

特開2002 - 233529

(P2002 - 233529A)

(43)公開日 平成14年8月20日(2002.8.20)

(51) Int.CI ⁷	識別記号	F I	テマコード(参考)
A 6 1 B 8/14		A 6 1 B 8/14	4 C 3 0 1
8/06		8/06	5 D 0 1 9
8/08		8/08	5 K 0 2 2
H 0 4 J 1/00		H 0 4 J 1/00	
H 0 4 R 17/00	332	H 0 4 R 17/00	332 A

審査請求 未請求 請求項の数 190 L (全 32数)

(21)出願番号 特願2001 - 288045(P2001 - 288045)

(22)出願日 平成13年9月21日(2001.9.21)

(31)優先権主張番号 09/668980

(32)優先日 平成12年9月25日(2000.9.25)

(33)優先権主張国 米国(US)

(71)出願人 390041542

ゼネラル・エレクトリック・カンパニー
GENERAL ELECTRIC COMPANY

アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネクタディ、リバーロード、1番

(72)発明者 ニック・アンドリュー・ヴァン・ストラレン

アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ボールストン・レイク、アシュダウン・ロード、75番

(74)代理人 100093908

弁理士 松本 研一

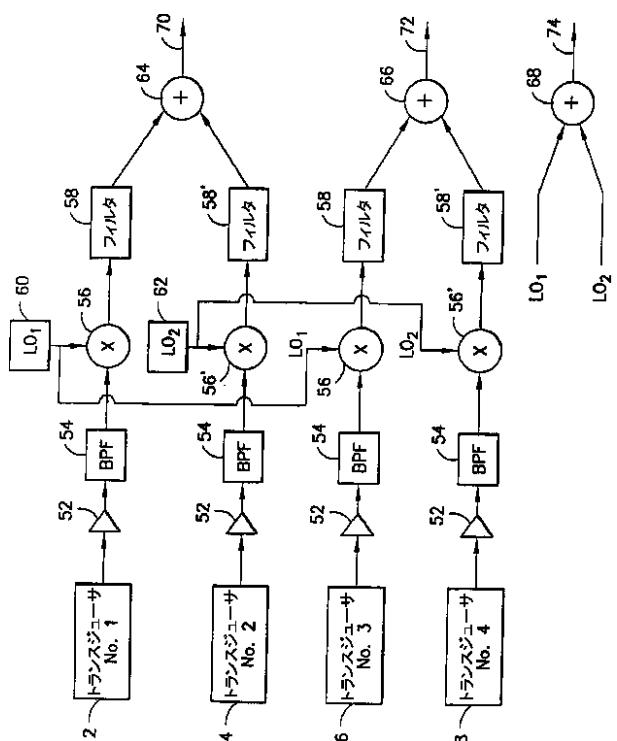
最終頁に続く

(54)【発明の名称】超音波プローブ用の配線式周波数分割多重通信

(57)【要約】

【課題】超音波プローブ(10)で使用する複数の同軸ケーブル(16)の数を減らす。

【解決手段】プローブ内の個別の複数のアレイ素子(12)が発生させたアナログ出力信号を、プローブを従来の信号処理及び画像化のための中央のホストコンピュータまたはコンソールに接続させている単一の同軸ケーブル上に周波数分割多重化することにより本システムは動作する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 M及びNを1を超える正の整数として、第1から第N番目までのケーブル(16)と、第1から第(M×N)番目までの超音波トランスジューサ素子(12)からなるアレイ(10)と、M個のトランスジューサ素子からなるそれぞれの組からの出力信号を前記第1から第N番目までのケーブルのそれぞれ1本に多重化するための第1から第N番目までの周波数分割多重回路(52、54、56、58、60、64、66)と、を備える超音波プローブ。

【請求項2】 前記第1の周波数分割多重回路が、前記第1のトランスジューサ素子の出力信号から導出される信号を受信するように接続した第1の入力と、第1の搬送波周波数を有する第1の波形を受信するように接続した第2の入力とを有する第1の混合器(56)と、前記第2のトランスジューサ素子の出力信号から導出される信号を受信するように接続した第1の入力と、前記第1の搬送波周波数と異なる第2の搬送波周波数を有する第2の波形を受信するように接続した第2の入力とを有する第2の混合器(56)と、前記第1及び第2の混合器のそれぞれの出力から導出される第1及び第2の信号を加算するための第1の加算器(64)と、を備えている、請求項1に記載のプローブ。

【請求項3】 前記第2の周波数分割多重回路が、前記第3のトランスジューサ素子の出力信号から導出される信号を受信するように接続した第1の入力と、前記第1の搬送波周波数を有する第3の波形を受信するように接続した第2の入力とを有する第3の混合器(56)と、前記第4のトランスジューサ素子の出力信号から導出される信号を受信するように接続した第1の入力と、前記第2の搬送波周波数を有する第4の波形を受信するように接続した第2の入力とを有する第4の混合器と、前記第3及び第4の混合器のそれぞれの出力から導出される第3及び第4の信号を加算するための第2の加算器と、を備えている、請求項2に記載のプローブ。

【請求項4】 前記第1の周波数分割多重回路が、前記第1の波形を発生させる第1の局部発振器(60)と、前記第2の波形を発生させる第2の局部発振器(62)と、を備えている、請求項2に記載のプローブ。

【請求項5】 前記第1の周波数分割多重回路が、前記第1のトランスジューサ素子と前記第1の混合器の間に電気的に結合させた第1の帯域通過フィルタ(54)と、

前記第2のトランスジューサ素子と前記第2の混合器の間に電気的に結合させた第2の帯域通過フィルタ(54)と、を備えている、請求項2に記載のプローブ。

【請求項6】 前記第1の周波数分割多重回路が、前記第1の混合器と前記第1の加算器の間に電気的に結

合させた第1の低域通過フィルタ(58)と、

前記第2の混合器と前記第1の加算器の間に電気的に結合させた第2の低域通過フィルタ(58')と、を備えている、請求項2に記載のプローブ。

【請求項7】 前記N個の周波数分割多重回路の各々が単側波帶で搬送波抑圧の振幅変調を実行するように適合されている、請求項1に記載のプローブ。

【請求項8】 前記N個の周波数分割多重回路の各々が両側波帶で搬送波抑圧の振幅変調を実行するように適合されている、請求項1に記載のプローブ。

【請求項9】 (N+1)番目のケーブル(74)と、前記第1の搬送波周波数を有する第5の波形を受信する第1の入力、前記第2の搬送波周波数を有する第6の波形を受信する第2の入力、及び前記(N+1)番目のケーブルに接続した出力を有する第3の加算器(68)と、をさらに備える請求項3に記載のプローブ。

【請求項10】 前記第1及び第2の混合器の各々が電界効果トランジスタ・ベースのリング変調器を備える、請求項2に記載のプローブ。

【請求項11】 生体組織から反射された音響データを収集するための方法であって、複数のトランスジューサ素子の各素子の位置で、反射された超音波エネルギーを電気的アナログ出力信号に変換するステップと、

前記複数のトランスジューサ素子からの前記アナログ出力信号を電気導体上に周波数分割多重化するステップと、を含む方法。

【請求項12】 周波数分割多重化する前記ステップが、

前記トランスジューサ素子のうちの第1のトランスジューサ素子の出力信号から導出した信号と、第1の搬送波周波数を有する第1の波形とを混合して第1の混合信号を形成するステップと、

前記トランスジューサ素子のうちの第2のトランスジューサ素子の出力信号から導出した信号と、前記第1の搬送波周波数と異なる第2の搬送波周波数を有する第2の波形とを混合して第2の混合信号を形成するステップと、

前記第1及び第2の混合信号を加算するステップと、を含む請求項11に記載の方法。

【請求項13】 周波数分割多重化する前記ステップが単側波帶で搬送波抑圧の振幅変調を含む、請求項11に記載の方法。

【請求項14】 周波数分割多重化する前記ステップが両側波帶で搬送波抑圧の振幅変調を含む、請求項11に記載の方法。

【請求項15】 生体組織から反射された音響データを収集するためのシステムであって、反射された超音波エネルギーをその各々の位置で電気的アナログ出力信号に変換するための複数のトランスジ

－サ素子(12)と、
電気導体(70)と、
前記複数のトランスジューサ素子からの前記アナログ出力信号を前記導体上に周波数分割多重化するための手段(52、54、56、58、60、62、64)と、
前記周波数分割多重信号を受信するために前記導体と電気的に結合させた受信器(24)と、を備えるシステム。

【請求項16】前記受信器が、
前記複数のトランスジューサ素子からの前記アナログ出力信号を再構成するための手段(76、76'、78、78'、80)と、
再構成した前記アナログ出力信号をビーム形成させるための受信ビーム形成器(82、84)と、を備える請求項15に記載のシステム。

【請求項17】M及びNを1を超える正の整数として、第1から第(M×N)番目までの超音波トランスジューサ素子(12)からなるアレイ(10)と、
第1から第N番目までのケーブル(16)と、
第1から第(M×N)番目までの変調信号を形成するために前記超音波トランスジューサ素子が発生させたアナログ出力信号から導出される信号をそれぞれ変調するための第1から第(M×N)番目までの多数の振幅変調器(56、56')であって、M個のアナログ出力信号からなる各組から導出される信号はそれぞれが互いに異なっている第1から第M番目までの多数の搬送波周波数のうちのそれぞれ1つにより変調を受けている、多数の振幅変調器(56、56')と、
その各々がM個の変調信号を含むN組の前記変調信号のうちのそれぞれの1組を加算して、前記第1から第N番目までのケーブルにそれぞれ供給されるN個の周波数分割多重信号を形成させるための第1から第N番目までの多数の加算器(64、66)と、
第1から第(M×N)番目までの多数の復調回路(78、78')であって、M個の復調回路からなる各組は、前記N個の周波数分割多重信号の各々をM個の復調信号からなるそれぞれ1組に変換するために前記ケーブルのうちのそれぞれ別の1つに結合されている、多数の復調回路(78、78')と、

前記第1から第(M×N)番目までの復調信号のそれを受信するための入力を有する第1から第(M×N)番目までの多数の受信チャンネル(82)と、
前記受信チャンネルの出力信号を加算するためのビーム加算器(84)と、
前記ビーム加算器の加算された出力信号の関数である1つの画像データを形成させるための信号処理装置(38)と、
前記画像データの関数である部分を有する画像を表示するためのサブシステム(30)と、を備える超音波イメージング・システム。

【請求項18】前記振幅変調器の各々が単側波帯で搬送波抑圧の振幅変調を実行するように適合されている、請求項17に記載のシステム。

【請求項19】前記振幅変調器の各々が両側波帯で搬送波抑圧の振幅変調を実行するように適合されている、請求項17に記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、全般的には、超音波イメージング・システムに関する。本発明は、詳細には、動いている流体や組織を画像化するための方法及び装置に関する。

【0002】

【本発明の背景】超音波イメージング・システムは、超音波ビームを指向制御し集束させるために、医学的イメージングによく利用されるような、超音波トランスジューサからなるアレイをプローブ内に含める必要がある。各トランスジューサは、高周波信号を検査対象に送信し、送信に続いてこの対象から反射された高周波エコー信号を受信する。詳細には、それぞれの送信パルスは、ホスト電子システムまたは画像コンソールに組み込んだ送信ビーム形成器からプローブのトランスジューサに伝送される。次いで、プローブのトランスジューサで検出したエコー信号は、受信ビーム形成及び信号処理のためにホスト電子システムまたは画像コンソールに伝送する必要がある。高度な超大規模集積マイクロエレクトロニクス技法であっても、プローブ内に置くことができるのは、システムの電子信号処理の全体のうち比較的小さい一部分のみである。

【0003】医用診断超音波プローブのトランスジューサ・アレイ内で同時に有効にできる素子の最大数は、過去15年で着実に増加してきている。3次元画像再構成システムでは大きな2次元開口を使用するため、この傾向は継続し、また実際に加速することもある。超音波プローブの多数のトランスジューサ・アレイ素子の各々から取得した検出エコー信号を主信号処理ユニットに伝達するために別々の同軸ケーブルを使用する場合は、プローブに装着したケーブルの束が堅くなり、イメージング用プローブの取り扱いが困難となる。概ね500本のケーブルを有するプローブが市販されているが、これらは比較的扱いにくいとされている。一方、128本のケーブルを有するプローブでは超音波検査技師により不満なくルーチンで使用されている。

【0004】この問題は分かってから長い期間がたっており、この問題に対処するための幾つかの改良が提唱されてきた。解決策の1つは、同軸ケーブルを光ファイバ・ケーブルで置き換えた方法を開示している米国特許第5,566,133号に提唱されている。光ファイバ・ケーブルは柔軟性がより高いため、プローブ操作の容易さを保持したままより多くの数の使用が可能である。し

かし、要求されるダイナミックレンジで信号を送信するためには、この方法ではディジタル光変調を使用する必要があるが、一方ディジタル光変調にするとプローブ内に各アレイ素子ごとに時間利得補償機能とアナログ対デイジタル変換機能とを組み込むことが必要となる。これにより、かなりの量の動作電力が必要となると共に、製作費用がかなり大きくなりかねない。したがって、各トランジスタごとに1本の同軸ケーブルを組み込むことを要しないで、プローブ内の多数のトランジスタに対する検出エコー信号をホスト信号処理電子回路に伝達することができるような技法が必要となる。

【0005】

【課題を解決するための手段】周波数分割多重を使用して単一の同軸ケーブルによりアレイ内の複数の超音波トランジスタからの信号を伝達できるようにすることにより、プローブに組み込んだ多数の超音波トランジスタと超音波イメージング・システムの中央電子ユニットまたはコンピュータとを同軸ケーブルにより連絡するのに必要なケーブルの数を、トランジスタの数より少なくすることができます。本発明により、例えば、1024個の有効トランジスタ（すなわち、素子）からなるアレイが発した信号を搬送するのに、例えば、128本の同軸ケーブルからなるケーブル束を使用することが可能となる。この例では、有効アレイ素子数と同軸ケーブル数の比は8：1である。この比を得るには、8個の別々のアレイ素子を単一の同軸ケーブル上に周波数分割多重化する必要があり、このためこの單一同軸撲り線は比較的広い帯域幅を有することが必要となる。例えば、5MHzプローブからの素子出力データを8対1の比で多重化するには、個々の同軸ケーブルに対して80MHz以上の帯域幅（両側）が必要となる。これにより個々の撲り線の口径を大きくする必要があり、また多重化比とケーブル口径と同軸ケーブル束の柔軟性との間で良好な兼ね合いを見い出さねばならなくなる。

【0006】本発明の好ましい実施形態では、個々の信号に対して異なる変調スキームを利用することができます。これらの方法の間で最終的にどの方法を選択するかは、個々の同軸ケーブルの有効な周波数応答特性によって決まる。好ましい実施の一形態によれば、ケーブルの帯域幅が限られている場合は、单側波帶で搬送波抑圧の振幅変調を使用して素子出力信号を有効帯域幅内に詰め込むことができる。このためには信号を加算する前に、鏡像スペクトルを除くように混合器の出力信号をフィルタ処理することが必要となる。別の好ましい実施形態では、ケーブルの帯域幅が広い場合（すなわち、現在使用中のケーブルと置き換えるような帯域幅が広いケーブルを取得できる場合）には、両側波帶で搬送波抑圧の振幅変調の使用が可能である。この方法では帯域幅の消費は大きくなるが、これにより、周波数領域の鏡像を除去するためのフィルタ処理をせずに素子出力データをプロー

10
20
30
40
50

ブから中央電子処理ユニットまたはコンピュータまで伝達することができる。フィルタ処理を要しない変調を実現できること有利となるが、繰り返しになるが、これはケーブルの帯域幅により決まるものである。

【0007】

【発明の実施の形態】従来の超音波イメージング・システムは、図1に示すように、別々に駆動される多数のトランジスタ素子12を有する超音波プローブ10を備えており、トランジスタ素子12の各々は、送信器22が発生させたパルス波形により付勢されたときに超音波エネルギーのバーストを発生させる。検査中の物体からトランジスタ・アレイ10に戻るように反射された超音波エネルギーは各受信トランジスタ素子12によって電気信号に変換され、1組の送受信切換え（T/R）スイッチ26を介して受信器24へ別々の同軸ケーブルを経由して伝達される。T/Rスイッチ26は典型的には、送信用電子回路が発生させる高電圧から受信用電子回路を保護するダイオードである。送信信号によりこれらのダイオードをオフにする、すなわち受信器への信号を制限する。送信器22及び受信器24は、オペレータからの命令に応答する走査制御器28の制御の下で動作する。送信器22を一時的にオンにゲート制御して各トランジスタ素子12を付勢し、各トランジスタ素子12が発生させたエコー信号を受信器24に印加して連続するエコー信号を収集することにより、完全な1回の走査（スキャン）が実行される。あるチャンネルは、別のチャンネルが未だ送信を行っている間に受信を開始することがある。受信器24は各トランジスタ素子からの別々のエコー信号を合成して单一のエコー信号を作成し、この单一エコー信号を使用して表示モニタ30上の画像内で一本の走査線が作成される。

【0008】送信器22によりアレイのトランジスタ素子12を駆動させ発生した超音波エネルギーをビームの形で導く（すなわち、方向制御する）。これを達成させるには、相次ぐトランジスタ素子12に対してそれぞれのビーム形成器チャンネルを介して印加されるそれぞれのパルス波形Wに送信器22により時間遅延を与えている。各チャンネルは、対応したそれぞれのパルス発生器（図示せず）を有している。パルス時間遅延を従来の方式で適正に調整することにより、超音波ビームを軸上のトランジスタ14から角度だけ離れるように指向させるか、及び/または固定の距離Rに集束させることができる。セクタ走査は、相次ぐ励起で時間遅延を累進的に変化させることにより実施する。したがって、送信されたビームを一連の方向に方向制御するため、角は一定増分で変更される。

【0009】超音波エネルギーの各バーストにより発生するエコー信号は、超音波ビームに沿った相次ぐ距離に位置する物体から反射される。このエコー信号は各トラ

ンスジューサ素子12によって別々に検知され、特定の時点におけるエコー信号の大きさにより特定の距離において生じる反射の量が表される。しかし、反射点Pと各トランスジューサ素子12との間に伝搬経路の差があるため、これらのエコー信号は同時に検出されず、またこれらの大さは等しくない。受信器24はエコー信号を別々に増幅し、これらの各々に適正な時間遅延を与え、さらにこれらを加算して、角度θの方向を向いた超音波ビームに沿った距離Rに位置する点Pから反射される全超音波エネルギーを正確に示している単一のエコー信号を提供している。

【0010】各トランスジューサ素子12に入射するエコーにより生成された電気信号を同時に加算するためには、受信器24の別々のビーム形成器チャンネルの各々に時間遅延を導入する。受信に対するビーム時間遅延は上述の送信遅延と同じ遅延である。しかし、各受信器チャンネルの時間遅延はエコーを受信する間で絶えず変化させ、エコー信号を発生させている距離Rの位置に受信ビームを動的に集束させている。

【0011】受信器24は、走査制御器28の指示の下に、受信器24の方向制御により送信器22が方向制御したビーム方向θを追尾できるように走査の間に遅延を与えると共に、このビームに沿った点Pに動的に集束できるように適正な遅延及び位相シフトを与えている。したがって、超音波のパルス波形の各送信によって、その大きさが超音波ビームに沿って位置する解剖構造からの反射音波量を示している信号が収集される。

【0012】検出器25はデータ表示のために受信信号を変換する。Bモード(グレイスケール)では、これは、エッジ強調や対数圧縮などの何らかの追加処理を伴った信号包絡線となる。

【0013】走査変換器/補間器32は検出器25から表示データを受け取り、このデータを所望の表示画像に変換する。詳細には、走査変換器は、音響画像データを極座標(R-θ)セクター形式またはデカルト座標線形フォーマットから適切なスケールとしたデカルト座標表示画素データに、ビデオ速度で変換する。走査変換されたこの音響データは、次いで表示モニタ30上で表示するために出力され、表示モニタ30は信号の包絡線の時間変化する振幅をグレイスケールで画像化する。

【0014】図2は、受信ビーム形成セクション34と、ビーム加算器36と、信号処理装置38とを備えた受信器を表している。受信器24の受信ビーム形成セクション34は、別々のビーム形成器チャンネル35を含む。各ビーム形成器チャンネル35はそれぞれの同軸ケーブル16を介してそれぞれのトランスジューサ素子からアナログ・エコー信号を受け取る。ビーム形成器制御器50は走査線及び送信焦点の数をチャンネル制御メモリ(図示せず)内のアドレスに変換している。走査制御器28(図1)及びビーム形成器制御器50(図2)

は、システム・オペレータが制御するホストシステムにより構成させる。ビーム形成器チャンネル35の出力信号はビーム加算器36で加算される。

【0015】図2に示す従来技術のシステムでは、128個の有効トランスジューサ・アレイ素子を128本の同軸ケーブルを介して128個の受信ビーム形成器チャンネルにそれぞれ接続させている。したがって、各同軸ケーブルは有効トランスジューサ・アレイ素子1個のみからの出力信号を搬送している。以下で開示する好ましい実施形態では、各同軸ケーブルは複数の有効トランスジューサ・アレイ素子からの出力信号を搬送する。

【0016】好ましい実施形態では、複数のトランスジューサ・アレイ素子からの出力信号は、異なる中心周波数を有するように周波数シフトさせている。次いで、周波数シフトさせたこれらの出力信号は1つの振幅変調信号に合成され、この振幅変調信号を单一の同軸ケーブルを介して中央処理装置またはコンピュータに伝達する。図3は、単側波帯で搬送波抑圧の振幅変調を使用した、4:1の多重化比での周波数分割多重化アセンブリ用の変調プランを表したものである。多重化比は別の値でも同様に機能する。図3の左側には、4個のトランスジューサ素子に対する出力データのスペクトルを示しており(周波数領域表示)、これらのスペクトルにはそれぞれ1から4までの番号を付してある。垂直の線は周波数ゼロを表しており、また逆V字形の各々は周波数からなる1つのスペクトルを表している。4個のトランスジューサ素子のそれからの出力信号は増幅され、帯域通過または低域通過でフィルタ処理され、次いで単側波帯で搬送波抑圧(SSB-SC)の振幅変調を用いて変調され、单一の振幅変調信号が形成される。素子からの出力信号を有効帯域幅内に詰め込むために、混合器(図示せず)の出力信号は信号を加算する前に鏡像スペクトルを除くようにフィルタ処理される。振幅変調された成分信号は单一の同軸ケーブルで伝送するために加算される。このSSB-SC信号のスペクトルは、図3の右側に示してあり(周波数領域表示)、トランスジューサ素子1~4からのSSB-SC信号のそれぞれの逆V字形スペクトルにはそれぞれ1から4までの番号を付してある。このスペクトル図では、それぞれのトランスジューサ素子からの変調出力信号に対するそれぞれのスペクトルに重複がないような理想的な状況を図示している。

【0017】図4は、両側波帯で搬送波抑圧(DSB-SC)の振幅変調を使用した、4:1の多重化比での周波数分割多重化アセンブリ用の変調プランを表したものである。DSB-SCの振幅変調で必要となる帯域幅はSSB-SCの振幅変調で必要となる帯域幅より広いため、DSB-SC変調技法はケーブルの帯域幅がかなり大きい場合にのみ使用することができる。図4の左側は図3の左側と同じである。4個のトランスジューサ素子1~4の各々からの出力信号は、増幅され、帯域通過ま

たは低域通過でフィルタ処理され、次いで両側波帯で搬送波抑圧（D S B - S C）の振幅変調を用いて変調され、単一の振幅変調信号が形成される。S S B - S Cを使用する実施形態と異なり、D S B - S Cの実施形態では、混合器の出力信号は信号を加算する前のフィルタ処理は行わない。合成D S B - S C信号のスペクトルを図4の右側に示している（周波数領域表示）。

【0018】S S B - S Cの実施形態とD S B - S Cの実施形態のいずれにおいても、各アレイ素子からの信号は増幅し、帯域通過または低域通過でフィルタ処理し、かつ単一の振幅変調信号を形成させるように変調させる。入力フィルタ処理は演算増幅器により実施することができる、したがって、この処理はコンパクトであり必要とするパワーは少ない。この混合処理は、その増幅が時間変化しないように十分なダイナミックレンジにより実施することができる。振幅変調された成分信号は単一の同軸ケーブルで伝送するために加算される。受信した信号は、ホスト電子回路の一部である受信器において等化処理することができる。

【0019】このスキームでは多数の信号を同じ周波数に変調させるため、変調を単一の局部発振器を用いて実施する場合にはパイロット・トーンを送信してチャンネル間で共有させることができる（これは周波数分割多重システムでは標準的な技法である）。搬送波周波数は同じであるが供給先を別々のケーブル（及び、相当数の異なる周波数分割多重化アセンブリ）としながら局部発振器を複数の混合器間で共有させる場合では、周波数分割多重化アセンブリを構成している各周波数に対するパイロット・トーンからなる組に対して1本または複数本のケーブルを専用とさせることができる。これにより、搬送波抑制信号を伝送する効率を保持しながら、これらのトーンのうちの1つにより変調を受けた各成分信号ごとに搬送波位相が受信器に供給されることになる。

【0020】好みの実施形態によるプローブを、2：1の多重化スキームを図示している図5に示す。この2：1の多重化スキームは説明を簡略とするために選んだものであることを理解されたい。多重化比は2：1を超える（例えば、8：1とする）ことが好み。説明を簡略とする同じ目的から、図5では4個のトランシューサ2、4、6及び8のみからなる組Mを示している。トランシューサ・アレイは4個の素子からなる多数の組（例えば、4個の素子からなる256の組、すなわち1024個の素子）を有することになることは明白である。2：1の多重化スキームでは、4個のトランシューサからなる各組からの出力信号は、N本すなわち2本の同軸ケーブル70及び72を介して受信ビーム形成器の4個の受信チャンネル（図5では図示せず）に伝達される。この例において、トランシューサ素子の総数が1024個であれば、 $M \times N = 1024$ となり、 $N = 1024 / 2$ 、すなわち512本の同軸ケーブルとな

る。しかし、8：1の多重化スキームを利用する場合は、図5に示す配置の表示を、アレイの $M = 16$ 個のトランシューサ素子からなる各組からの出力信号が $N = 2$ 本の同軸ケーブルに多重化されるように拡張する必要があることは容易に理解できるであろう。この場合には、各加算器64、66は8個のトランシューサ素子からなるそれぞれの組からの出力信号を合成しており、アレイ内のトランシューサ素子の数は $M \times N$ すなわち16個となるが、この後者の例では、 $M \times N = 1024$ であれば $N = 1024 / 8 = 128$ 本の同軸ケーブルとなる。

【0021】各トランシューサ素子2、4、6及び8からの出力信号はそれぞれの増幅器52により増幅され、送信周波数を中心とするそれぞれの帯域通過フィルタ54により帯域通過フィルタ処理される。トランシューサ素子2及び6に由来する増幅及びフィルタ処理後の出力信号の各々は、それぞれの混合器56内で第1の搬送波周波数 f_1 により変調を受ける。周波数 f_1 は、第1の局部発振器（LO₁）60により混合器56に提供される。トランシューサ素子4及び8に由来する増幅及びフィルタ処理後の出力信号の各々は、それぞれの混合器56'内で第2の搬送波周波数 f_2 により変調を受ける。周波数 f_2 は、第2の局部発振器（LO₂）62により混合器56'に提供される。第1の搬送波周波数 f_1 と混合させることにより得られる変調信号はそれぞれの低域通過フィルタ58により低域通過フィルタ処理を受け、一方、第2の搬送波周波数 f_2 と混合させることにより得られる変調信号はそれぞれの低域通過フィルタ58'により低域通過フィルタ処理を受ける。搬送波周波数 f_1 と搬送波周波数 f_2 の差は、低域通過フィルタ58及び58'の出力信号がほとんど重複しないように選択する。次いで、これら重複のないフィルタ出力信号はそれぞれの加算器で合成させる。加算器64はトランシューサ2及び4の出力から供給される変調信号を加算し、一方、加算器66はトランシューサ6及び8の出力から供給される変調信号を加算する。

【0022】加算器64及び66からの周波数分割多重信号は第1及び第2のケーブル70及び72のそれぞれにより、中央信号処理ユニットまたはコンピュータの受信器に搬送される。局部発振器60及び62からの搬送波周波数 f_1 及び f_2 はプローブ上の加算器68で合成され、この合成した搬送波周波数は第3のケーブル74を介して送信され、これにより、これらの搬送波周波数のうちの1つにより変調を受けた各成分信号ごとに搬送波位相が受信器に供給される。

【0023】図6は、同軸ケーブル74を介して受信器に伝達される信号からフィルタ86及び88を使用してそれぞれの搬送波周波数 f_1 及び f_2 を抽出しているような受信器の好みの実施の一形態を表したものである。受信器はこれらの搬送波周波数を用いて、同軸ケーブル

70及び72を介して受信した周波数分割多重信号からトランジューサ素子の出力信号を再構成させる。再構成したこれらのトランジューサ素子出力信号はそれぞれの受信チャンネル82に与えられ、受信チャンネル82によりビーム形成に必要な適当な時間遅延及び/または位相シフトが適用される。次いで、時間遅延/位相シフトされた信号はビーム加算器84内で加算される。

【0024】トランジューサ素子2及び6(図5)からの信号は、その各々が低域通過フィルタ76と、フィルタ86から搬送波周波数 f_1 を受け取る混合器78と、対応する従来の受信チャンネル82に結合させた帯域通過フィルタ80と、を備えるそれぞれの回路を介して再構成される。同様に、トランジューサ素子4及び8(図5)からの信号は、その各々が低域通過フィルタ76'、フィルタ88から搬送波周波数 f_2 を受け取る混合器78'、と、対応する従来の受信チャンネル82に結合させた帯域通過フィルタ80と、を備えるそれぞれの回路を介して再構成される。

【0025】混合器78、78'で広いダイナミックレンジを得るためにには、電界効果トランジスタ・ベースのリング変調器を使用することが好ましい。これらのデバイスは通常のリング変調器と同様であり、ダイオードを使用しており方形波搬送波を発生させる必要がある。さらに、各混合器への入力の位置で小さな変成器が必要となることがある。この混合器は方形波局部発振器60、62(図5)を使用しているため、高調波により変調された入力データの鏡像を抑制するために低域通過フィルタ58、58'(図5)が必要となるが、これらのフィルタは、入力帯域通過フィルタと同様に、演算増幅器を使用して実現することができる。

【0026】本発明では、受信開口が送信開口と比べてより大きいようなシステムを利用してあり、単一の送信ビームのボリュームを通じて複数の受信ビームを形成しているようなシステムから期待できる結果が得られる。

【0027】周知の競合する設計に対する本発明の主たる利点の1つは、プローブ内でアナログ対ディジタル変換も時間変化する増幅も行う必要がないことである。これにより、有効電子回路の組み込みを特徴とするプローブを実現する際の主たる障害と見られる電力消費並びにプローブの電子回路の複雑さが軽減される。

【0028】本発明を一定の好ましい特徴についてのみ図示し説明してきたが、当業者により多くの修正や変更がなされるであろう。したがって、添付の特許請求の範囲は、本発明の真の精神の範囲に属するこうした修正や変更のすべてを包含せしるように意図したものであることを理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来のリアルタイム超音波イメージング・システム内の主要な機能サブシステムのブロック図である。

【図2】図1に示すシステムに対する典型的な128チ

ヤンセル受信ビーム形成器のブロック図である。

【図3】単側波帯で搬送波抑圧の振幅変調に対する4:1の多重化比での周波数分割多重化アセンブリに関する本発明の好ましい実施の一形態による変調プランの周波数領域図表である。

【図4】両側波帯で搬送波抑圧の振幅変調に対する4:1の多重化比での周波数分割多重化アセンブリに関する本発明の別の好ましい実施形態による変調プランの周波数領域図表である。

10 【図5】本発明の好ましい実施形態による周波数分割多重化のためのスキームのブロック図である。

【図6】本発明の好ましい実施形態による受信器のブロック図である。

【符号の説明】

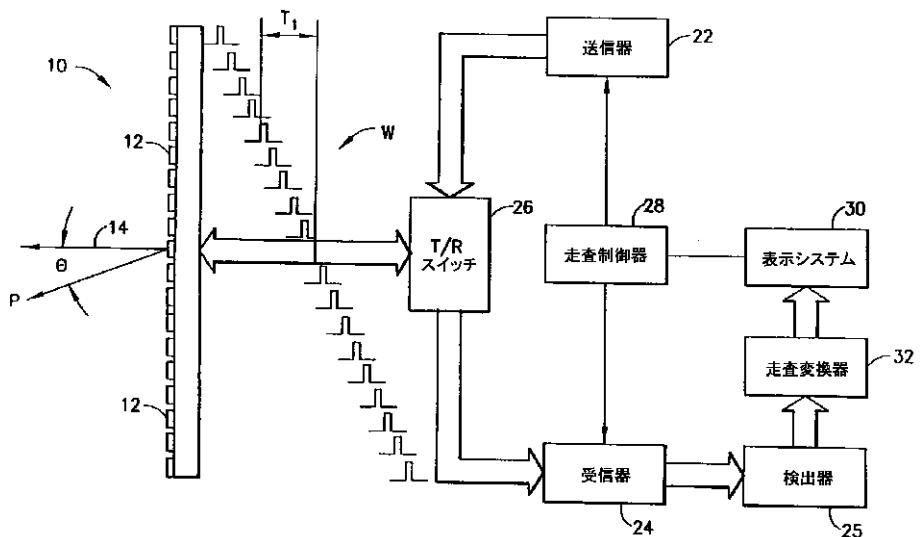
- 2、4、6、8 トランジューサ素子
- 10 トランジューサ・アレイ、超音波プローブ
- 12 トランジューサ素子
- 14 軸上のトランジューサ
- 16 同軸ケーブル
- 22 送信器
- 24 受信器
- 25 検出器
- 26 送受信切換えスイッチ、T/Rスイッチ
- 28 走査制御器
- 30 表示モニタ
- 32 走査変換器/補間器
- 34 受信ビーム形成セクション
- 35 ビーム形成器チャンネル
- 36 ビーム加算器
- 30 38 信号処理装置
- 50 ビーム形成器制御器
- 52 増幅器
- 54 帯域通過フィルタ
- 56 混合器
- 56' 混合器
- 58 低域通過フィルタ
- 58' 低域通過フィルタ
- 60 第1の局部発振器(LO₁)
- 62 第2の局部発振器(LO₂)
- 40 64 加算器
- 66 加算器
- 68 加算器
- 70及び72 同軸ケーブル
- 74 第3のケーブル
- 76 低域通過フィルタ
- 76' 低域通過フィルタ
- 78 混合器
- 78' 混合器
- 80 帯域通過フィルタ
- 82 受信チャンネル

84 ピーム加算器
86 フィルタ
88 フィルタ

* f_1 第1の搬送波周波数
 f_2 第2の搬送波周波数

*

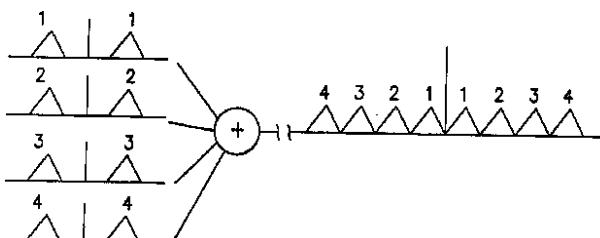
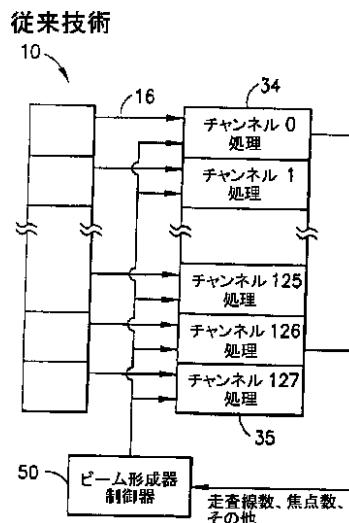
【図1】



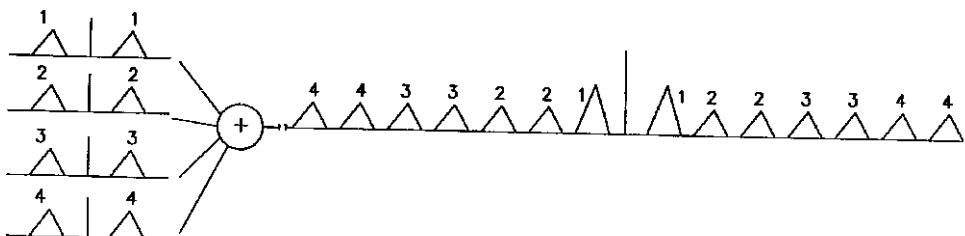
従来技術

【図2】

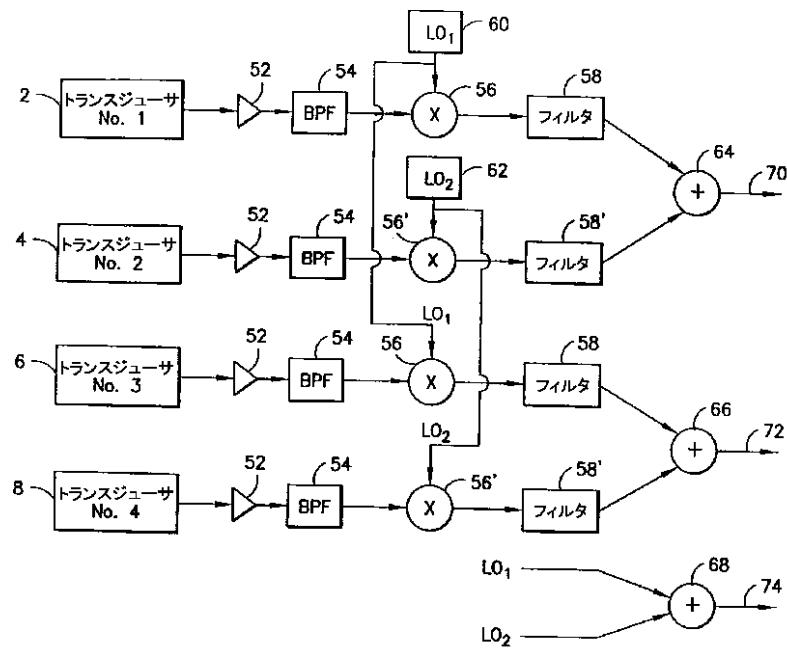
【図3】



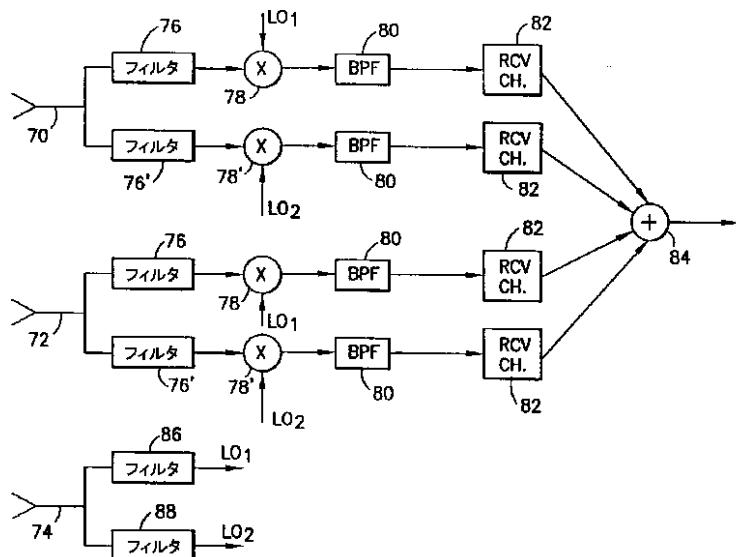
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 ラルフ・トマス・ホクター
 アメリカ合衆国、ニューヨーク州、サロト
 ガ・スプリングス、ホライズン・ドライ
 ブ、4番

(72)発明者 リチャード・ルイ・フライ
 アメリカ合衆国、ニューヨーク州、デラン
 ソン、スカイライン・ドライブ、7262番

(72)発明者 ブルーノ・ハンス・ハイデル F ターム(参考) 4C301 AA02 BB02 BB23 CC02 DD01
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ボール
ストン・レイク、ウエストサイド・ドライ
ブ、64番 DD06 EE15 EE17 EE18 GB02
HH01 HH25 HH37 HH38 HH46
HH48 JA01 JA17 JB29 JB32
JB35 JB38 JB50 JC01 JC08
LL04
5D019 BB17 FF02 FF04
5K022 AA03 AA12

(72)発明者 ジョン・エリック・ハーシェイ
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ボール
ストン・レイク、バインズ・ロード、4番

【外国語明細書】

1. Title of Invention

FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXED WIRELINE COMMUNICATION FOR ULTRASOUND PROBE

2. Claims

1. An ultrasound probe comprising first through N -th cables (16), an array (10) of first through ($M \times N$)-th ultrasonic transducer elements (12), and first through N -th frequency division multiplexing circuits (52, 54, 56, 58, 60, 64, 66) for multiplexing output signals from a respective set of M transducer elements to a respective one of said first through N -th cables, where N and M are positive integers greater than unity.

2. The probe as recited in claim 1, wherein said first frequency division multiplexing circuit comprises:

a first mixer (56) having a first input connected to receive a signal derived from an output signal of said first transducer element and a second input connected to receive a first waveform having a first carrier frequency;

a second mixer (56) having a first input connected to receive a signal derived from an output signal of said second transducer element and a second input connected to receive a second waveform having a second carrier frequency different than said first carrier frequency; and

a first summer (64) for summing first and second signals derived from the outputs of said first and second mixers respectively.

3. The probe as recited in claim 2, wherein said second frequency division multiplexing circuit comprises:

a third mixer (56) having a first input connected to receive a signal derived from an output signal of said third transducer element and a second input connected to receive a third waveform having said first carrier frequency;

a fourth mixer having a first input connected to receive a signal derived from an output signal of said fourth transducer element and a second input connected to receive a fourth waveform having said second carrier frequency; and

a second summer for summing third and fourth signals derived from the outputs of said third and fourth mixers respectively.

4. The probe as recited in claim 2, wherein said first frequency division multiplexing circuit comprises a first local oscillator (60) which generates said first waveform and a second local oscillator (62) which generates said second waveform.

5. The probe as recited in claim 2, wherein said first frequency division multiplexing circuit comprises:

a first bandpass filter (54) electrically coupled between said first transducer element and said first mixer; and

a second bandpass filter (54) electrically coupled between said second transducer element and said second mixer.

6. The probe as recited in claim 2, wherein said first frequency division multiplexing circuit comprises:

a first low-pass filter (58) electrically coupled between said first mixer and said first summer; and

a second low-pass filter (58') electrically coupled between said second mixer and said first summer.

7. The probe as recited in claim 1, wherein each of said N frequency division multiplexing circuits is adapted to perform single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

8. The probe as recited in claim 1, wherein each of said N frequency division multiplexing circuits is adapted to perform double-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

9. The probe as recited in claim 3, further comprising an $(N+1)$ -th cable (74) and a third summer (68) having a first input which receives a fifth waveform having said first carrier frequency, a second input which receives a sixth waveform having said second carrier frequency, and an output connected to said $(N+1)$ -th cable.

10. The probe as recited in claim 2, wherein each of said first and second mixers comprises a field-effect transistor-based ring modulator.

11. A method for acquiring acoustic data reflected from biological tissue, comprising the steps of:

transducing reflected ultrasound energy into electrical analog output signals at each one of a plurality of transducer elements; and

frequency division multiplexing said analog output signals from said plurality of transducer elements onto an electrical conductor.

12. The method as recited in claim 11, wherein the step of frequency division multiplexing comprises:

mixing a signal derived from an output signal of a first one of said transducer elements and a first waveform having a first carrier frequency to form a first mixed signal;

mixing a signal derived from an output signal of a second one of said transducer elements and a second waveform having a second carrier frequency different than said first carrier frequency to form a second mixed signal; and

summing said first and second mixed signals.

13. The method as recited in claim 11, wherein the step of frequency division multiplexing comprises single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

14. The method as recited in claim 11, wherein the step of frequency division multiplexing comprises double-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

15. A system for acquiring acoustic data reflected from biological tissue, comprising:

a plurality of transducer elements (12) for transducing reflected ultrasound energy into electrical analog output signals at each of a plurality of transducer elements;

an electrical conductor (70);

means (52, 54, 56, 58, 60, 62, 64) for frequency division multiplexing said analog output signals from said plurality of transducer elements onto said conductor and

a receiver (24) electrically coupled to said conductor for receiving said frequency division multiplexed signal.

16. The system as recited in claim 15, wherein said receiver comprises:

means (76, 76', 78, 78', 80) for reconstructing said analog output signals from said plurality of transducer elements; and

a receive beamformer (82, 84) for beamforming said reconstructed analog output signals.

17. An ultrasound imaging system comprising:

an array (10) of first through ($M \times N$)-th ultrasonic transducer elements (12), where N and M are positive integers greater than unity;

first through N -th cables (16);

a multiplicity of first through ($M \times N$)-th amplitude modulators (56, 56') for respectively modulating signals derived from analog output signals produced by said ultrasonic transducer elements to form first through ($M \times N$)-th modulated signals, the signals derived from each set of M analog output signals being modulated with a respective one of a multiplicity of first through M carrier frequencies, each of said first through M carrier frequencies being different;

a multiplicity of first through N -th summers (64, 66) for summing a respective one of N sets of said modulated signals, each of said N sets comprising M modulated signals, to form N frequency division multiplexed signals which are respectively supplied to said first through N cables;

a multiplicity of first through ($M \times N$)-th demodulating circuits, (78, 78'), each set of M demodulating circuits being respectively coupled to a separate respective one of said cables for converting each of said N frequency division multiplexed signals into a respective set of M demodulated signals;

a multiplicity of first through ($M \times N$)-th receive channels (82) having inputs for receiving said first through ($M \times N$)-th demodulated signals respectively;

a beamsummer (84) for summing output signals of said receive channels;

a signal processor (38) for forming an image datum which is a function of the summed output signal of said beamsummer; and

a subsystem (30) for displaying an image having a portion which is a function of said image datum.

18. The system as recited in claim 17, wherein each of said amplitude modulators is adapted to perform single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

19. The system as recited in claim 17, wherein each of said amplitude modulators is adapted to perform double-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation.

3. Detailed Description of Invention

FIELD OF THE INVENTION

This invention generally relates to ultrasound imaging systems. In particular, the invention relates to methods and apparatus for imaging moving fluid and tissue.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Ultrasonic imaging systems, as commonly used for medical imaging, require an array of ultrasonic transducers contained within a probe to provide steering and focusing of the ultrasonic beam. Each transducer transmits a high-frequency signal into the object being examined and receives a high-frequency echo signal returned from the object following transmission. In particular, respective transmit pulses are transmitted to the transducers of the probe from a transmit beamformer incorporated in the host electronic system or image console. The echo signals detected by the transducers of the probe must then be transmitted to the host electronic system or image console for receive beamforming and signal processing. Even with advanced very-large-scale integration microelectronics techniques, only a relatively small part of the overall system electronic signal processing may reside in the probe.

The maximum number of simultaneously active elements in a transducer array of a medical diagnostic ultrasound probe has steadily grown over the past 15 years. This trend continues and may actually accelerate, due to the use of large two-dimensional apertures in three-dimensional image reconstruction systems. If a separate coaxial cable is used to convey the detected echo signal obtained from each of a large number of transducer array elements of the ultrasound probe to the main signal processing unit, then the bundle of cables attached to the probe can become stiff, making manipulation of the probe for imaging difficult. Probes with roughly 500 cables are commercially available, but they are regarded as relatively clumsy. On the other hand, probes with 128 cables are routinely used by sonographers without complaint.

This problem has been recognized for some time and some innovations have been proposed to address it. One solution was proposed in U.S. Patent No. 5,566,133, which discloses a method whereby the coaxial cables are replaced by fiber-optic cables. Since fiber-optic cables are more flexible, a larger number can be used while retaining ease of maneuverability of the probe. However, in order to transmit signals with the required dynamic range, this method requires the use of digital optical modulation, which in turn requires that time-gain compensation and analog-to-digital conversion functions be incorporated in the probe for each array element. This involves a considerable amount of power to operate and can be relatively expensive to manufacture. Thus there is a need for a technique whereby the detected echo signals for the multiplicity of transducers in the probe can be communicated to the host signal processing electronics without need to incorporate one coaxial cable for each transducer.

SUMMARY OF THE INVENTION

Communication between a large number of ultrasonic transducers incorporated in a probe and a central electronic unit or computer of an ultrasound imaging system by means of coaxial cables can require fewer cables than the number of transducers by using frequency division multiplexing to enable a single coaxial cable to carry the signals from multiple ultrasound transducers in an array. The invention enables a bundle of, for example, 128 coaxial cables to be used to transport the signals originating from an array of, for example, 1024 active transducers or elements. In this example, the ratio of active array elements to coaxial cables is 8:1. Such a ratio requires frequency division multiplexing of eight separate array elements onto a single coaxial cable, which requires that the single coaxial strand have relatively high bandwidth. For example, to multiplex element output data from a 5-MHz probe at an 8-to-1 ratio would require in excess of 80 MHz (two-sided) bandwidth on the individual coaxial cable. This might require that the gage of the individual strand be increased, and a good trade-off may have to be found between multiplex ratio, cable gage and flexibility of the bundle of coaxial cables.

In accordance with the preferred embodiments of the invention, different modulation schemes for individual signals can be utilized. The final choice between these methods will depend on the available frequency response characteristics of the individual coaxial cables. In accordance with one preferred embodiment, if the cable bandwidth is limited, single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation can be used to pack the element output signals into the available bandwidth. This would require filtering the mixer output signal to reject image spectra prior to signal addition. In accordance with another preferred embodiment, if cable bandwidth is large (or if high-bandwidth cables could be obtained to replace those currently in use), then double-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation could be used. Although this would be wasteful of bandwidth, it would allow the element output data to be communicated from the probe to the central electronic processing unit or computer without filtering for rejection of frequency-domain images. It would be advantageous to implement the modulation without filtering, but, again, this depends on cable bandwidth.

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

A conventional ultrasonic imaging system, as shown in FIG. 1, comprises an ultrasound probe 10 having a multiplicity of separately driven transducer elements 12, each of which produces a burst of ultrasonic energy when energized by a pulsed waveform produced by a transmitter 22. The ultrasonic energy reflected back to the transducer array from the object under study is converted to an electrical signal by each receiving transducer element 12 and communicated via separate coaxial cables to a receiver 24 through a set of transmit/receive (T/R) switches 26. T/R switches 26 are typically diodes which protect the receive electronics from the high voltages generated by the transmit electronics. The transmit signal causes the diodes to shut off or limit the signal to the receiver. Transmitter 22 and receiver 24 are operated under control of a scan controller 28 responsive to commands by a human operator. A complete scan is performed by gating transmitter 22 ON momentarily to energize each transducer element 12, and acquiring the subsequent echo signals produced by each transducer element 12 which are applied to receiver 24. A channel may begin reception while another channel is still transmitting. Receiver 24 combines the separate echo signals from each transducer element to produce a single echo signal which is used to produce a line in an image on a display monitor 30.

Transmitter 22 drives transducer elements 12 of the array such that the ultrasonic energy produced is directed, or steered, in a beam. To accomplish this, transmitter 22 imparts a time delay to the respective pulsed waveforms W that are applied to successive transducer elements 12 via respective beamformer channels. Each channel has a respective pulser (not shown) associated therewith. By adjusting the pulse time delays appropriately in a conventional manner, the ultrasonic beam can

be directed away from axis transducer 14 by an angle θ and/or focused at a fixed range R . A sector scan is performed by progressively changing the time delays in successive excitations. The angle θ is thus changed in increments to steer the transmitted beam in a succession of directions.

The echo signals produced by each burst of ultrasonic energy reflect from objects located at successive ranges along the ultrasonic beam. The echo signals are sensed separately by each transducer element 12 and the magnitude of the echo signal at a particular point in time represents the amount of reflection occurring at a specific range. Due to differences in the propagation paths between a reflecting point P and each transducer element 12, however, these echo signals will not be detected simultaneously and their amplitudes will not be equal. Receiver 24 amplifies the separate echo signals, imparts the proper time delay to each, and sums them to provide a single echo signal which accurately indicates the total ultrasonic energy reflected from point P located at range R along the ultrasonic beam oriented at the angle θ .

To simultaneously sum the electrical signals produced by the echoes impinging on each transducer element 12, time delays are introduced into each separate beamformer channel of receiver 24. The beam time delays for reception are the same delays as the transmission delays described above. However, the time delay of each receiver channel is continuously changing during reception of the echo to provide dynamic focusing of the received beam at the range R from which the echo signal emanates.

Under the direction of scan controller 28, receiver 24 provides delays during the scan such that steering of receiver 24 tracks the direction θ of the beam steered by transmitter 22 and provides the proper delays and phase shifts to dynamically focus at points P along the beam. Thus, each transmission of an ultrasonic pulse waveform results in acquisition of a signal with a magnitude which represents the amount of reflected sound from anatomy located along the ultrasonic beam.

A detector 25 converts the received signal to display data. In the B-mode (gray scale), this is the envelope of the signal with some additional processing such as edge enhancement and logarithmic compression.

A scan converter/interpolator 32 receives the display data from detector 25 and converts the data into the desired image for display. In particular, the scan converter converts the acoustic image data from polar coordinate ($R - \theta$) sector format or Cartesian coordinate linear format to appropriately scaled Cartesian coordinate display pixel data at the video rate. These scan-converted acoustic data are then supplied for display on display monitor 30, which images the time-varying amplitude of the envelope of the signal as a gray scale.

FIG. 2 shows the receiver comprising a receive beamforming section 34, a beamsummer 36 and a signal processor 38. The receive beamforming section 34 of receiver 24 includes separate beamformer channels 35. Each beamformer channel 35 receives an analog echo signal from a respective transducer element via a respective coaxial cable 16. A beamformer controller 50 converts scan line and transmit focus numbers to addresses in a channel control memory (not shown). Scan controller 28 (FIG. 1) and beamformer controller 50 (FIG. 2) are configured by the host system which is controlled by the system operator. The output signals of beamformer channels 35 are summed in beamsummer 36.

In the prior art system depicted in FIG. 2, 128 active transducer array elements are respectively connected to 128 receive beamformer channels via 128 coaxial cables. Thus, each coaxial cable carries the output signal from only one active transducer array element. In accordance with the preferred embodiments disclosed hereinafter, each coaxial cable carries the output signals from multiple active transducer array elements.

In accordance with the preferred embodiments, the output signals from multiple transducer array elements are frequency shifted to have different center frequencies. These frequency-shifted output signals are then combined into one amplitude-modulated signal, which is communicated to the central processor or computer via a single coaxial cable. FIG. 3 depicts a modulation plan for a frequency

division multiplexing assembly at a multiplexing ratio of 4:1 using single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation. Other ratios would work in a similar manner. The left-hand side of FIG. 3 represents the output data spectra (in the frequency domain) for four transducer elements, the spectra being respectively numbered 1 through 4. The vertical line represents a frequency of zero, while each inverted V represents a spectrum of frequencies. The output signal from each of the four transducer elements is amplified, bandpass or low-pass filtered, and then modulated using single-sideband, suppressed-carrier (SSB-SC) amplitude modulation to form a single amplitude-modulated signal. In order to pack the element output signals into the available bandwidth, the mixer (not shown) output signal is filtered to reject image spectra prior to signal addition. Component amplitude-modulated signals are added for transmission on a single coaxial cable. The spectrum of this SSB-SC signal is depicted (in the frequency domain) on the right-hand side of FIG. 3, with the numbers 1 through 4 indicating the respective inverted V-shaped spectra of the SSB-SC signals from transducer elements 1 through 4. This spectral diagram depicts the ideal situation where the respective spectra for the modulated output signals from the respective transducer elements are non-overlapping.

FIG. 4 depicts a modulation plan for a frequency division multiplexing assembly at a multiplexing ratio of 4:1 using double-sideband, suppressed-carrier (DSB-SC) amplitude modulation. Since DSB-SC amplitude modulation requires a bandwidth wider than that required for SSB-SC amplitude modulation, the DSB-SC modulation technique can be used only if the bandwidth of the cable is sufficiently large. The left-hand side of FIG. 4 is the same as that in FIG. 3. The output signal from each of the four transducer elements 1 through 4 is amplified, bandpass or low-pass filtered, and then modulated using double-sideband, suppressed-carrier (DSB-SC) amplitude modulation to form a single amplitude-modulated signal. In contrast to the embodiment using SSB-SC, the mixer output signal in the DSB-SC embodiment is not filtered prior to signal addition. The spectrum of the combined DSB-SC signal is depicted (in the frequency domain) on the right-hand side of FIG. 4.

In either the SSb-SC or DSB-SC embodiment, the signal from each array element is amplified, band-pass or low-pass filtered and modulated to form a

single amplitude-modulated signal. The input filtering can be done with operational amplifiers, and thus be compact and require low power. The mixing can be done with sufficient dynamic range so that the amplification can be non-time-varying. Component amplitude-modulated signals are added for transmission on a single coaxial cable. Received signals can be equalized at the receiver, as part of the host electronics.

Because a large number of signals are modulated to the same frequency in this scheme, pilot tones can be transmitted and shared between channels, provided that the modulations are performed using a single local oscillator. (This is a standard technique in frequency division multiplexing systems.) If local oscillators are shared among multiple mixers having the same carrier frequency but feeding different cables (and so different frequency division multiplexing assemblies), then one or more cables can be dedicated to a set of pilot tones for the frequencies making up the frequency division multiplexing assembly. This will supply carrier phase to the receiver for each component signal which had been modulated with one of these tones, while retaining the efficiency of transmitting suppressed carrier signals.

The probe in accordance with the preferred embodiment is shown in FIG. 5, which illustrates a 2:1 multiplexing scheme. It should be understood that the 2:1 multiplexing scheme is selected for the sake of simplicity or description. Preferably the multiplexing ratio will be greater than 2:1, e.g., 8:1. For the same purpose of simplifying the description, a set M of only four transducers 2,4,6 and 8 is shown in FIG. 5. Obviously the transducer array will have many sets of four elements e.g., 256 sets of four elements, or 1024 elements.. In a 2:1 multiplexing scheme, the output signals from each set of four transducers are communicated to four receive channels of the receive beamformer (not shown in FIG. 5) via N or two coaxial cables 70 and 72. If, in this example, the total number of transducer elements is 1024, then $M \times N = 1024$ and $N = 1024 / 2$, or 512 coaxial cables. However, it will be readily appreciated that utilization of an 8:1 multiplexing scheme requires the arrangement shown in FIG. 5 to be extended to show output signals from each set of $M = 16$ transducer elements of the array being multiplexed to $N = 2$ coaxial cables. In that event, each summer 64, 66 combines the output signals from a respective set of eight transducer elements and the

number of transducer elements in the array is MxN or 16, although, for this latter example, if M X N = 1024, then N = 1024 - 8 = 128 coaxial cables.

The output signal from each transducer element 2, 4, 6, and 8 is amplified by a respective amplifier 52 and is bandpass filtered by a respective bandpass filter 54 centered at the transmit frequency. The amplified and filtered output signals which originated from transducer elements 2 and 6 are each modulated with a first carrier frequency f_1 in a respective mixer 56. Frequency f_1 is provided to the mixers 56 by a first local oscillator (LO₁) 60. The amplified and filtered output signals which originated from transducer elements 4 and 8 are each modulated with a second carrier frequency f_2 in a respective mixer 56'. Frequency f_2 is provided to the mixers 56' by a second local oscillator (LO₂) 62. The modulated signals resulting from mixing with the first carrier frequency f_1 are low-pass filtered by respective low-pass filters 58, while the modulated signals resulting from mixing with the second carrier frequency f_2 are low-pass filtered by respective low-pass filters 58'. The difference between the carrier frequencies f_1 and f_2 is selected such that the output signals of low-pass filters 58 and 58' are substantially non-overlapping. These non-overlapping filter output signals are then combined in a respective summer. Summer 64 sums the modulated signals supplied from the outputs of transducers 2 and 4, while summer 66 sums the modulated signals supplied from the outputs of transducers 6 and 8.

The frequency division multiplexed signals from summers 64 and 66 are carried by first and second cables 70 and 72, respectively, to the receiver of the central signal processing unit or computer. The carrier frequencies f_1 and f_2 from local oscillators 60 and 62 are combined in a summer 68 on the probe, the combined carrier frequencies being sent via a third cable 74 to supply carrier phase to the receiver for each component signal which has been modulated with one of these carrier frequencies.

FIG. 6, shows a preferred embodiment of the receiver wherein filters 86 and 88 are used to extract the respective carrier frequencies f_1 and f_2 from the signal communicated to the receiver via coaxial cable 74. These carrier frequencies are used by the receiver to reconstruct the transducer element output signals from the frequency division multiplexed signals received via coaxial cables 70 and 72. These reconstructed transducer element output signals are applied to respective receive channels 82, which apply the appropriate time delays and/or phase shifts needed for beamforming. The time-delayed/phase-shifted signals are then summed in a beamsummer 84.

The signals from transducer elements 2 and 6 (FIG. 5) are reconstructed via respective circuits, each circuit comprising a low-pass filter 76, a mixer 78 which receives the carrier frequency f_1 from filter 86, and a bandpass filter 80 coupled to a corresponding conventional receive channel 82. Similarly, the signals from transducer elements 4 and 8 (FIG. 5) are reconstructed via respective circuits, each circuit comprising a low-pass filter 76', a mixer 78' which receives the carrier frequency f_2 from filter 88, and a bandpass filter 80 coupled to a corresponding conventional receive channel 82.

To obtain high dynamic range in mixers 78, 78' preferably field-effect transistor-based ring modulators are used. These devices are similar to ordinary ring modulators, which use diodes and require generation of a square-wave carrier. In addition, a small transformer may be required at the input to each mixer. Since this mixer uses a square-wave local oscillator 60, 62 (FIG. 5), low-pass filters 58, 58' (FIG. 5) are required to suppress the images of the input data modulated by harmonics, but these filters, like the input bandpass filters, can be implemented using operational amplifiers.

This invention utilizes a system where the receive aperture is larger than the transmit aperture, a not unexpected result of a system which forms multiple receive beams through the volume of a single transmit beam.

A major advantage of the invention over known competing designs is that neither analog-to-digital conversion nor time-varying amplification is required in the probe. This reduces power consumption and complexity of the probe electronics, which appear to be the primary impediments to implementation of probes featuring integrated, active electronics.

While only certain preferred features of the invention have been illustrated and described, many modifications and changes will occur to those skilled in the art. It is, therefore, to be understood that the appended claims are intended to cover all such modifications and changes as fall within the true spirit of the invention.

4. Brief Description of Drawings

FIG. 1 is a block diagram showing the major functional subsystems within a conventional real-time ultrasound imaging system.

FIG. 2 is a block diagram of a typical 128-channel receive beamformer for the system depicted in FIG. 1.

FIG. 3 is a frequency domain diagram of the modulation plan for a frequency division multiplexing assembly at a multiplexing ratio of 4:1 for single-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation in accordance with a preferred embodiment of the invention.

FIG. 4 is a frequency domain diagram of the modulation plan for a frequency division multiplexing assembly at a multiplexing ratio of 4:1 for double-sideband, suppressed-carrier amplitude modulation in accordance with another preferred embodiment of the invention.

FIG. 5 is a block diagram of the scheme for frequency division multiplexing in accordance with the preferred embodiments of the invention.

FIG. 6 is a block diagram of a receiver in accordance with the preferred embodiments of the invention.

FIG. 1
PRIOR ART

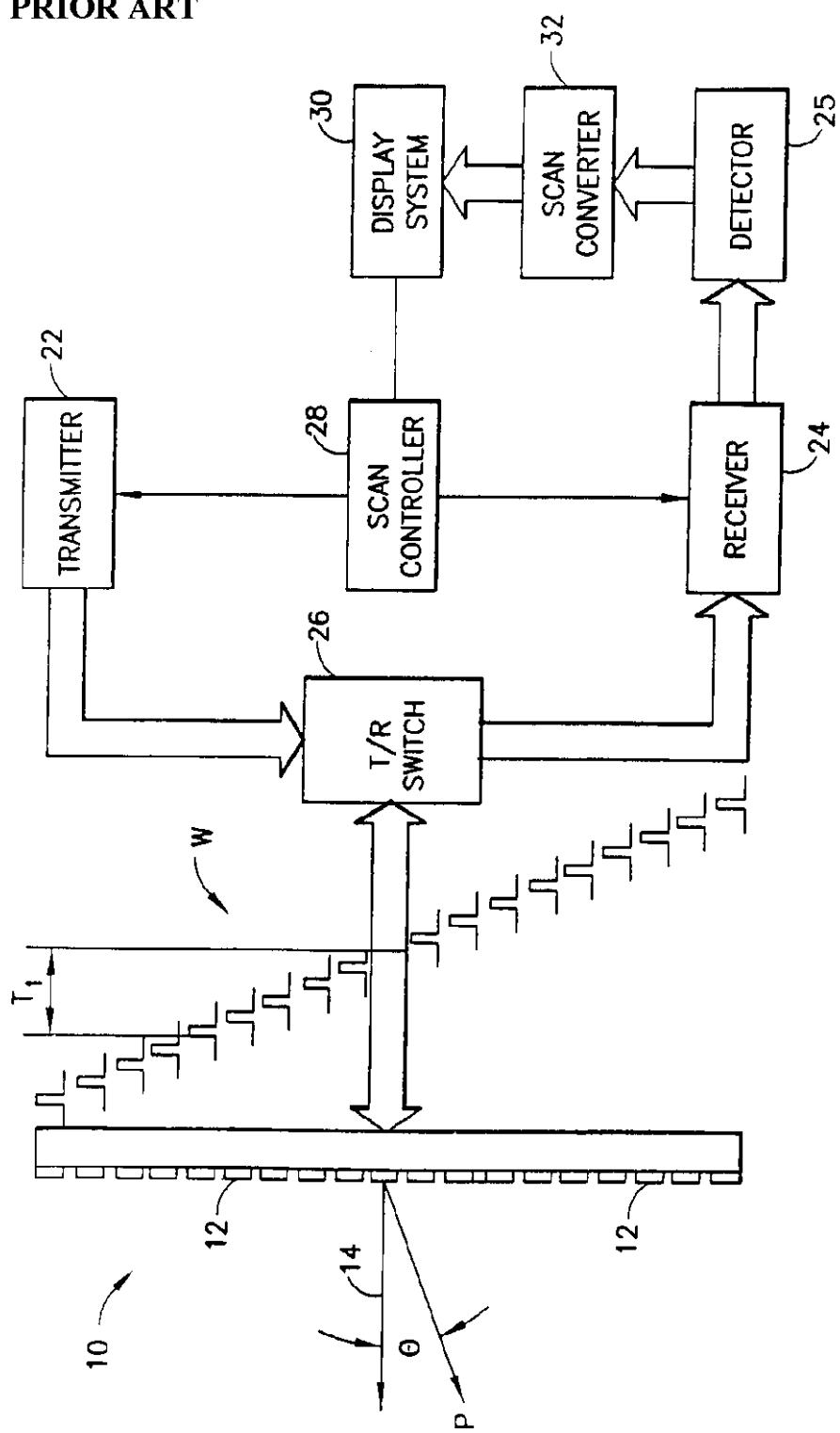


FIG. 2
PRIOR ART

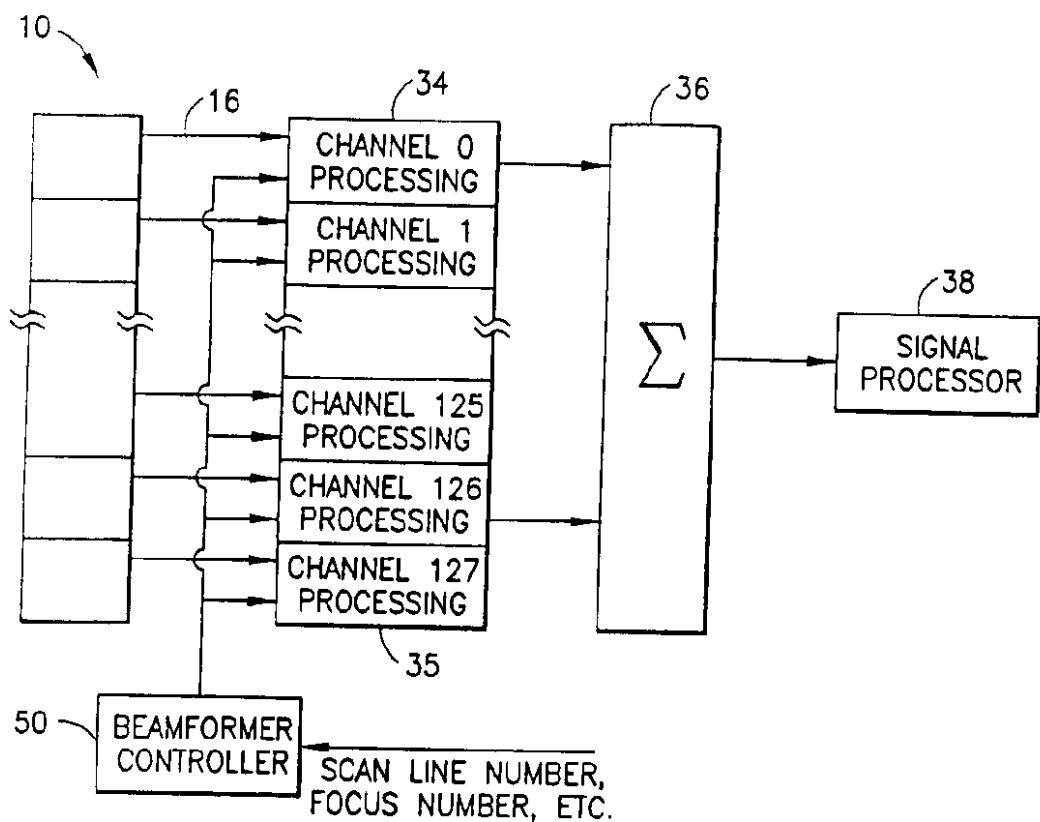


FIG. 3

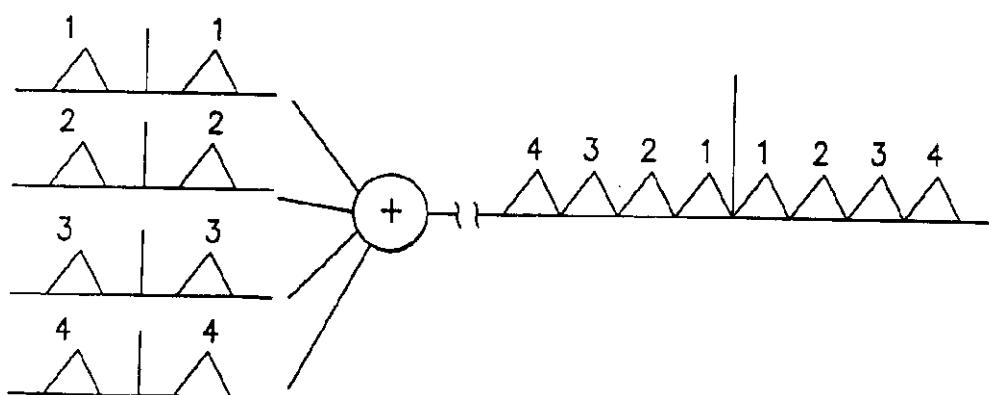


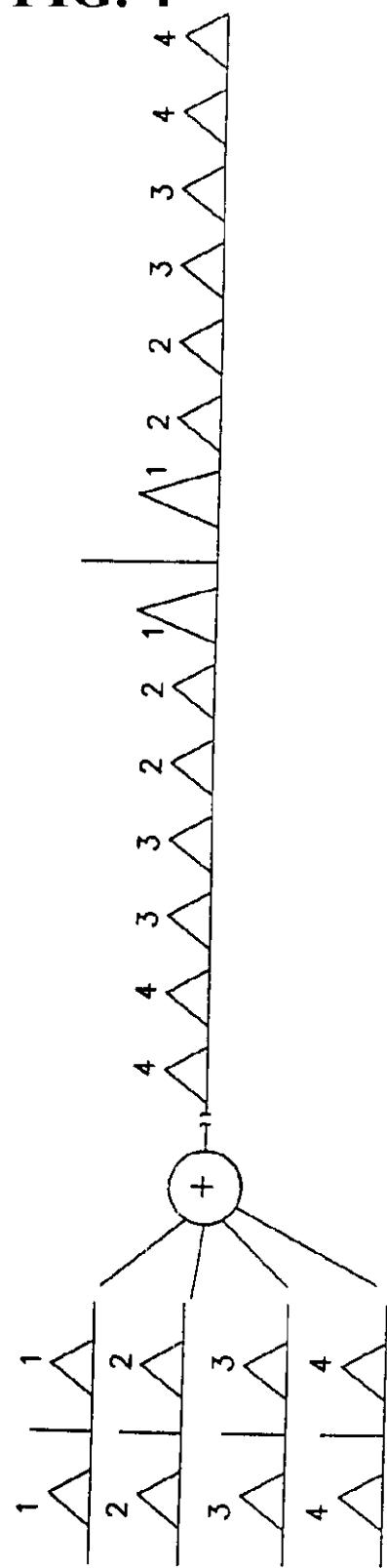
FIG. 4

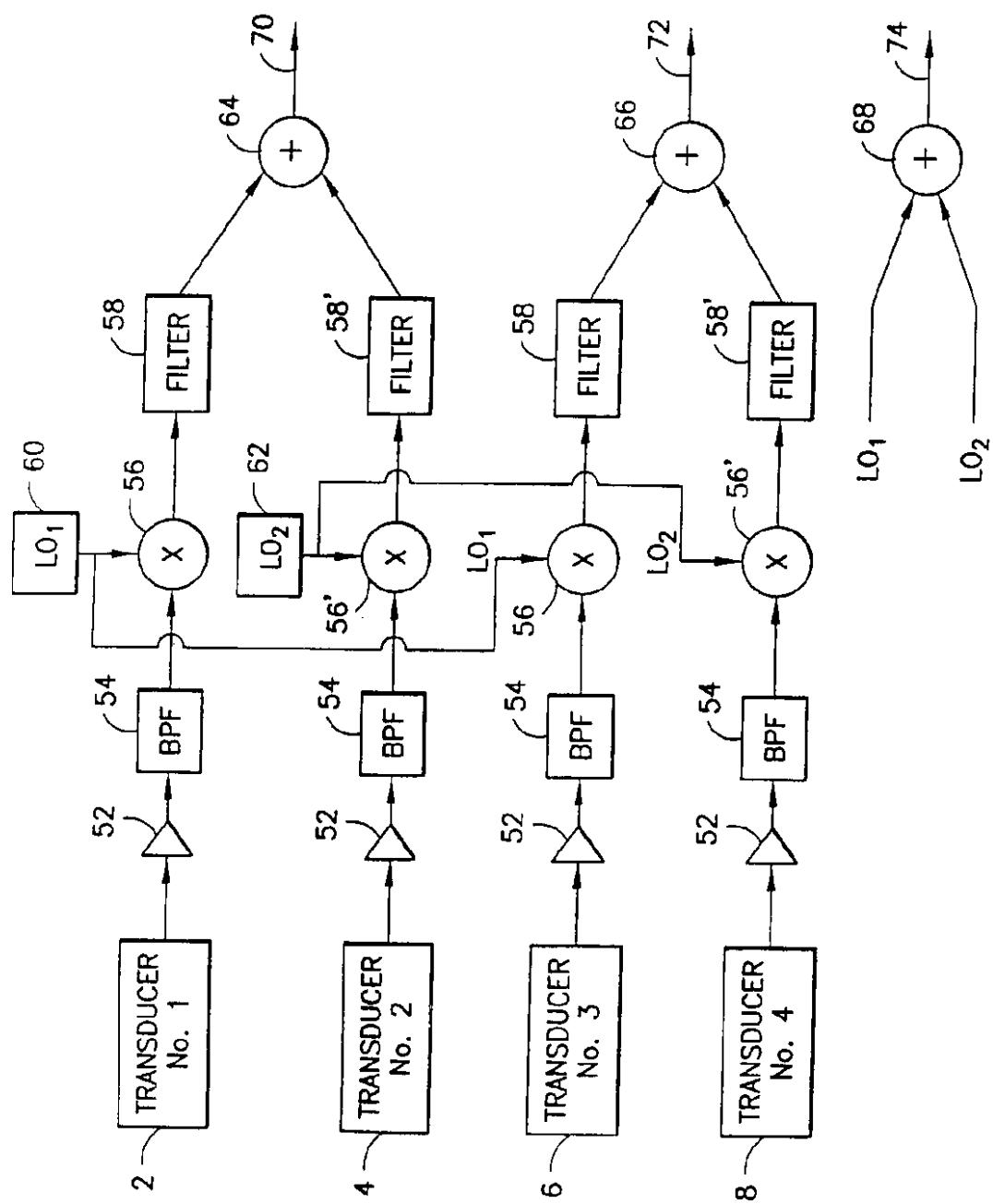
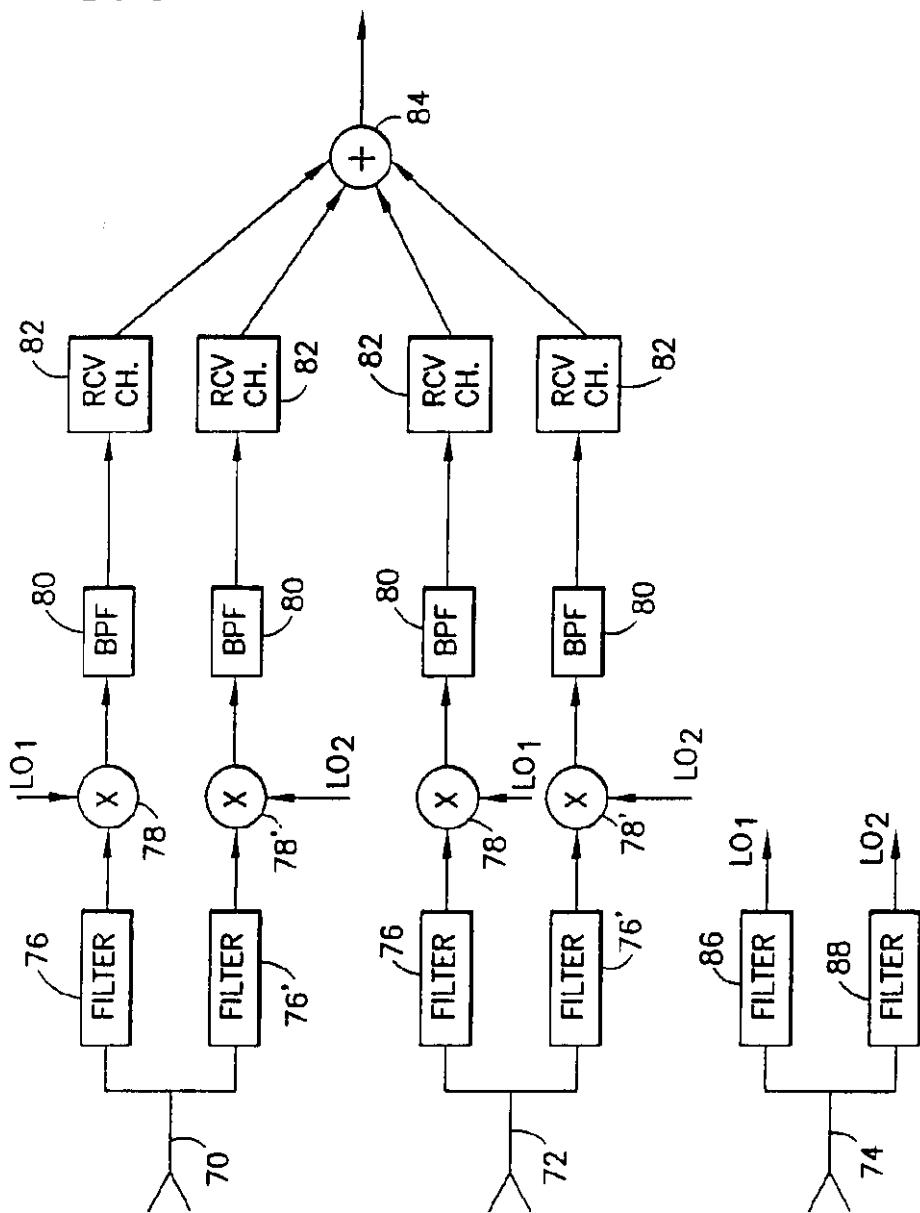
FIG. 5

FIG. 6

1. Abstract

Received echo data is transferred from an ultrasound probe (10) to the signal processing circuitry of an ultrasound imaging system by use of a reduced number of multiple coaxial cables (16). The system operates by frequency division multiplexing of the analog output signals produced by multiple individual array elements (12) in the probe onto a single coaxial cable, which connects the probe to the central host computer or console for conventional signal processing and imaging.

2. Representative Drawing: Figure 5

专利名称(译)	用于超声波探头的线型频分复用通信		
公开(公告)号	JP2002233529A	公开(公告)日	2002-08-20
申请号	JP2001288045	申请日	2001-09-21
[标]申请(专利权)人(译)	通用电气公司		
申请(专利权)人(译)	通用电气公司		
[标]发明人	ニック・アンドリュー・ヴァン・ストラレン ラルフ・トマス・ホクター リチャード・ルイ・フライ ブルーノ・ハンス・ハイデル ジョン・エリック・ハーシェイ		
发明人	ニック・アンドリュー・ヴァン・ストラレン ラルフ・トマス・ホクター リチャード・ルイ・フライ ブルーノ・ハンス・ハイデル ジョン・エリック・ハーシェイ		
IPC分类号	A61B8/14 A61B8/06 A61B8/08 G01S15/89 H04J1/00 H04R17/00		
CPC分类号	G01S15/8952 G01S15/8915 G01S15/8925		
FI分类号	A61B8/14 A61B8/06 A61B8/08 H04J1/00 H04R17/00.332.A		
F-TERM分类号	4C301/AA02 4C301/BB02 4C301/BB23 4C301/CC02 4C301/DD01 4C301/DD06 4C301/EE15 4C301/EE17 4C301/EE18 4C301/GB02 4C301/HH01 4C301/HH25 4C301/HH37 4C301/HH38 4C301/HH46 4C301/HH48 4C301/JA01 4C301/JA17 4C301/JB29 4C301/JB32 4C301/JB35 4C301/JB38 4C301/JB50 4C301/JC01 4C301/JC08 4C301/LL04 5D019/BB17 5D019/FF02 5D019/FF04 5K022/AA03 5K022/AA12 4C601/BB05 4C601/BB06 4C601/BB07 4C601/BB23 4C601/DD03 4C601/EE12 4C601/EE14 4C601/EE15 4C601/GB01 4C601/GB03 4C601/GD01 4C601/GD11 4C601/GD12 4C601/HH04 4C601/HH06 4C601/HH26 4C601/HH30 4C601/HH31 4C601/HH35 4C601/JB01 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB34 4C601/JB45 4C601/JB47 4C601/JB55 4C601/JB57 4C601/JB60 4C601/JC01 4C601/JC09 4C601/KK12 4C601/LL01 4C601/LL02		
代理人(译)	松本健一		
优先权	09/668980 2000-09-25 US		
其他公开文献	JP2002233529A5		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：减少超声探头（10）中使用的多根同轴电缆（16）的数量。由探针中的多个单独的阵列元件（12）生成的模拟输出信号将探针连接到中央主机或控制台，以进行常规的信号处理和成像。该系统通过在同一同轴电缆上进行频分复用来运行。

