14 を介して、ビーム形成器 18 へ供給され、異なる素子からのエコー信号は、適切に遅延させられ、浅い深度から深い深度までのビームに沿って和信号及び / 又は差信号の系列を形成するため結合される。好ましくは、ビーム形成器は、音場深度の近距離音場から遠距離音場までの離散コヒーレントデジタルエコー信号の系列を生成するため、デジタル化されたエコー信号で動作するデジタルビーム形成器である。ビーム形成器は、信号送波ビームに応答して、多数の空間的に区別可能な受波走査線に沿って、二つ以上のエコー信号の系列を生成するマルチラインビーム形成器でもよい。

【0017】

10

ビーム形成されたエコー信号は、非直線性信号分離器 20 へ供給される。分離器 20 は、和通過帯域又は差通過帯域 66、76 を、送波帯域 62、64 又は 72、74 の相対的な排除（減衰）に通す帯域通過フィルタでもよい。本実施例の場合に、分離器 20 は、和成分及び差成分を含む非直線性信号をパルス反転技術によって分離するパルス反転プロセッサである。和周波数信号及び差周波数信号は、非直線性効果によって生じるので、パルス反転処理によって分離される点が有利である。パルス反転のため、送波器は、図示されるように送波パルスの位相である別の可変送波パラメータを有する。

【0018】

超音波システムは、送波極性若しくは位相が異なる 2 個以上のビームを送波する。図示された 2 パルス式の実施例の場合、第 1 の送波パルスに応じて受波された走査線エコーは、ライン 1 バッファ 22 に保持される。第 2 の送波パルスに回答して受波された走査線エコーは、ライン 2 バッファ 24 に保持され、加算器 26 によって、ライン 1 バッファの空間的に対応したエコーと組み合わせられる。或いは、エコーの第 2 の走査線は、バッファリングすることなく、保持された第 1 の走査線のエコーとそのまま結合させてもよい。送波パルスの位相又は極性が異なることの結果として、位相基本（直線性）エコー成分の出力は相殺し、同相である非直線性和成分及び差成分が結合して互いに強め合い、強化され隔離された非直線性和周波数信号及び / 又は差周波数信号が生じる。

20

【0019】

和周波数信号及び差周波数信号は、フィルタ 30 によって更にフィルタ処理され、デシメーションのような操作から生じるような望ましくない信号が除去される。これらの信号は、振幅検出器若しくは位相検出器である検出器 32 によって検出される。エコー信号は、次に、後の階調、ドップラー、又は、その他の超音波表示のため信号プロセッサ 34 によって処理され、さらに、2 次元、3 次元、スペクトル、パラメトリック、又は、その他の表示のための画像プロセッサ 36 によって処理される。合成表示信号はディスプレイ 38 へ表示される。

30

【0020】

図 2 a 及び 2 b は、図 1 の送波器 16 の詳細な二つの実施例を示す図である。図 2 の実施例において、送波パルスの異なる周波数成分に対する波形は、デジタル動作の際に別々に形成され、トランスデューサ素子へ供給するための複合多重周波数送波信号を形成するため結合される。 f_1 発生器 42 は、 f_1 送波信号成分を生成し、 f_2 発生器 44 は、 f_2 送波信号成分を生成する。これらの発生器は、図示される f_1 セレクト及び f_2 セレクトのような入力制御パラメータに回答してそれぞれの送信波形を生成する。 f_1 セレクト及び f_2 セレクトは、送波ビームの f_1 周波数成分及び f_2 周波数成分を決定する。他の可変入力パラメータ（図示せず）は、強度パラメータ a 及び b と、パルス反転送波信号用の位相若しくは極性パラメータと、である。或いは、発生器 42 及び 44 によって生成された出力波形は、結合器 46 によって、多数の送波周波数成分を含む複合送波パルスに結合される前又は結合された後に、振幅及び位相若しくは極性が変化する。

40

【0021】

図 2 a において、発生器によって生成された波形は、重み係数 a 及び b を生成された波形に適用するデジタル重み付けプロセッサ回路 43 及び 45 によって重み付けされる。重み

50

付け回路は、デジタル乗算器の形で構成することが可能であり、重み付け係数の符号（+ 1, - 1）は、出力波形の極性を制御するため使用される。複合送波パルスは、D/A変換器48へ供給され、アナログ信号に変換され、このアナログ信号は、必要に応じて、さらに増幅及びフィルタ処理が施され、トランスデューサ素子12'をドライブするため使用される。

【0022】

図2bは、複合多重周波数送波信号が先行して生成され、デジタルメモリの形式でも構わない波形ライブラリ50に保存される、第2の送波器の実施例を示す図である。ある種の多重周波数送波パルスが望まれるとき、それは、ライブラリ50から選択され、重み付け回路51によって重み付けされ、送波レジスタ52に保持される。送波器がビームを送波するようトリガをかけられたとき、複合多重周波数波形は、クロック信号CLKによって送波レジスタ52から送り出され、D/A変換器48によってアナログ信号に変換され、トランスデューサ素子12'へ供給される。送波パルスの振幅は、重み付け回路で使われるような、A/D変換器の後に設置されたデジタル乗算器、又は、A/D変換器の後のアナログ増幅器によって変更され、必要に応じてアナログドメイン若しくはデジタルドメインでフィルタ処理される。個々の周波数成分の振幅は、送波レジスタ52の後では、別々に調整されない。なぜならば、波形は、本実施例の場合には、このポイントで既に複合形式になっているからである。

【0023】

トランスデューサ・アレイによって送波されたビームは、所望のビーム方向に操縦され、所望の焦点深度へ集められ、これらは共に、送波波形をトランスデューサ・アレイの異なる素子へ供給するタイミングによって実現される。このため、図2a及び2bに示されるような多数の送波チャンネルが送波器で利用され、各送波チャンネルはタイミングが異なる送波波形に対応する。送波チャンネルは、同じ送波波形を使用しても構わないが、チャンネルの波形がトランスデューサ素子に供給されるタイミングは、送波アパーチャのアクティブ素子からの進行方向制御と集束のため必要な時間遅延プロファイルによって変更される。

【0024】

本発明の一実施例は、多数の周波数成分のビームプロファイルを変えることによって、横分解能を改良し、クラッターを減少させる。これは、図6a乃至6dのビームプロファイルによって示されている。図6aは、比較的広いメインローブ及びサイドローブを有する低い方の f_2 周波数成分に対するビームプロファイルを例示する。上述の)米国特許第5,879,303号で説明されているように、サイドローブはクラッターの発生源である。このサイドローブは、図面に示されるようにメインローブのピークよりも x_2 dBだけ低い。

【0025】

図6bは、高い方の f_1 周波数成分に対するビームプロファイルを示す。 f_1 周波数成分のメインローブ90は、 f_1 周波数の方が高いので、 f_2 周波数成分のメインローブよりもかなり狭い。本例の場合、サイドローブ92は、メインローブレベルよりも x_1 dBだけ低く、本例では、説明の便宜上、 $x_1 = x_2$ である。

【0026】

図6cは、合成和信号又は合成差信号に対するビームプロファイルを示す図である。本例の場合、差周波数成分は、 $f_1 - f_2$ である。ビームプロファイルは、図6aと図6bの二つの成分の積であり、本例の場合には、 f_2 周波数よりも高い周波数に対するプロファイルであるため、差周波数のメインローブ100は、周波数 f_2 のメインローブ80よりもかなり狭い。さらに、クラッターの発生源であるサイドローブ102は、メインローブ100のレベルよりも x_3 dBだけ低い。但し、 $x_3 > x_1 = x_2$ である。このようにして、分解能及びクラッター性能は、低周波数ビーム成分だけを使用する場合よりも改良される。また、高周波数成分域での侵入は、より低い差周波数で受波されるので改良される。

【0027】

10

20

30

40

50

図7乃至9は、パラメトリックアレイ差映像化、高調波映像化、及び、和周波数映像化の利点を組み合わせた実施例を示す図である。図7の実施例の場合、送波ビームは、帯域 BW_1 を示す高周波成分 f_1 と、帯域 BW_2 を示す低周波成分 f_2 とを含む。送波ビームの周波数は、二つのタイプの非直線的に発生した成分：本例に示されるような差周波数成分 $(f_1 - f_2)$ と、下側の送波周波数 f_2 の2次高調波成分 $2f_2$ 、及び/又は、 $(1/2)f_1$ のような上側の送波周波数の低調波、がトランスデューサ通過帯域60の中心付近に配置されるように選択される。これらの各非直線性成分は、固有の比較的狭い帯域を示すが、送波周波数を注意深く選択することによって、送波帯域よりも広い合成受波帯域 BW_c が得られる。すなわち、エコー通過帯域は、信号分解能を良くするために本質的に非常に広帯域にされ、エコー信号は、改良された信号対雑音レベルを示す。なぜならば、それらは、両方の非直線性効果の組合せによるからである。

【0028】

本実施例の受波エコー信号は、図6dに示されるように、分解能とクラッター性能が高められている。図6dには、高調波エコー成分 $2f_2$ に対するメインローブ110とサイドローブ112が示されている。上述の米国特許第5,879,303号には、サイドローブ112がメインローブ110のレベルよりも x_4 dBだけ低いために、高調波ビームプロファイルがクラッター性能と信号対クラッター性能を改良することが示されている。ここで、 $x_4 > x_1 = x_2$ であり、特に、非常に不均一な異常性のある組織層の場合に有利である。かくして、得られたエコー信号は、改良された性能を発揮し、ここで、 $x_3 < x_4 > x_1, x_2$ であり、差ビームプロファイルの信号対雑音性能は、 x_3 dBである。したがって、このことから分かるように、図7の実施例は、広帯域映像化実施例において、パラメトリック映像化と高調波映像化の両方の性能上の利点を組み合わせている。

【0029】

高調波映像化によって生じる問題の一つは、高周波数信号が組織を通過するときの高周波数高調波の減衰である。この深さ依存性減衰は、信号侵入を制限し、したがって、高調波映像化中の画像深さを制限する。図8の実施例の場合に、高調波映像化と、和周波数映像化の組合せは、この問題を取り扱うため使用される。送波ビームは、図示されるように、送波周波数成分 f_1 及び f_2 を含む。これらの成分は、トランスデューサ通過帯域60の下側部分にあり、低周波数は、組織中の優れた深さ侵入を実現する。受波中に、三つのエコー信号帯域である、 f_2 送波成分の高調波 $2f_2$ と、和信号 $f_1 + f_2$ と、 f_1 送波成分の高調波 $2f_1$ が、中心、すなわち、トランスデューサ通過帯域60の非常に高感度部分で受信される。これらの各帯域は、前の帯域よりも徐々に周波数が低下し、各帯域による深さ侵入が徐々に良くなる。三つのエコー信号帯域は、画像の深さ全体を通じて受波され、或いは、異なる深さに亘って選択的に使用され、高調波成分とエコー信号成分の混合である画像を生成する。たとえば、 $2f_2$ 帯域のエコー信号は、浅い深度の画像を形成するため受信され、帯域 $f_1 + f_2$ の和信号は、中間深度の画像を生成するため使用され、 $2f_1$ 帯域は最深度の画像深さの画像を形成するため使用され、これにより、各帯域の相対的な進入の利点を得られる。雑音を除去するため、エコーがより深い場所のビームから受信されるのに伴って、 $2f_2$ 帯域を包含する通過帯域から移動するトラッキングフィルタが使用される。図8の一実施例で f_1 及び f_2 として利用される周波数の一例は、1.2 MHzと1.6 MHzであり、これにより得られる受波信号帯域は、3.2 MHz、2.8 MHz及び2.4 MHzである。

【0030】

図9は、高調波と差周波数エコー信号の両方の組合せを用いることによって深さ依存性減衰の問題を解決する一実施例の説明図である。同図の送波ビームは、周波数成分 f_1 及び f_2 を有する。受波エコー信号は、帯域 $2f_1$ の信号と、送波周波数 f_1 の高調波と、差周波数帯域 $f_2 - f_1$ における信号と、を含む。 $2f_1$ 高周波数信号は、画像の近距離音場（浅い深度）部分を生成するため使用され、高調波映像化の特性であるクラッター除去を行う。 $2f_1$ 高周波数は、深さ依存性によって非常に大きく影響されるので、画像の遠距離音場（より深い深度）部分は、低周波数 $f_2 - f_1$ の差周波数信号から形成される。

変形例として、近距離音場の深度と、遠距離音場の深度の間の中間領域で、高周波数と低周波数の両方の混合が使用される。上述の実施例のように、画像中の雑音を除去するため、エコー信号が徐々に増加する深さから受信されるのに応じて、受波信号通過帯域を高周波数から低周波数へ移すためにトラッキングフィルタを使用してもよい。図9の一実施例で f_1 及び f_2 として利用される周波数の一例は、3.0MHzと5.0MHzであり、これにより得られる高調波信号は6.0MHzに配置され、差周波数信号は2.0MHzに配置される。

【0031】

さらに、パラメトリックエコー成分及び高調波エコー成分は、共に、非直線性処理によって形成され、上述の実施例における送波された信号成分から、帯域通過フィルタリング、
或いは、好ましくは、パルス反転技術を用いて分離される点有利である。これは、位相が180°()異なる二つの多重周波数送波ビームから得られたエコーによって表わされる。

$$(+) : \sin \quad_1 t + \sin \quad_2 t$$

$$(-) : \sin (\quad_1 t + \quad) + \sin (\quad_2 t + \quad)$$

ここで、2個の送波周波数は、 $\quad_1 t$ 及び $\quad_2 t$ であり、(+)及び(-)は、二つのビーム間の位相差を表わす。二つのビームからのエコー信号が、2次高調波成分を分離するためパルス反転技術によって組み合わせられたとき、

$$\sin (\quad_1 t + \quad) = -\sin \quad_1 t$$

という結果が得られ、両方のエコーの組合せは、

$$\sin \quad_1 t - \sin \quad_1 t = 0$$

であり、基本送波成分 $\quad_1 t$ を相殺する。二つのエコーの高調波成分は、

$$\sin 2 \quad_1 t、並びに、\sin (2 \quad_1 t + 2 \quad) = \sin 2 \quad_1 t$$

であり、組み合わせることにより、 $2 \sin 2 \quad_1 t$ が生成され、 $\quad_1 t$ の分離された2次高調波である。2個のエコーが合成されたとき、差信号が生成され、 $\sin (\quad_1 t - \quad_2 t)$

$$\sin (\quad_1 t + \quad - \quad_2 t - \quad) = \sin (\quad_1 t - \quad_2 t)$$

のような結果が得られ、これらを合わせることににより、

$$2 \sin (\quad_1 t - \quad_2 t)$$

という結果が得られる。したがって、パラメトリック差信号は、パルス反転分離高調波と同様に、1個のエコー信号中で所望の成分の2倍のレベルまで強められる。図7、8及び9の実施例は、パルス反転分離と共に利用することによって、パラメトリック映像化と高調波映像化の両方の利点を高める効果を奏する。

【0032】

本発明の実施例で利用される典型的な音圧パルス200は、図10aに示されている。この送波パルスのスペクトルは、図10bに示され、本例の場合に、約1.4MHz及び3.6MHzの周波数に配置された帯域202及び204に示されるような2個の成分 f_1 及び f_2 を有する。多重周波数パルス200が超微粒気泡又は組織のような非直線性媒体で伝達されるとき、非直線性応答の成分は、基本伝搬周波数の高調波、すなわち、 f_1 、 $2f_1$ 、 $3f_1$ 並びに f_2 、 $2f_2$ 、 $3f_2$ (以下同様)である。非直線性応答は、伝搬パルスとその高調波の和周波数及び差周波数の成分、すなわち、 $f_1 + f_2$ 、 $2(f_1 + f_2)$ 、 $3(f_1 + f_2)$ など、並びに、 $f_1 - f_2$ 、 $2(f_1 - f_2)$ 、 $3(f_1 - f_2)$ など、を含む。高調波ビームは、高調波成分を生じさせる蓄積的生成処理のために、ビーム幅が狭く、サイドローブが低く、異常なアーティファクトが少ない、という上述の特性を備えているので、多数のアプリケーションに関して基本周波数ビームよりも望ましい。差周波数ビームは、累積的生成処理によって形成され、高調波ビームと同じ多数の利点を享受し、さらに、一般的に、高調波ビームよりもサイドローブが低くなり、吸収特性が低下する。

【0033】

音響パルス200が、非直線性気泡振動を誘発するには不足する低振幅で高周波の音波を

10

20

30

40

50

超微粒気泡に当てるため使用されるとき、気泡輻射線の振動は、図 1 1 a の曲線 2 1 0 に示された振動と類似しているであろう。本例は、超微粒気泡が、0 . 0 1 M P a の圧力で高調波照射された血液内の 3 . 2 μ m の超微粒気泡である、と仮定している。超微粒気泡によって反響するエコーは、本質的に直線性であり、図 1 1 b に示されるように 2 個のスペクトルピーク 2 1 2 及び 2 1 4 を伴う周波数内容を含み、これは、図 1 0 b に示された送波パルスのスペクトルに極めて類似し、また、気泡は共振特性が直線性である。

【 0 0 3 4 】

送波音響パルスの振幅が増加し、非直線性気泡挙動が現れたとき、超微粒気泡の半径は、図 1 2 a の半径 - 時間曲線 2 1 6 に示されるように非直線的に振動する。本例の場合、音圧は、0 . 1 M P a であるとしている。超微粒気泡によって返されるエコーのスペクトルは、図 1 2 b に示されている。このスペクトルは、帯域 2 1 2 ($f_1 = 1 . 4$ M H z) と帯域 2 1 4 ($f_2 = 3 . 6$ M H z) の 2 個の送波周波数成分を含む。このスペクトルは、 f_1 の 2 次高調波 ($2 f_1 = 2 . 8$ M H z) にピーク 2 2 2 をもち、 f_1 と f_2 の間の差周波数 ($f_2 - f_1 = (3 . 6 - 1 . 4) = 2 . 2$ M H z) にピーク 2 2 0 をもつ。二つのエコーが、反対位相又は極性の送波パルスから取得され、合成されたとき、基本周波数を含む奇数次の高調波が除去され、図 1 3 に示されるように、偶数次の高調波と、帯域 2 2 0 の和周波数と、帯域 2 2 2 の差周波数とだけが残される。

【 0 0 3 5 】

造影剤と共に使用されたときの本発明の別の利点は、多数の送波周波数が多数のサイズの超微粒気泡を励起することである。現在使用されている殆どの造影剤は、直径が 1 乃至 1 0 μ m の超微粒気泡を含む。より小さい気泡は、高周波励起パルスによりよく応答し、大きい気泡は、低い方の周波数に良好に応答する。送波パルスのそれぞれの周波数成分の振幅は、所与のサイズ及びある範囲のサイズの超微粒気泡を優先的に励起するよう選択される。これは、上記の式の係数 a 及び b を選択することによって実行される。たとえば、図 1 4 は、図 1 0 a 及び 1 0 b に示されるような 2 個の周波数成分を含むパルスによって高調波を照射されたときに異なるサイズの超微粒気泡からのエコーのスペクトルを示す。本例の場合、小さい (直線性) 振幅関係が説明の便宜上使用される。図 1 4 a には、1 μ m の気泡の「応答」が示され、図 1 4 b には、4 μ m の気泡の応答が示されている。図 1 4 a の小さい方の気泡は、高周波数側でより大きい応答 2 1 4 ' を示し、小さい方の応答 2 1 2 ' は低い方の周波数で得られる。図 1 4 b の大きい方の気泡は、低周波数側でより大きい応答 2 1 2 " を示し、小さい方の応答 2 1 4 " は高周波数側で得られる。広範囲の周波数が送波されるとき、広範囲のサイズの気泡が励起される。造影剤ではなく、気泡が存在しない組織高調波映像化のため使用された場合、高い方の帯域 2 1 4 ' は、高周波数側を低周波数側よりも大きい程度で減衰させる深さ依存性減衰の影響を相殺するため、低い方の帯域 2 1 2 ' よりも大きい送信強度をもつ。 f_1 送波成分及び f_2 送波成分に対する係数 a 及び b の異なる比率は、異なる深さゾーン、又は、多数の送波ゾーン集中の実施例のため使用される。たとえば、高周波数成分用の係数 a は、一定を維持するか、又は、深さに応じて減少し、低周波数成分用の係数 b は、深さに伴って、又は、ゾーンが深くなるのに伴って増加する。高周波数成分及び低周波数成分に対するこれらの振幅変動は、特定の実施例では、個別に使用され、或いは、併せて使用され得る。

【 0 0 3 6 】

図 1 5 a 及び 1 5 b は、送波パルス波形 2 3 0 と、3 個の周波数成分を有する多重周波数送波ビームのスペクトルとを示す。図 1 5 b のスペクトルに示されるように、図 1 5 a の圧力パルスは、 $f_1 = 1 . 4$ M H z、 $f_2 = 2 . 0$ M H z、及び、 $f_3 = 3 . 6$ M H z に配置された 3 個の周波数ピーク 2 3 2、2 3 4 及び 2 3 6 をもつ。これらの送波周波数成分は、以下の成分を含む非直線性エコー成分を生成する。

【 0 0 3 7 】

$$f_3 - f_2 = 1 . 6 \text{ M H z}$$

$$f_3 - f_1 = 2 . 2 \text{ M H z}$$

$$2 f_1 = 2 . 8 \text{ M H z}$$

10

20

30

40

50

$$f_1 + f_2 = 3.4 \text{ MHz}$$

$$2f_2 = 4.0 \text{ MHz}$$

これらの成分は、全て、トランスデューサ通過帯域 60 内に含まれる。したがって、ここからわかるように、3 個の周波数成分から構成された多重周波数送波パルスから、広帯域幅の受信エコー信号が得られる。上述の通り、受信エコー信号の直線性成分は、パルス反転処理によって除去され得る。

【0038】

本発明の別の実施例は、図 16a 及び 16b に示されている。本実施例の場合に、送波パルスは、周波数変調される（チャープパルスとしても知られる FM パルスである）。低周波数側から高周波数側へ周波数変調された音圧波形 240 は、図 16a に示されている。例示された波形のスペクトルは、図 16b に示されるように公称中心周波数の 2.1 MHz を有する。このようなパルスの異なる周波数成分（高調波、和周波数及び差周波数）の相互作用によって生じる非直線性結果は、トランスデューサ通過帯域全体を、1.6 MHz から 4.0 MHz までのエコー成分で埋め尽くす。

【0039】

図 17 は、マルチライン受波、すなわち、1 個の送波イベントにตอบสนองして多数の受波ラインで受信する仕組みを、和信号又は差信号のパルス反転分離と共に採用する実施例の説明図である。本実施例の場合、アレイ・トランスデューサ 12 は、2 個の周波数成分を用いて、

$$\sin \quad_1 t + \sin \quad_2 t$$

のように表現されるビーム T_1 を送波する。この送波ビームにตอบสนองして、送波ビーム T_1 の何れかの側に並んで配置された二つの受波ビーム R_A 及び R_B が生成される。第 1 の送波ビームとは位相がずれている第 2 の多重周波数ビーム T_2 が送波される。第 2 の送波ビームは、

$$\sin (\quad_1 t + \quad) + \sin (\quad_2 t + \quad)$$

のように表現される。再度、この第 2 の送波ビームにตอบสนองして、送波ビーム T_2 の何れかの側に並んで配置された 2 個の受波ビーム対が生成される。本実施例の場合に、2 個の送波ビームは、側方に空間的に並べられ、受波ビームは、送波ビームの場所の一方側に並べられる。和信号成分又は差信号成分を分離するため、並べられた受波ビームは、パルス反転によって合成される。すなわち、 $R_A + R_C$ 、及び、 $R_B + R_D$ が合成される。送信波形の位相差のために、基本成分は相殺し、和信号又は差信号は互いに強め合う。図 17 の実施例の場合に、二つの空間的に識別可能な和信号又は差信号の受信走査線は、1 : 1 の対応関係と、従来の 2 回（又は、それ以上の）送波イベントパルス反転の 2 回の送波イベントから作成されることがわかる。高次マルチラインは、送波イベント毎により多数の受信走査線を生じる可能性があるため、表示のフレームレートが増大する。

【0040】

図 18 は、横方向に空間的に分離した送波ビームが空間的に中程度の和受波ビーム又は差受波ビームを生成するため利用される実施例を示す図である。

$$\sin \quad_1 t + \sin \quad_2 t$$

の形式の送波ビーム T_1 が最初に送信され、 T_1 送波ビームと揃ったビーム R_A が受信される。

$$\sin (\quad_1 t + \quad) + \sin (\quad_2 t + \quad)$$

の形式の第 2 の送波ビーム T_2 は、トランスデューサ 12 のアパーチャに沿った空間的に区別可能な場所で送信され、第 2 の送波と揃ったビーム R_B が受信される。二つの受波ビーム R_A 及び R_B は、中間的な空間位置 300 に和信号成分又は差信号成分の受波ビームを形成するため、パルス反転（ $R_A + R_B$ ）によって組み合わせられる。 T_1 及び T_2 によって示されるように位相が交互に代わる横方向に離れた送波ビームの並びは、送波ビーム位置のそれぞれの対の間に分離された和走査線又は差走査線を生成するため使用され、これにより、送波ビームと分離した和走査線又は差走査線の比として、約 1 : 1 の比が得られる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 1 】

上述の送波ビームと揃った受波ビーム R_A 及び R_B の代わりに、受波ビームは、図 18 に同時に揃えられたビーム R_A' 及び R_B' によって示されるような同じ中間位置へ進路制御され得る。二つの受波ビームは、パルス反転によって結合され、中間位置に和信号走査線又は差信号走査線を生成する。マルチライン受信は、図 18 における送波ビーム T_1 及び T_2 の片側で二つ以上のビームを受信するため使用され、次に、和信号又は差信号のパルス反転分離が行われ、これにより、受波走査線対送波ビームの比が非常に大きくなり、表示フレームレートも非常に高くなる。

【 0 0 4 2 】

以上の通り、感度が最大である通過帯域の中心で励起及び受信を行うため、トランスデューサ帯域幅の上端と下端の両方を使用する非直線性映像化技術について説明した。受信された帯域幅は、2 次高調波と差周波数の両方を聴取することによって効率的に増大される。多重成分受信エコー信号によって得られる分解能を犠牲にすることなく、よりすぐれた信号対雑音特性を得るため、より多くのエネルギーがターゲットへ配分されるように、幅の狭い帯域幅が励起のため使用される。本発明の原理は、3 次元映像化にそのまま適用することが可能であり、その場合に、和信号成分又は差信号成分、及び / 又は、高調波成分は、3 次元領域へ音波を照射することによって生成される。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】

本発明の原理に従って構成された超音波診断映像化システムのブロック構成図である。

【 図 2 a 】

図 1 の実施例で使用するため適したビーム送波器の構成図（その 1 ）である。

【 図 2 b 】

図 1 の実施例で使用するため適したビーム送波器の構成図（その 2 ）である。

【 図 3 】

本発明に従って動作するトランスデューサの送波帯域及び受波帯域の説明図である。

【 図 4 】

本発明の多重周波数送波器の一部の可変送波パラメータの説明図である。

【 図 5 】

本発明に従って動作するトランスデューサの別の送波帯域及び受波帯域の組の説明図である。

【 図 6 a 】

本発明の別の実施例のビームパターンの説明図（その 1 ）である。

【 図 6 b 】

本発明の別の実施例のビームパターンの説明図（その 1 ）である。

【 図 6 c 】

本発明の別の実施例のビームパターンの説明図（その 1 ）である。

【 図 6 d 】

本発明の別の実施例のビームパターンの説明図（その 1 ）である。

【 図 7 】

混変調積信号と 2 次高調波信号の両方を使用する本発明の別の実施例の説明図である。

【 図 8 】

深さ依存性減衰の問題を解決するため非直線性成分及び高調波成分を使用する本発明の一実施例の説明図である。

【 図 9 】

深さ依存性減衰の問題を解決するため非直線性差成分及び高調波成分を使用する本発明の一実施例の説明図である。

【 図 10 a 】

多重周波数送波パルス波形とパルスのスペクトルの説明図（その 1 ）である。

【 図 10 b 】

10

20

30

40

50

多重周波数送波パルス波形とパルスのスペクトルの説明図（その２）である。

【図１１ａ】

図１０ａのパルスに対する低振幅（低非直線性）超微粒気泡応答と応答によって反響するエコーのスペクトルの説明図（その１）である。

【図１１ｂ】

図１０ａのパルスに対する低振幅（低非直線性）超微粒気泡応答と応答によって反響するエコーのスペクトルの説明図（その２）である。

【図１２ａ】

図１０ａのパルスに対する非直線性超微粒気泡応答からのエコーとそのスペクトルの説明図（その１）である。

10

【図１２ｂ】

図１０ａのパルスに対する非直線性超微粒気泡応答からのエコーとそのスペクトルの説明図（その２）である。

【図１３】

パルス反転処理によって分離された図１２ｂのスペクトルの非直線性部分の説明図である。

【図１４ａ】

二つの別々のサイズの超微粒気泡のため設計された送波パルスのスペクトルの説明図（その１）である。

【図１４ｂ】

二つの別々のサイズの超微粒気泡のため設計された送波パルスのスペクトルの説明図（その２）である。

20

【図１５ａ】

３個の周波数送波ビームに対するパルス波形とそのパルスのスペクトルの説明図（その１）である。

【図１５ｂ】

３個の周波数送波ビームに対するパルス波形とそのパルスのスペクトルの説明図（その２）である。

【図１６ａ】

周波数変調型多重周波数送波パルスとそのパルスのスペクトルの説明図（その１）である。

30

【図１６ｂ】

周波数変調型多重周波数送波パルスとそのパルスのスペクトルの説明図（その２）である。

【図１７】

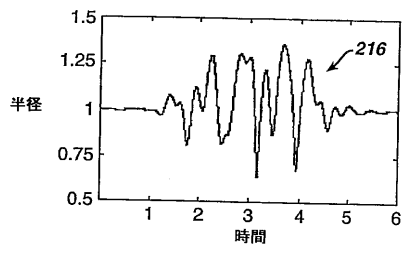
マルチライン受波器からの和信号成分と差信号成分を分離するため使用されるパルス反転の説明図である。

【図１８】

空間的に区別可能な送波ビームを用いて和信号成分又は差信号成分を分離するため使用されるパルス反転の説明図である。

40

【図 1 2 a】



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
11 April 2002 (11.04.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/29433 A2

- (51) International Patent Classification: G01S 7/52 (74) Agent: LOTTIN, Claudine; Internationaal Octrooibureau B.V., Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).
- (21) International Application Number: PCT/EP01/11172 (81) Designated State (national): JP.
- (22) International Filing Date: 26 September 2001 (26.09.2001) (84) Designated States (regional): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 60/237,407 2 October 2000 (02.10.2000) US
09/923,682 6 August 2001 (06.08.2001) US
- (71) Applicant: KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V. [NL/NL]; Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL).
- (72) Inventor: AVERKIOU, Michalakis; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).

Published:
— without international search report and to be republished upon receipt of that report
— entirely in electronic form (except for this front page) and available upon request from the International Bureau

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.



WO 02/29433 A2

(54) Title: ULTRASONIC DIAGNOSTIC IMAGING OF NONLINEARLY INTERMODULATED AND HARMONIC FREQUENCY COMPONENTS

(57) Abstract: An ultrasonic diagnostic imaging system and method are described for performing nonlinear echo signal imaging with harmonic and intermodulation product (sum or difference frequency) components. Both the harmonic and the intermodulation products are produced by nonlinear effects of tissue or contrast agents and both are advantageously separated from the fundamental transmit components of the echo signals by pulse inversion processing. The use of both nonlinear components can improve the signal to noise ratio of the ultrasonic images, and the two types of components can be blended or used in different regions of an image to offset the effects of depth dependent attenuation.

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

1

Ultrasonic diagnostic imaging of nonlinearly intermodulated and harmonic frequency components

This invention relates to ultrasonic diagnostic imaging systems and, in particular, to ultrasonic diagnostic imaging systems which produce images using component frequencies which have been produced by a nonlinear transmission medium or target within the body.

5 Harmonic imaging is in widespread use in ultrasonic imaging today because of the advantages in signal segmentation and image clarity which it provides. Harmonic imaging at present has two applications: harmonic contrast imaging and tissue harmonic imaging, both of which involve nonlinear signal components. Examples of these two types of harmonic imaging may be found in U.S. Patents 5,833,613 (for harmonic contrast) and
10 5,879,303 (tissue harmonic) of which I am a co-inventor. Harmonic contrast imaging provides the advantage of sharp signal segmentation and signal-to-clutter improvement due to the fact that harmonic contrast agents return relatively strong harmonic signals in response to fundamental frequency insonification. These relatively strong harmonic contrast signals are readily distinguished from the fundamental frequency and relatively low level harmonic
15 signals returned from tissue and other substances in the body. Tissue harmonic imaging, while having a signal-to-noise deficit as compared to fundamental frequency imaging, provides an advantage in image clarity through a reduction in image clutter. Since the distortion of acoustic waves passing through tissue which gives rise to the harmonic components only begins to develop and build as the waves travel deeper into the body, near
20 field scatterers which are a source of image clutter can scatter only the low or insignificant levels of harmonic energy present at shallow depths. Thus, tissue harmonic images will exhibit reduced clutter as compared to fundamental frequency images, although at reduced signal levels due to the lower level of the harmonic components and by reason of depth dependent attenuation of the higher frequency harmonic signals. It would be desirable to
25 utilize nonlinear signals which afford the foregoing advantages but with greater signal levels, better signal-to-clutter ratios, broader bandwidths, and reduced depth dependent attenuation.

In accordance with the principles of the present invention, ultrasonic imaging is performed by transmitting an ultrasound beam with two or more different frequency components. When the beam passes through a nonlinear transmission medium or encounters

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

2

a nonlinear scatterer the different frequency components intermodulate and develop sum and difference frequencies, as well as multiple frequencies of the fundamental, which are contained in returning echo signals, detected and used to form an ultrasonic image. In accordance with one aspect of the present invention, the transmitted frequency components

5 are located on opposite sides of the transducer peak response (center) frequency, with a received difference frequency signal located in the vicinity of the peak response point of the transducer characteristic. In accordance with another aspect of the present invention, the amplitudes of the transmitted frequencies are chosen in consideration of the effects of depth dependent attenuation and/or the properties of contrast agent microbubbles. In accordance

10 with a further aspect of the present invention, the sum or difference frequencies are matched with a harmonic or subharmonic of one of the transmitted frequencies, thereby providing a receive signal containing nonlinear signal energy from both harmonic and intermodulation effects. In accordance with yet another aspect of the present invention, the sum and difference signals, being produced by nonlinear effects, are separated from the linear transmit

15 signals by the pulse inversion process. In accordance with yet a further aspect of the present invention, a transmit beam includes multiple frequency components for the production of a broadband echo signal of multiple sum and difference frequency components.

20 In the drawings:

Fig.1 illustrates in block diagram form an ultrasonic diagnostic imaging system constructed in accordance with the principles of the present invention;

Figs. 2a and 2b illustrate two beam transmitters suitable for use in the embodiment of Figure 1;

25 Fig. 3 illustrates the transmit and receive bands of a transducer operated in accordance with the present invention;

Fig. 4 illustrates some of the variable transmit parameters of a multifrequency transmitter of the present invention;

Fig. 5 illustrates another set of transmit and receive bands of a transducer

30 operated in accordance with the present invention;

Figs. 6a-6d illustrate beam patterns of another embodiment of the present invention;

Fig. 7 illustrates another embodiment of the present invention which uses both intermodulation product signals and second harmonic signals;

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

3

Fig. 8 illustrates an embodiment of the present invention which uses nonlinear sum and harmonic components to reduce the problem of depth dependent attenuation;

Fig. 9 illustrates an embodiment of the present invention which uses nonlinear difference and harmonic components to reduce the problem of depth dependent attenuation;

5 Figs. 10a and 10b illustrate a multifrequency transmit pulse waveform and a spectrum of that pulse;

Figs. 11a and 11b illustrate a low amplitude (low nonlinearity) microbubble response to the pulse of Figure 10a and the spectrum of the echo returned by that response;

10 Figs. 12a and 12b illustrate echoes from a nonlinear microbubble response to the pulse of Figure 10a and its spectrum;

Fig. 13 illustrates the nonlinear portion of the spectrum of Figure 12b which is separated by pulse inversion processing;

Figs. 14a and 14b illustrate the spectra of transmit pulses designed for microbubbles of two different sizes;

15 Figs. 15a and 15b illustrate a pulse waveform for a three frequency transmit beam and the spectrum of the pulse;

Figs. 16a and 16b illustrate a frequency modulated multifrequency transmit pulse and the spectrum of the pulse;

20 Fig. 17 illustrates the use of pulse inversion to separate sum or difference signal components from a multiline receiver; and

Fig. 18 illustrates the use of pulse inversion to separate sum or difference signal components using spatially distinct transmit beams.

25 Referring first to Figure 1, an ultrasound system constructed in accordance with the principles of the present invention is shown in block diagram form. This system operates by scanning a region of the body being imaged with ultrasonic transmit beams each having two or more frequency components f_1 , f_2 , etc. As each beam is transmitted along its steered path through the body, the multiple frequency components of the beam are
30 intermodulated by the nonlinear effects of the tissue through which the beam passes or the nonlinear response of a contrast agent microbubble encountered by the beam. This intermodulation of the multiple frequency components of the beam produces signal components which are at the sum and difference frequencies of the transmit frequencies, that

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

4

is, f_1+f_2 and f_1-f_2 . The sum or difference signal components are contained in echoes returned from the body and are used to produce the ultrasonic image of the scanned region.

Sum and difference frequencies have been used in ultrasound systems in the past. These applications have generally involved the simultaneous transmission of two or more beams by separate transducers to a specific target location at which the beams interact with each other to produce sum and difference signals which are then usually detected by a third transducer. In U.S. Pat. 3,987,673 an arrangement of this type is used for a Doppler flowmeter to produce Doppler shifted signals at the intersection point with reduced susceptibility to angle of incidence variation. In U.S. Pat. 5,601,086 the beat frequencies at the interaction volume of two intersecting beams are used to measure the flow rate of a contrast agent, and in U.S. Pat. 5,903,516 the beat force generated at the intersection of two beams generates an acoustic wave that can be detected by a receiver. All of these arrangements require precise aiming of the transmitting transducers so that the beams will intersect at the desired location. They all require multiple transducers, usually two for transmitting and a third for receiving. Furthermore, each transmission only elicits information from a single area in the image field, the area in which the multiple beams intersect. The intersection point must be steered over the entire image field in order to scan the full field. By contrast, an embodiment of the present invention can utilize only a single transmit beam which is steered through the image region in the normal manner and does not have to intersect any other beam. Since only a single beam is necessary, only a single mechanically steered transducer or electronically steered array transducer is needed, although the present invention can also be practiced with multiple transducers if desired. Furthermore, as the beam travels through the body along its beam path, the sum and difference signal components of the different frequency components of the beam are reflected from points in the body all along the beam path, enabling a full scanline of image information to be acquired by each transmission, rather than just information from a single area of the image field.

An embodiment of the present invention can make efficient use of the finite bandwidth of the scanhead transducer used for imaging. In harmonic imaging of tissue and contrast agents, the transmit and receive bands must both be contained within the transducer passband so that the single transducer scanhead can be used for both transmission and reception of the differing transmit and receive bands. As shown in my U.S. Pat. 5,879,303 in Figs. 7 and 8, this generally results in the transmit band being located at the lower end of the transducer passband and the receive band being located at the upper end of the transducer passband. Unlike fundamental frequency imaging, where the identical transmit and receive

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

5

bands are both located in the center of the transducer passband where response is optimal, neither of the operative bands is at the center of the transducer band.

An embodiment of the present invention can overcome this problem of suboptimal response. Figure 3 illustrates a representative transducer passband 60. In this example the transducer is transmitting a beam with two transmit bands 62 and 64, one located at 1.4 MHz and another located at 4.2 MHz. As the beam passes through the tissue of the body, and when it encounters a contrast agent microbubble, the nonlinear effects of these substances cause the two frequencies of the transmit beam to mix or intermodulate and produce sum and difference frequencies in the manner of a parametric array, which are returned in echoes of the transmit beam. In the example of Figure 3, the difference frequency of the two transmit frequencies is $(4.2-1.4)$, which is 2.8 MHz as shown by the receive band 66. As the passband 60 shows, this echo frequency falls at or around the center of the transducer passband, where the transducer exhibits its most sensitive response. Thus, the transmit frequencies are located at the upper and lower portions of the transducer passband, but for transmission the passband rolloff is acceptable due to the power level of the transmit beam. The received echoes are many dB lower in intensity than the transmit beam, and are advantageously received at the most sensitive region of the transducer passband.

Figure 1 utilizes a transmitter 16 which transmits multifrequency beams for the nonlinear generation of sum and difference signals within the body. The transmitter is coupled by a transmit/receive switch 14 to the elements of an array transducer 12 of a scanhead 10. The transmitter is responsive to a number of control parameters which determine the characteristics of the transmit beams, as shown in the drawing. Figure 4 illustrates these parameters spectrally in relation to the passband 60 of the transducer 12. The two frequencies f_1 and f_2 of the multifrequency beam are controlled, which determines the frequency differential Δf between the two frequency components of the beam, as well as the frequencies at which the sum (f_1+f_2) and difference (f_1-f_2) frequency components will fall. Also controlled are the amplitudes or intensities a and b of the two transmitted frequency components, causing the transmit beam to be of the form $(b\sin(2\pi f_1 t) + a\sin(2\pi f_2 t))$. The received difference signal component (f_1-f_2) will have an amplitude c as illustrated by the size of band 66 in Figure 4. This amplitude c is not a linear product of the a and b intensities, however, as the sum and difference signals result from nonlinear effects.

Figure 5 illustrates an embodiment of the present invention which utilizes sum signal components. In this example the transmit beam includes two frequency bands 72 and 74 located at 1.2 MHz and 1.6 MHz. These transmit frequency components are nonlinearly

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

6

intermodulated or mixed to result in an echo sum signal band 76 located at 2.8 MHz. The transmit frequencies will also have a difference component of 0.4 MHz which is below the lower cutoff of the transducer passband 60. The sum components 76 are seen to fall at the center of the transducer passband 60 and are used for imaging by the ultrasound system.

5 Returning to Figure 1, the transducer array 12 receives echoes from the body containing sum and difference frequency components which are within the transducer passband. These echo signals are coupled by the switch 14 to a beamformer 18 which appropriately delays echo signals from the different elements then combines them to form a sequence of sum and/or difference signals along the beam from shallow to deeper depths.

10 Preferably the beamformer is a digital beamformer operating on digitized echo signals to produce a sequence of discrete coherent digital echo signals from a nearfield to a farfield depth of field. The beamformer may be a multiline beamformer which produces two or more sequences of echo signals along multiple spatially distinct receive scanlines in response to a single transmit beam. The beamformed echo signals are coupled to a nonlinear signal

15 separator 20. The separator 20 may be a bandpass filter which passes a sum or difference passband 66,76 to the relative exclusion (attenuation) of the transmit bands 62,64 or 72,74. In the illustrated embodiment the separator 20 is a pulse inversion processor which separates the nonlinear signals including the sum and difference components by the pulse inversion technique. Since the sum and difference frequency signals are developed by nonlinear effects,

20 they may advantageously be separated by pulse inversion processing. For pulse inversion the transmitter has another variable transmit parameter which is the phase of the transmit pulse as shown in the drawing. The ultrasound system transmits two or more beams of different transmit polarities or phases. For the illustrated two pulse embodiment, the scanline echoes received in response to the first transmit pulse are stored in a Line1 buffer 22. The scanline

25 echoes received in response to the second transmit pulse are stored in a Line2 buffer 24 and then combined with spatially corresponding echoes in the Line1 buffer by a summer 26. Alternatively, the second scanline of echoes may be directly combined with the stored echoes of the first scanline without buffering. As a result of the different phases or polarities of the transmit pulses, the out of phase fundamental (linear) echo components will cancel and the

30 nonlinear sum and difference components, being in phase, will combine to reinforce each other, producing enhanced and isolated nonlinear sum and/or difference frequency signals. The sum and difference frequency signals may be further filtered by a filter 30 to remove undesired signals such as those resulting from operations such as decimation. The signals are then detected by a detector 32, which may be an amplitude or phase detector. The echo

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

7

signals are then processed by a signal processor 34 for subsequent grayscale, Doppler or other ultrasound display, then further processed by an image processor 36 for the formation of two dimensional, three dimensional, spectral, parametric, or other display. The resultant display signals are displayed on a display 38.

5 Figures 2a and 2b illustrate two detailed embodiments of the transmitter 16 of Figure 1. In the embodiment of Figure 2a, the waveforms for the different frequency components of the transmit pulse are formed separately in digital operations, then combined to form a composite multifrequency transmit signal for application to a transducer element. An f_1 generator 42 produces the f_1 transmit signal component and an f_2 generator 44 produces
10 the f_2 transmit signal component. The generators produce their respective transmit waveforms in response to input control parameters such as f_1 Sel. and f_2 Sel. shown in the drawing which determine the f_1 and f_2 frequency components of the transmitted beam. Other variable input parameters (not shown) may be intensity parameters a and b , and phase or polarity parameters for pulse inversion transmit signals. Alternatively, the output waveforms
15 produced by the generators 42 and 44 may be varied in amplitude and phase or polarity before or after being combined by a combiner 46 into a composite transmit pulse which contains the multiple transmit frequency components. In Figure 2a the waveforms produced by the generators are weighted by digital weighting processor circuits 43 and 45 which apply the weighting factors a and b to the generated waveforms. The weighting circuits can take the
20 form of digital multipliers and the sign of the weighting factor (+1,-1) can be used to control the polarity of the output waveform. The composite transmit pulse is applied to a D/A converter 48 for conversion to an analog signal, which may be further amplified and filtered as desired and used to drive a transducer element 12'.

25 Figure 2b illustrates a second transmitter embodiment in which the composite multifrequency transmit signals are produced in advance, then stored in a waveform library 50, which may be in the form of a digital memory. When a certain multifrequency transmit pulse is desired it is selected from the library 50, weighted by a weighting circuit 51, and stored in a transmit register 52. When the transmitter is triggered to transmit the beam the composite multifrequency waveform is shifted out of the transmit register 52 by a clock
30 signal CLK, converted to an analog signal by the D/A converter 48 and applied to the transducer element 12'. The amplitude of the transmit pulse may be varied by either a digital multiplier preceding the A/D converter such as one used in the weighting circuit, or by an analog amplifier following the A/D converter, and may be filtered in either the analog or digital domain as desired. The individual frequency components may not be separately

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

8

adjusted in amplitude following the transmit register 52 as the waveform is already a composite at that point in this embodiment.

It will be appreciated that the beam transmitted by the transducer array is steered in a desired beam direction and focused at a desired depth of focus, both of which are effected by the timing of application of transmit waveforms to different elements of the transducer array. Accordingly a number of transmit channels such as those shown in Figures 2a and 2b are employed in the transmitter, one for each differently timed transmit waveform. The transmit channels may use the same transmit waveform but the times at which the waveforms of the channels are applied to the transducer elements are varied by the time delay profile needed for steering and focusing from the active elements of the transmit aperture.

An embodiment of the present invention can provide improved lateral resolution and reduced clutter by virtue of the differing beam profiles of the various frequency components. This is illustrated by the beam profiles of Figures 6a-6d. Figure 6a illustrates a beam profile for a lower f_2 frequency component having a relatively broad main lobe 80 and sidelobes 82. The sidelobes, which are a source of clutter as explained in my '303 patent, are x_2 dB below the peak of the main lobe as shown in the drawing. Figure 6b illustrates a beam profile for a higher f_1 frequency component. The main lobe 90 of the f_1 frequency component is relatively narrower than that of the f_2 frequency component by virtue of the higher f_1 frequency. In this illustration the sidelobes 92 are x_1 dB below the main lobe level and for purposes of this example it is assumed that $x_1 = x_2$. Figure 6c illustrates a beam profile for a resultant sum or difference signal component, in this case, the difference frequency component of $f_1 - f_2$. Since this beam profile is a product of the two components of Figures 6a and 6b and is for a frequency greater than the f_2 frequency in this example, the main lobe 100 of the difference frequency is relatively narrower than the f_2 main lobe 80. Furthermore the sidelobes 102 which are a source of clutter are x_3 dB below the level of the main lobe 100 where $x_3 > x_1 = x_2$. Thus there is an improvement in resolution and clutter performance over the use of the low frequency beam component alone. There is also an improvement in penetration over the high frequency component due to the reception at the lower difference frequency.

Figures 7-9 illustrate embodiments which combines the benefits of both parametric array difference imaging, harmonic imaging and sum frequency imaging. In the embodiment of Figure 7 the transmit beam includes a high frequency component f_1 exhibiting a band BW_1 , and a low frequency component f_2 exhibiting a band BW_2 . The frequencies of the transmit beam are chosen so that two types of nonlinearly developed

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

9

components will be located in the vicinity of the center of the transducer passband 60: difference frequency components ($f_1 - f_2$) and second harmonic components $2f_2$ of the lower transmit frequency f_2 as shown in this example, and/or a subharmonic of the upper transmit frequency such as $\frac{1}{2}f_1$. While each of these nonlinear components will exhibit its own

5 relatively narrow band, careful selection of the transmit frequencies can result in a combined receive band BW_c which is broader than the transmitted bands. This means that the echo passband will be more broadband in nature for better signal resolution, and that the echo signals will exhibit an improved signal-to-noise level since they are a combination of both nonlinear effects. The received echo signals of this embodiment will also exhibit enhanced

10 resolution and clutter performance as illustrated by Figure 6d, which shows a main lobe 110 and sidelobes 112 for a harmonic echo component $2f_2$. As my '303 patent explains the harmonic beam profile will exhibit improved clutter and signal-to-clutter performance as the sidelobes 112 are x_4 dB below the level of main lobe 110, where $x_4 > x_1 = x_2$, which is especially beneficial in cases of highly inhomogeneous aberrating tissue layers. Thus, the

15 resultant echo signals can exhibit improved performance where $x_3 \geq x_4 > x_1, x_2$ and the signal-to-noise performance of the difference beam profile is x_3 dB. It is seen therefore that the embodiment of Figure 7 combines the performance benefits of both parametric and harmonic imaging in a broadband imaging embodiment.

One of the problems which harmonic imaging presents is the attenuation of

20 high frequency harmonics as the high frequency signals pass through tissue. This depth dependent attenuation limits the signal penetration and hence the image depth during harmonic imaging. In the embodiment of Figure 8, a combination of harmonic and sum frequency imaging is used to address this problem. The transmit beam includes transmit frequency components f_1 and f_2 as shown in the drawing. These components are at the lower

25 portion of the transducer passband 60 and their low frequencies provide good depth penetration in tissue. During reception three echo signal bands are received in the central, more sensitive portion of the transducer passband 60: a harmonic $2f_2$ of the f_2 transmit component, a sum signal $f_1 + f_2$, and a harmonic $2f_1$ of the f_1 transmit component. Each of these bands is progressively lower in frequency than the previous band, resulting in

30 progressively better depth penetration with each band. The three echo signal bands can be received throughout the depth of the image, or they can be selectively used over different depths to produce an image which is a blend of harmonic and sum echo signal components. For example, echo signals in the $2f_2$ band can be received to form the image at shallow depths, the sum signals in band $f_1 + f_2$ can be used to produce the image an intermediate depth,

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

10

and the $2f_1$ signal band can be used to form the image at the deepest image depths, thereby taking advantage of the relative penetration performance of each band. To reduce noise a tracking filter can be employed which moves from a passband encompassing the $2f_2$ band as echoes are initially received at shallow depths, then moves progressively lower as echoes are received from a beam at greater and greater depths. An example of frequencies which may be employed for f_1 and f_2 in a constructed embodiment of Figure 8 are 1.2 MHz and 1.6 MHz, resulting in receive signal bands at 3.2 MHz, 2.8 MHz, and 2.4 MHz.

Figure 9 illustrates an embodiment which addresses the problem of depth dependent attenuation by using a combination of harmonic and difference frequency echo signals. The transmit beam in this drawing contains frequency components f_1 and f_2 as shown. The received echo signals include signals in band $2f_1$, the harmonic of the transmit frequency f_1 , and signals in band $f_2 - f_1$, the difference frequency band. The $2f_1$ high frequency signals are used to produce the near field (shallow depth) portion of the image, providing the clutter reduction which is characteristic of harmonic imaging. Since the $2f_1$ high frequencies are more greatly affected by depth dependent attenuation, the far field (greater depth) portion of the image is formed from the low frequency $f_2 - f_1$ difference frequency signals. A variation is to use a blend of both the high and low frequencies in an intermediate range between the near and far field depths. As in the previous embodiment a tracking filter could be used to move the receive signal passband from higher to lower frequencies as the echo signals are received from ever increasing depths to reduce noise in the image. An example of frequencies which may be employed for f_1 and f_2 in a constructed embodiment of Figure 9 are 3.0 MHz and 5.0 MHz, resulting in the harmonic signals being located in a 6.0 MHz band and the difference frequency signals in a 2.0 MHz band.

Furthermore, the parametric and harmonic echo components, both being formed by nonlinear processes, may both be advantageously separated from the transmitted signal components in the previous embodiments by either bandpass filtering or, preferably, the pulse inversion technique. This is shown by echoes resulting from two multifrequency transmit beams which differ in phase by 180° (π):

(+): $\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t$ and

(-): $\sin(\omega_1 t + \pi) + \sin(\omega_2 t + \pi)$

where the two transmit frequencies are $\omega_1 t$ and $\omega_2 t$ and (+) and (-) indicate the phase difference between the two beams. When the echo signals from the two beams are combined

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

11

by the pulse inversion technique to separate the second harmonic components the following results:

$\sin(\omega_1 t + \pi) = -\sin \omega_1 t$, and therefore the combination of both echoes is $\sin \omega_1 t - \sin \omega_1 t = 0$,

which cancels the fundamental transmit component $\omega_1 t$. The harmonic components of the

5 two echoes are $\sin 2\omega_1 t$ and $\sin(2\omega_1 t + 2\pi) = \sin 2\omega_1 t$, which combine to produce $2\sin 2\omega_1 t$, the separated second harmonic of $\omega_1 t$. When the two echoes are combined to produce difference signals, the following results:

$\sin(\omega_1 t - \omega_2 t)$ and

$\sin(\omega_1 t + \pi - \omega_2 t - \pi) = \sin(\omega_1 t - \omega_2 t)$ which combine to produce the result of

10 $2\sin(\omega_1 t - \omega_2 t)$. Thus, the parametric difference signal is, like the pulse inversion separated harmonic, enhanced to twice the level of the desired component in a single echo signal. The embodiments of Figures 7, 8, and 9, when utilized with pulse inversion separation, thus provide the enhanced benefits of both parametric and harmonic imaging.

An exemplary acoustic pressure pulse 200 which may be employed in an
15 embodiment of the present invention is shown in Figure 10a. The spectrum of this transmit pulse is shown in Figure 10b and has two components f_1 and f_2 as shown by bands 202 and 204, located about frequencies of 1.4 MHz and 3.6 MHz in this example. When the multifrequency pulse 200 is transmitted in a nonlinear medium such as microbubbles or tissue the nonlinear response will have components that are harmonics of the fundamental
20 transmit bands: f_1 , $2f_1$, $3f_1$, etc. and f_2 , $2f_2$, $3f_2$, etc. The nonlinear response will also have components of the sum and difference frequencies of the transmit pulse and their harmonics: f_1+f_2 , $2(f_1+f_2)$, $3(f_1+f_2)$, etc. and f_2-f_1 , $2(f_2-f_1)$, $3(f_2-f_1)$, etc. The harmonic beam has the characteristics described above which make it more desirable than the fundamental frequency beam for many applications, including narrower beam-width, lower sidelobes, and less
25 aberration artifacts due to the cumulative generation process which gives rise to the harmonic components. The difference frequency beam is also formed by the cumulative generation process and enjoys many of the same benefits as the harmonic beam, and in addition generally exhibits lower sidelobes and a lower absorption characteristic than the harmonic beam.

30 When the acoustic pulse 200 is used to insonify microbubbles at low amplitudes which are insufficient to cause nonlinear bubble oscillation, the oscillation of the bubble radius will appear similar to that shown by curve 210 in Figure 11a. This example assumes that the microbubble is a 3.2 μm microbubble in blood which is insonified by a

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

12

pressure of 0.01 MPa. The echo returned by the microbubble will be linear in nature and have a frequency content with two spectral peaks 212,214 as shown in Figure 11b, which closely resembles the spectrum of the transmit pulse shown in Figure 10b, and also the bubble linear resonance characteristic.

5 When the amplitude of the transmitted acoustic pulse is increased so that nonlinear bubble behavior results, the radius of the microbubble will oscillate nonlinearly as illustrated by the radius-time curve 216 in Figure 12a. In this example the acoustic pressure is assumed to be 0.1 MPa. The spectrum of the echo returned by the microbubble is shown in Figure 12b. This spectrum includes the two transmitted frequency components in bands 212
10 (where $f_1=1.4$ MHz) and 214 (where $f_2=3.6$ MHz). The spectrum also includes a peak 222 at the second harmonic of f_1 (where $2f_1=2.8$ MHz) and a peak 220 at the difference frequency between f_1 and f_2 (where $f_2-f_1=(3.6-1.4)=2.2$ MHz). When two echoes are obtained from transmit pulses of opposite phase or polarity and combined, the odd harmonics including
15 fundamental frequencies are eliminated, leaving only the even harmonics and sum and difference frequencies in bands 220,222 as shown in Figure 13.

Another advantage of the present invention when used with contrast agents is that the multiple transmit frequencies will excite microbubbles of multiple sizes. Most contrast agents in present use have microbubbles with diameters of 1-10 μm . Smaller bubbles respond better to higher frequency excitation pulses and larger bubbles respond better to
20 lower frequencies. The amplitudes of the respective frequency components of the transmit pulse can therefore be chosen to preferentially excite microbubbles of a given size or range of sizes. This is done by the choice of coefficients a and b in the expressions shown above. For example, Figures 14 show spectra of echoes from microbubbles with different sizes when insonified with pulses containing two frequency components as shown in Figures 10a and
25 10b. In this example small (linear) amplitude relationships are used for simplicity of illustration. In Figure 14a the response of a 1 μm microbubble is shown, whereas in Figure 14b a 4 μm bubble response is illustrated. The smaller bubble of Figure 14a has a larger response 214' at the higher frequency and a smaller response 212' at the lower frequency. The larger bubble of Figure 14b has a larger response 212'' at the lower frequency and a
30 smaller response 214'' at the higher frequency. When a broad range of frequencies is transmitted, a broad range of bubble sizes will be excited. When used for tissue harmonic imaging rather than contrast agents, where there are no bubbles, the higher band 214' can be of a greater transmit intensity than the lower band 212' to offset the effects of depth dependent frequency attenuation, which attenuates higher frequencies to a greater degree than

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

13

lower frequencies. Different ratios of coefficients a and b for the f_1 and f_2 transmit components can be used for different depth zones or a multiple transmit zone focus embodiment. For example the a coefficient for the high frequency component can remain constant or decline with depth while the b coefficient for the low frequency component is increased with depth or deeper zones. These amplitude variations for high and low frequency components can be used individually or together in a particular embodiment.

Figures 15a and 15b illustrate a transmit pulse waveform 230 and spectrum for a multifrequency transmit beam having three frequency components. As the spectrum of Figure 15b illustrates, the pressure pulse of Figure 15a has three frequency peaks 232, 234, and 236, located at $f_1=1.4$ MHz, $f_2=2.0$ MHz, and $f_3=3.6$ MHz. These transmit frequency components will produce nonlinear echo components including:

$$f_3-f_2 = 1.6 \text{ MHz}$$

$$f_3-f_1 = 2.2 \text{ MHz}$$

$$2f_1 = 2.8 \text{ MHz}$$

$$f_1+f_2 = 3.4 \text{ MHz and}$$

$$2f_2 = 4.0 \text{ MHz,}$$

all of which can be encompassed within the transducer passband 60. Thus, it is seen that a multifrequency transmit pulse of three constituent frequency components can result in a received echo signal of broad bandwidth. As above, the linear components of the received echo signals can be removed by pulse inversion processing.

Another embodiment of the present invention is illustrated by Figures 16a and 16b. In this embodiment the transmit pulse is frequency modulated (an FM pulse, also known as a chirp pulse.) An acoustic pressure waveform 240 which is frequency modulated from a lower to a higher frequency is shown in Figure 16a. The spectrum of the illustrated waveform has a nominal center frequency of 2.1 MHz as shown in Figure 16b. The nonlinear results of interaction of the different frequency components (harmonics, sum and difference frequencies) of such a pulse can fill the complete transducer passband with echo components ranging from 1.6 to 4.0 MHz.

Figure 17 illustrates an embodiment employing multiline reception, that is, reception of multiple receive lines in response to a single transmit event, with pulse inversion separation of sum or difference signals. In this embodiment an array transducer 12 transmits a beam T_1 with two frequency components which is expressed as $\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t$. In response to this transmit beam two receive beams are produced, R_A and R_B , which are located laterally on either side of the transmit beam T_1 . A second multifrequency beam T_2 is

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

14

transmitted which is out of phase with the first transmit beam and is expressed as $\sin(\omega_1 t + \pi) + \sin(\omega_2 t + \pi)$. Again, two receive beams are produced in response to this second transmit beam which are laterally located on either side of the T_2 transmit beam. In the illustrated embodiment the two transmit beams are laterally spatially aligned and the receive beams are aligned on either side of the transmit beam locations. To separate the sum or difference signal components the aligned receive beams are combined by pulse inversion, that is, $R_A + R_C$ and $R_B + R_D$. Due to the phase difference of the transmit waveforms the fundamental components will cancel and the sum or difference signals will reinforce each other. In the embodiment of Figure 17 it is seen that two spatially distinct receive scanlines of sum or difference signals have been created from two transmit events, a 1:1 correspondence and an improvement over conventional two (or higher) transmit event pulse inversion. Higher order multiline can result in even greater numbers of received scanlines per transmit event and hence even greater frame rates of display.

Figure 18 illustrates an embodiment where laterally spatially distinct transmit beams are employed to produce spatially intermediate sum or difference receive beams. A transmit beam T_1 of the form $\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t$ is first transmitted and a beam R_A is received which is in alignment with the T_1 transmit beam. A second transmit beam T_2 of the form $\sin(\omega_1 t + \pi) + \sin(\omega_2 t + \pi)$ is transmitted at a spatially distinct location along the aperture of the transducer 12 and a beam R_B is received in alignment with the second transmit. The two receive beams R_A and R_B are combined by pulse inversion ($R_A + R_B$) to form a receive beam of sum or difference signal components at an intermediate spatial location indicated at 300. A succession of laterally spaced transmit beams which alternate in phase as shown by T_1 and T_2 can be used to produce separated sum or difference scanlines between each pair of transmit beam locations, thereby resulting in approximately a 1:1 ratio of transmit beams to separated sum or difference scanlines.

Instead of receiving beams R_A and R_B in alignment with the transmit beams as previously discussed, the received beams can be steered to the same intermediate location as shown by co-aligned beams R_A' and R_B' in Figure 18. The two receive beams are then combined by pulse inversion to produce the sum or difference signal scanline at the intermediate location. It will further be appreciated that multiline reception can be used to receive two or more beams on either side of transmit beams T_1 and T_2 in Figure 18 followed by pulse inversion separation of sum or difference signals, resulting in an even greater ratio of received scanlines to transmit beams and an even greater display frame rate.

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

15

I have described a nonlinear imaging technique which uses both the high and low end of the transducer bandwidth for excitation and listens (receives) at the center of the passband where sensitivity is greatest. The received bandwidth is effectively increased by listening at both the second harmonic and the difference frequency. Narrower bandwidths
5 may be used for excitation so that more energy is delivered to a target for better signal-to-noise characteristics without sacrificing the resolution afforded by multi-component received echo signals. The principles of the present invention are fully applicable to three dimensional imaging, where sum or difference signal components and/or harmonic components are produced from insonification of a volumetric region.

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

16

CLAIMS:

1. An ultrasonic imaging method utilizing nonlinear signal components comprising:
- transmitting ultrasonic waves into a region to be imaged, the waves containing at least two different frequency components;
- 5 receiving echo signals in response to the waves containing harmonic and intermodulated signal components produced by nonlinear effects of materials in the region to be imaged; and
- producing a two or three dimensional ultrasonic image utilizing the harmonic and intermodulated signal components.
- 10 2. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein transmitting and receiving are performed by an array of transducer elements exhibiting a transducer passband having a center frequency;
- wherein transmitting comprises transmitting a beam with at least one of the
- 15 transmitted different frequency components being more remotely located from the center of the transducer passband than at least one of the received signal components.
3. The ultrasonic imaging method of Claim 2, wherein transmitting comprises transmitting a beam with two different frequency components which are more remotely
- 20 located from the center of the transducer passband than the two received signal components.
4. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein receiving comprises receiving harmonic and difference frequency signal components.
- 25 5. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein receiving comprises receiving harmonic and sum frequency signal components.
6. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein transmitting comprises transmitting a chirp signal.

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

17

7. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein transmitting comprises transmitting ultrasonic waves exhibiting two different frequency components of different relative intensities.
- 5 8. The ultrasonic imaging method of Claim 1, wherein receiving comprises receiving two or more spatially different beams of echo signals in response to the transmitted beam, the received beams containing harmonic and intermodulated signal components produced by nonlinear effects of materials in the region to be imaged
- 10 9. The ultrasonic imaging method of Claim 1, further comprising separating harmonic and intermodulated signal components of received echo signals from fundamental frequency components by pulse inversion processing.
- 15 10. The ultrasonic imaging method of Claim 9, wherein transmitting comprises transmitting two differently phased ultrasonic beams into the region to be imaged, each beam containing two or more different frequency components; and wherein receiving comprises receiving echo signals in response to each beam which contain fundamental transmit frequency components and harmonic and intermodulated
- 20 signal components.
11. The ultrasonic imaging method of Claim 10, wherein transmitting further comprises transmitting two spatially aligned, differently phased ultrasonic beams.
- 25 12. The ultrasonic imaging method of Claim 11, wherein receiving further comprises receiving a beam of echo signals in response to each transmitted beam which is spatially aligned with the transmit beam location.
13. The ultrasonic imaging method of Claim 11, wherein receiving further
- 30 comprises receiving a plurality of beams of echo signals in response to each transmitted beam, at least one of which received beams is laterally offset from the transmit beam location.

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

18

14. The ultrasonic imaging method of Claim 13, wherein receiving further comprises receiving a plurality of beams of echo signals in response to a second transmitted beam at locations which are aligned with the locations of beams received in response to a first transmitted beam.

5

15. The ultrasonic imaging method of Claim 10, wherein transmitting further comprises transmitting two laterally separate, differently phased ultrasonic beams.

16. The ultrasonic imaging method of Claim 15, wherein receiving further comprises receiving a beam of echo signals in response to each transmitted beam which is spatially aligned with the transmit beam location.

17. The ultrasonic imaging method of Claim 15, wherein receiving further comprises receiving a plurality of beams of echo signals in response to each transmitted beam, at least one of which received beams is laterally offset from the transmit beam location.

18. The ultrasonic imaging method of Claim 17, wherein receiving further comprises receiving a plurality of beams of echo signals in response to a second transmitted beam, at least one of which is at a location which is aligned with the location of a beam received in response to a first transmitted beam.

19. The ultrasonic imaging method of Claim 15, wherein receiving further comprises receiving a beam of echo signals in response to each transmitted beam which is laterally offset from the transmit beam location.

20. The ultrasonic imaging method of Claim 19, wherein receiving further comprises receiving a beam of echo signals in response to a second transmitted beam at a location which is aligned with the location of a beam received in response to a first transmitted beam.

21. An ultrasonic diagnostic imaging system comprising:

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

19

a transducer array exhibiting a passband encompassing the frequencies of two different transmit frequency components, a harmonic receive frequency, and the frequency of an intermodulation product of the two different transmit frequency components;

5 a transmitter, coupled to the transducer array which actuates the transducer array to transmit a beam containing two different transmit frequency components;

a receiver coupled to the transducer array which produces coherent echo signals at a harmonic of a transmit frequency component and of an intermodulation product of the two different transmit frequency components;

10 an image processor, coupled to the receiver, which produces ultrasonic image signals from a harmonic of a transmit frequency component and of an intermodulation product of the two different transmit frequency components; and
a display.

22. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 21, wherein the image
15 processor further comprises a pulse inversion processor which separates harmonic and intermodulated signal components of received echo signals from fundamental frequency components.

23. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 22, wherein the ultrasonic
20 image signals produced by the image processor exhibit different proportions of harmonic to intermodulated signal components in different regions of an ultrasonic image field.

24. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 23, wherein the ultrasonic
25 image signals produced by the image processor exhibit a greater proportion of harmonic signal components at shallower depths and a greater proportion of intermodulated signal components at deeper depths.

25. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 23, further comprising a
30 tracking filter, responsive to harmonic and intermodulated signal components of received echo signals which act to pass different proportions of harmonic and intermodulated signal components for echo signals of different depths.

26. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 21, wherein the frequencies of the different transmit frequency components are more centrally located in the

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

20

passband than the harmonic receive frequency and the frequency of the intermodulation product.

27. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 21, wherein the harmonic
5 receive frequency and the frequency of the intermodulation product are more centrally
located in the passband than the frequencies of the different transmit frequency components.

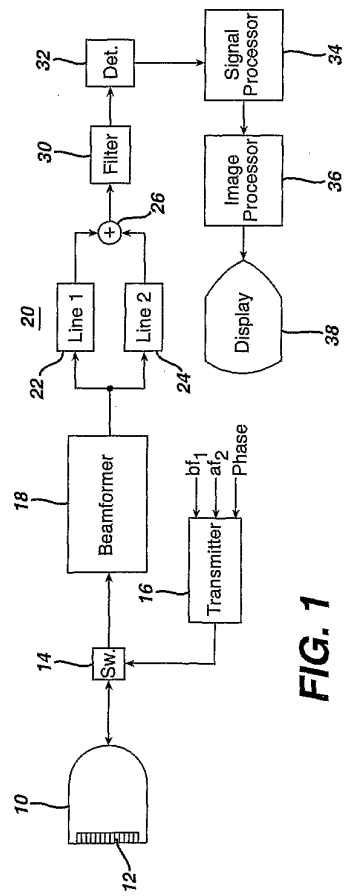
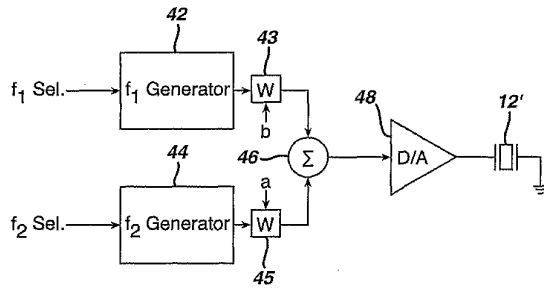
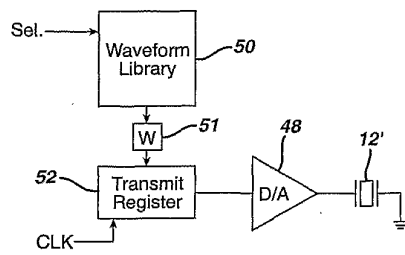


FIG. 1

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

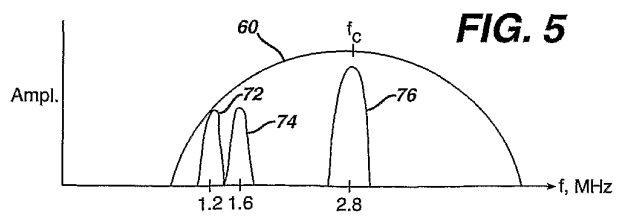
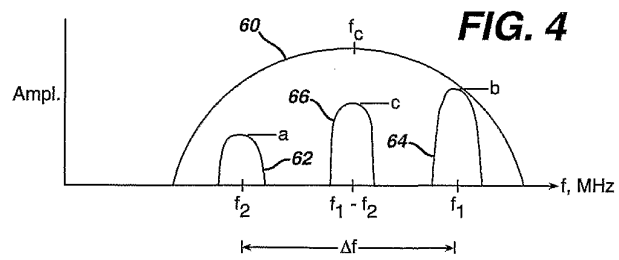
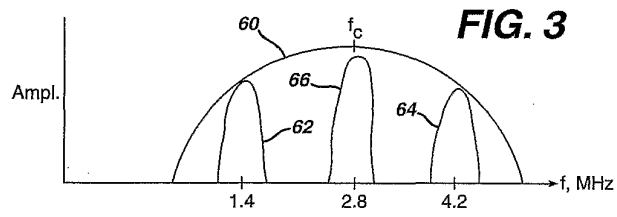
2/12

FIG. 2a**FIG. 2b**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

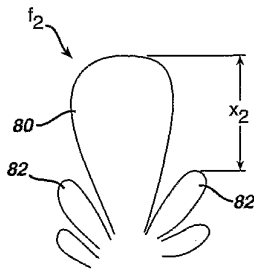
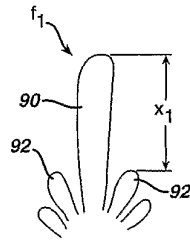
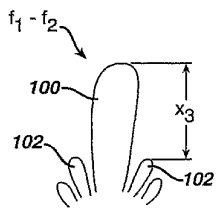
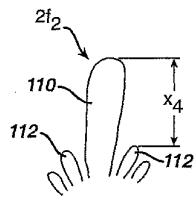
3/12



WO 02/29433

PCT/EP01/11172

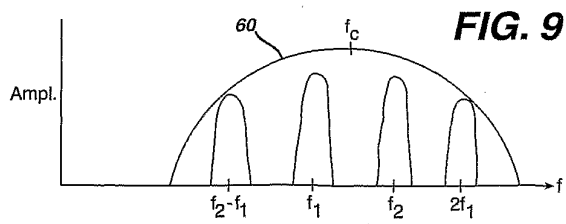
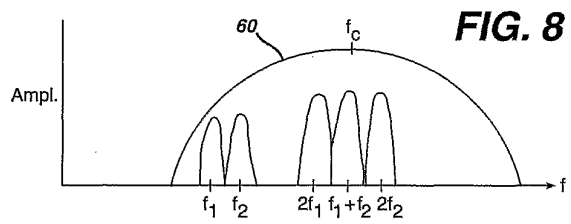
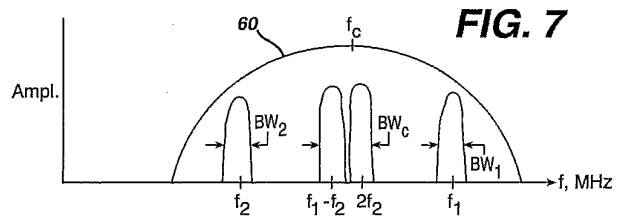
4/12

FIG. 6a**FIG. 6b****FIG. 6c****FIG. 6d**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

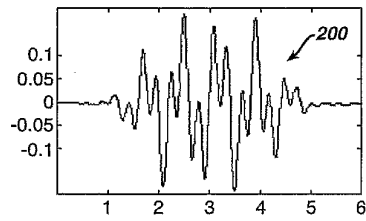
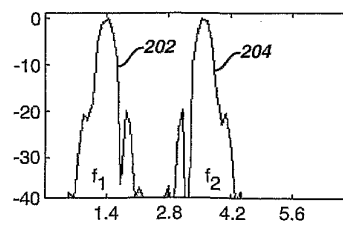
5/12



WO 02/29433

PCT/EP01/11172

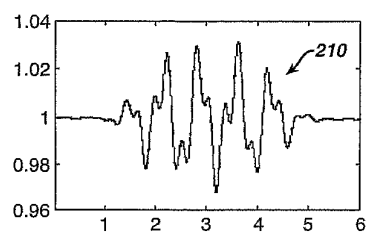
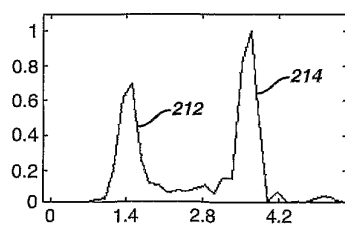
6/12

FIG. 10a**FIG. 10b**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

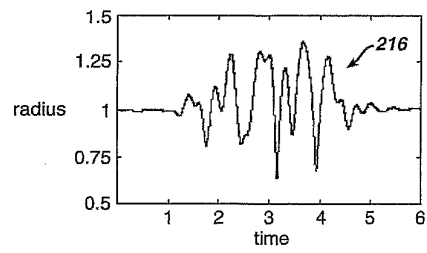
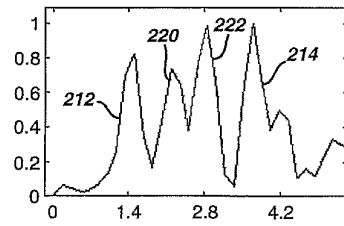
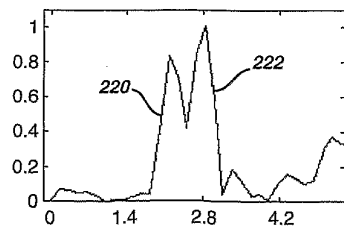
7/12

FIG. 11a**FIG. 11b**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

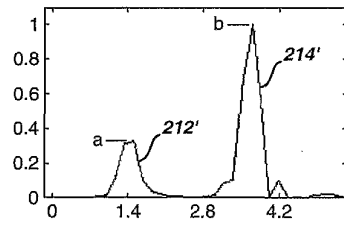
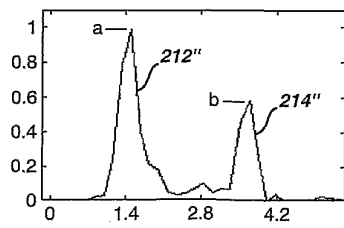
8/12

FIG. 12a**FIG. 12b****FIG. 13**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

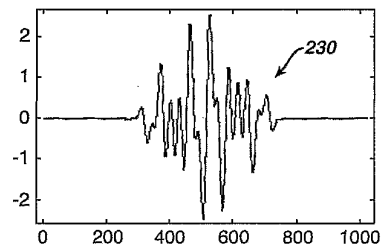
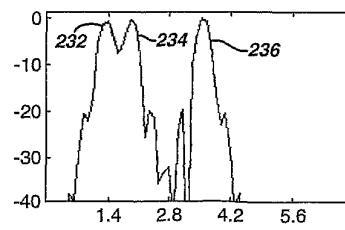
9/12

FIG. 14a**FIG. 14b**

WO 02/29433

PCT/EP01/11172

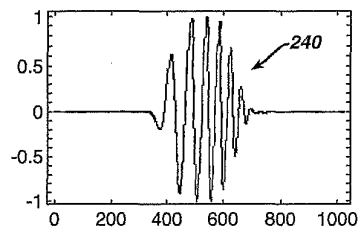
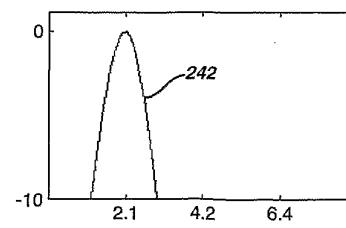
10/12

FIG. 15a**FIG. 15b**

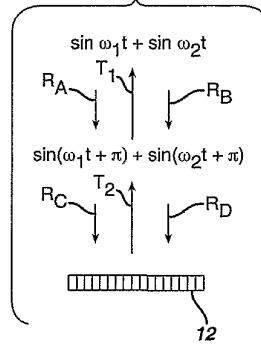
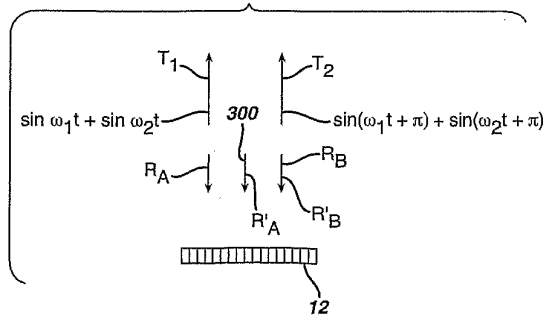
WO 02/29433

PCT/EP01/11172

11/12

FIG. 16a**FIG. 16b**

12/12

FIG. 17**FIG. 18**

【国際公開パンフレット（コレクトバージョン）】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
11 April 2002 (11.04.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/029433 A3

(51) International Patent Classification: G01S 7/52, 15/89

(74) Agent: LOTTIN, Claudine; Internationaal Octrooibureau
B.V., Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).

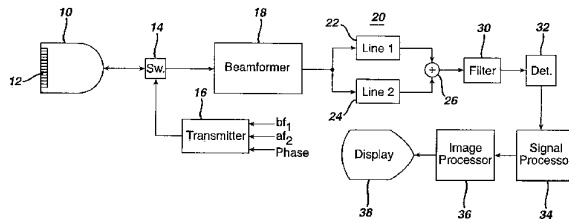
(21) International Application Number: PCT/EP01/11172

(81) Designated State (national): JP.

(22) International Filing Date:
26 September 2001 (26.09.2001)(84) Designated States (regional): European patent (AT, BF,
CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC,
NL, PT, SE, TR).

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

Published:
with international search report
before the expiration of the time limit for amending the
claims and to be republished in the event of receipt of
amendments(30) Priority Data:
60/237,407 2 October 2000 (02.10.2000) US
09/923,682 6 August 2001 (06.08.2001) US(71) Applicant: KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRON-
ICS N.V. (NL/NL); Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA
Eindhoven (NL).(88) Date of publication of the international search report:
8 August 2002(72) Inventor: AVERKIOU, Michalakis; Prof. Holstlaan 6,
NL-5656 AA Eindhoven (NL).For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guid-
ance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the begin-
ning of each regular issue of the PCT Gazette.(54) Title: ULTRASONIC DIAGNOSTIC IMAGING OF NONLINEARLY INTERMODULATED AND HARMONIC
FREQUENCY COMPONENTS

(57) Abstract: An ultrasonic diagnostic imaging system and method are described for performing nonlinear echo signal imaging with harmonic and intermodulation product (sum or difference frequency) components. Both the harmonic and the intermodulation products are produced by nonlinear effects of tissue or contrast agents and both are advantageously separated from the fundamental transmit components of the echo signals by pulse inversion processing. The use of both nonlinear components can improve the signal to noise ratio of the ultrasonic images, and the two types of components can be blended or used in different regions of an image to offset the effects of depth dependent attenuation.

WO 02/029433 A3

【国際公開パンフレット（コレクトバージョン）】

(L)60202091940



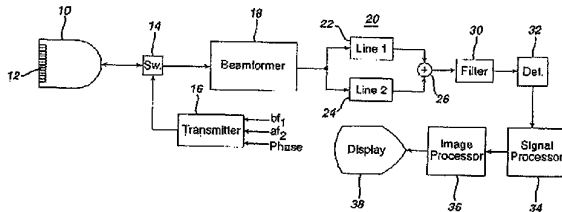
(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(10) International Publication Number
WO 02/029433 A3

- (43) International Publication Date
11 April 2002 (11.04.2002)
- (51) International Patent Classification: **G01S 7/52, 15/89**
- (21) International Application Number: **PCT/EP01/11172**
- (22) International Filing Date:
26 September 2001 (26.09.2001)
- (25) Filing Language: **English**
- (26) Publication Language: **English**
- (30) Priority Data:
60/237,407 2 October 2000 (02.10.2000) US
09/923,682 6 August 2001 (06.08.2001) US
- (71) Applicant: **KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.** (NL/NL); Groenewoudsweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL).
- (72) Inventor: **AVERKIOU, Michailakis**; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).
- (74) Agent: **LOTTIN, Claudine**; International Octrooibureau B.V., Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).
- (81) Designated State (national): **JP**.
- (84) Designated States (regional): **European patent** (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- Published:
— with international search report
— before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments
- (88) Date of publication of the international search report:
8 August 2002

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: **ULTRASONIC DIAGNOSTIC IMAGING OF NONLINEARLY INTERMODULATED AND HARMONIC FREQUENCY COMPONENTS**



(57) Abstract: An ultrasonic diagnostic imaging system and method are described for performing nonlinear echo signal imaging with harmonic and intermodulation product (sum or difference frequency) components. Both the harmonic and the intermodulation products are produced by nonlinear effects of tissue or contrast agents and both are advantageously separated from the fundamental transmit components of the echo signals by pulse inversion processing. The use of both nonlinear components can improve the signal to noise ratio of the ultrasonic images, and the two types of components can be blended or used in different regions of an image to offset the effects of depth dependent attenuation.

WO 02/029433 A3

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/EP 01/11172
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 601S7/52 601S15/89		
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) IPC 7 601S A61B		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6 117 082 A (BRADLEY CHARLES E ET AL) 12 September 2000 (2000-09-12) abstract column 1, line 62 -column 4, line 2 column 4, line 34 -column 5, line 46 column 9, line 7 - line 18 column 10, line 55 -column 12, line 49 -----	1,21
A	US 4 679 565 A (SASAKI HIROSHI) 14 July 1987 (1987-07-14) abstract column 2, line 50 -column 4, line 20 -----	1,21
A	US 5 951 478 A (SIMPSON DAVID HOPE ET AL) 14 September 1999 (1999-09-14) abstract ----- -/-	1,9,21
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in 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 but 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 "S" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 14 June 2002		Date of mailing of the international search report 24/06/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5618 Patentlaan 2 NL - 2280 LV Rijswijk Tel (+31-70) 340-2040, Tx: 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Roost, J

Form PCT/ISA210 (second sheet) (July 1999)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 01/11172

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JIN-YUAN WU ET AL: "MULTI-FREQUENCY TRANSDUCER ASSEMBLY FOR NONLINEAR ULTRASONIC MEASUREMENTS" JOURNAL OF THE ACOUSTICAL SOCIETY OF AMERICA, AMERICAN INSTITUTE OF PHYSICS. NEW YORK, US, vol. 93, no. 4, 1 April 1993 (1993-04-01), pages 2231-2234, XP000363380 ISSN: 0001-4966 the whole document	1,21
A	US 5 601 086 A (YOST WILLIAM T ET AL) 11 February 1997 (1997-02-11) cited in the application abstract column 4, line 13 - line 6	1,21
A	US 5 833 613 A (AVERKIOU MICHALAKIS ET AL) 10 November 1998 (1998-11-10) cited in the application abstract column 12, line 1 - line 17	1,21
A	US 5 879 303 A (BURNS PETER N ET AL) 9 March 1999 (1999-03-09) cited in the application abstract	1,21
A	US 3 987 673 A (HANSEN PER LOUBAERG) 26 October 1976 (1976-10-26) cited in the application abstract	1,21
A	US 5 903 516 A (GREENLEAF JAMES F ET AL) 11 May 1999 (1999-05-11) cited in the application abstract	1,21

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/EP 01/11172

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6117082	A	12-09-2000	NONE	
US 4679565	A	14-07-1987	JP 1719616 C JP 4003223 B JP 61100237 A	14-12-1992 22-01-1992 19-05-1986
US 5951478	A	14-09-1999	US 5706819 A EP 0770352 A1 JP 9164138 A US 2002040189 A1 US 2002055681 A1 US 6315729 B1	13-01-1998 02-05-1997 24-06-1997 04-04-2002 09-05-2002 13-11-2001
US 5601086	A	11-02-1997	NONE	
US 5833613	A	10-11-1998	US 2002040189 A1 US 2002055681 A1 US 5908389 A US 6315729 B1 US 5879303 A	04-04-2002 09-05-2002 01-06-1999 13-11-2001 09-03-1999
US 5879303	A	09-03-1999	US 5833613 A US 5908389 A US 6283919 B1 US 6251074 B1 US 2002040189 A1 US 2002055681 A1 US 6315729 B1 EP 0851241 A2	10-11-1998 01-06-1999 04-09-2001 26-06-2001 04-04-2002 09-05-2002 13-11-2001 01-07-1998
US 3987673	A	26-10-1976	GB 1499981 A	01-02-1978
US 5903516	A	11-05-1999	US 5991239 A	23-11-1999

(L)60202080215



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

 International Application No.
PCT/EP 01/11172

 A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 G01S7/52 G01S15/89

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)
IPC 7 G01S A61B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6 117 082 A (BRADLEY CHARLES E ET AL) 12 September 2000 (2000-09-12) abstract column 1, line 62 -column 4, line 2 column 4, line 34 -column 5, line 46 column 9, line 7 - line 18 column 10, line 55 -column 12, line 49	1,21
A	US 4 679 565 A (SASAKI HIROSHI) 14 July 1987 (1987-07-14) abstract column 2, line 50 -column 4, line 20	1,21
A	US 5 951 478 A (SIMPSON DAVID HOPE ET AL) 14 September 1999 (1999-09-14) abstract ----- -/-	1,9,21

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in 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 documents but 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 relating 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

14 June 2002

Date of mailing of the international search report

24/06/2002

 Name and mailing address of the ISA
European Patent Office, P.B. 5618 Patentisten 2
NL - 2200 RV Rijswijk
Tel. (+31 - 70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl
Fax (+31 - 70) 340-3016

Authorized officer

Roost, J

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 01/11172

C (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JIN-YUAN WU ET AL: "MULTI-FREQUENCY TRANSDUCER ASSEMBLY FOR NONLINEAR ULTRASONIC MEASUREMENTS" JOURNAL OF THE ACOUSTICAL SOCIETY OF AMERICA, AMERICAN INSTITUTE OF PHYSICS. NEW YORK, US, vol. 93, no. 4, 1 Apr 11 1993 (1993-04-01), pages 2231-2234, XP000363380 ISSN: 0001-4966 the whole document	1,21
A	US 5 601 086 A (YOST WILLIAM T ET AL) 11 February 1997 (1997-02-11) cited in the application abstract column 4, line 13 - line 6	1,21
A	US 5 833 613 A (AVERKIOU MICHALAKIS ET AL) 10 November 1998 (1998-11-10) cited in the application abstract column 12, line 1 - line 17	1,21
A	US 5 879 303 A (BURNS PETER N ET AL) 9 March 1999 (1999-03-09) cited in the application abstract	1,21
A	US 3 987 673 A (HANSEN PER LOUBAERG) 26 October 1976 (1976-10-26) cited in the application abstract	1,21
A	US 5 903 516 A (GREENLEAF JAMES F ET AL) 11 May 1999 (1999-05-11) cited in the application abstract	1,21

1

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

3

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
 Information on patent family members

 International Application No.
 PCT/EP 01/11172

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6117082	A	12-09-2000	NONE
US 4679565	A	14-07-1987	JP 1719616 C 14-12-1992 JP 4003223 B 22-01-1992 JP 61100237 A 19-05-1986
US 5951478	A	14-09-1999	US 5706819 A 13-01-1998 EP 0770352 A1 02-05-1997 JP 9164138 A 24-06-1997 US 2002040189 A1 04-04-2002 US 2002055681 A1 09-05-2002 US 6315729 B1 13-11-2001
US 5601086	A	11-02-1997	NONE
US 5833613	A	10-11-1998	US 2002040189 A1 04-04-2002 US 2002055681 A1 09-05-2002 US 5908389 A 01-06-1999 US 6315729 B1 13-11-2001 US 5879303 A 09-03-1999
US 5879303	A	09-03-1999	US 5833613 A 10-11-1998 US 5908389 A 01-06-1999 US 6283919 B1 04-09-2001 US 6251074 B1 26-06-2001 US 2002040189 A1 04-04-2002 US 2002055681 A1 09-05-2002 US 6315729 B1 13-11-2001 EP 0851241 A2 01-07-1998
US 3987673	A	26-10-1976	GB 1499981 A 01-02-1978
US 5903516	A	11-05-1999	US 5991239 A 23-11-1999

フロントページの続き

(74)代理人 100107766

弁理士 伊東 忠重

(72)発明者 アヴェルキオウ, ミカラキス

オランダ国, 5 6 5 6 アーアー アインドーフェン, プロフ・ホルストラーン 6

F ターム(参考) 4C301 EE06 EE07 GB02 HH01 HH48 JB29 JB42

4C601 EE03 EE04 GB01 GB03 HH04 HH26 HH35 JB28 JB33 JB34

JB45

5J083 AA02 AB17 AC16 AC18 AC29 AD13 AE08 BA03 BA04 BA09

BC01 BE54 CA01 CA12 EA01 EB04

专利名称(译)	非线性互调分量和谐波分量的超声诊断成像		
公开(公告)号	JP2004510514A	公开(公告)日	2004-04-08
申请号	JP2002532955	申请日	2001-09-26
[标]申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦电子股份有限公司		
申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦电子股份有限公司的Vie		
[标]发明人	アヴェルキオウミカラキス		
发明人	アヴェルキオウ,ミカラキス		
IPC分类号	A61B8/00 G01S7/52 G01S15/89		
CPC分类号	G01S15/8963 G01S7/52026 G01S7/52038 G01S7/52095 G01S15/8952 G01S15/8954 G01S15/8959		
FI分类号	A61B8/00 G01S15/89.B		
F-TERM分类号	4C301/EE06 4C301/EE07 4C301/GB02 4C301/HH01 4C301/HH48 4C301/JB29 4C301/JB42 4C601/EE03 4C601/EE04 4C601/GB01 4C601/GB03 4C601/HH04 4C601/HH26 4C601/HH35 4C601/JB28 4C601/JB33 4C601/JB34 4C601/JB45 5J083/AA02 5J083/AB17 5J083/AC16 5J083/AC18 5J083/AC29 5J083/AD13 5J083/AE08 5J083/BA03 5J083/BA04 5J083/BA09 5J083/BC01 5J083/BE54 5J083/CA01 5J083/CA12 5J083/EA01 5J083/EB04		
代理人(译)	伊藤忠彦		
优先权	60/237407 2000-10-02 US 09/923682 2001-08-06 US		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

所公开的超声诊断成像系统和方法使用谐波分量和互调产物（和频或差频）分量来执行非线性回声信号成像。有利的是，谐波和互调产物由于组织或造影剂的非线性效应而产生，并且通过脉冲反转处理与回波信号的基本传播分量分离。通过使用两个非线性分量，可以提高超声图像的信噪比，并且这两个分量可以补偿与深度相关的衰减的影响，因此不同的图像混合在该地区，并使用。

