(19)日本国特許庁(JP)　(12)公開特許公報(A)　(11)特許出願公開番号
特開2006-187667
(P2006-187667A)
(43)公開日　平成18年7月20日(2006.7.20)

(51)Int.Cl.	F I	テーマコード（参考）
A61B 8/00 (2006.01)	A61B 8/00	4C601

審査請求 有　請求項の数 2　ＯＬ　（全 39 頁）

(21)出願番号　特願2006-107806 (P2006-107806)
(22)出願日　平成18年4月10日 (2006.4.10)
(62)分割の表示　特願2004-298667 (P2004-298667)の分割
原出願日　平成7年8月4日 (1995.8.4)
(31)優先権主張番号　08/286,658
(32)優先日　平成6年8月5日 (1994.8.5)
(33)優先権主張国　米国(US)

(71)出願人　394007001
アキューソン　コーポレイション
アメリカ合衆国　カリフォルニア州　９４０３９－７３９３　マウンテン　ヴィュー　チャールストン　ロード　１２２０
(74)代理人　100083839
弁理士　石川　泰男
(72)発明者　ライト，ジェイ．，ネルソン
アメリカ合衆国，９４０２５　カリフォルニア州，メンロ　パーク，ベイ　ローレル　ドライヴ　１４４５
(72)発明者　コール，クリストファー，アール．
アメリカ合衆国，９５０１４　カリフォルニア州，キャパティノ，マドリッド　コート　１０６２０

最終頁に続く

(54)【発明の名称】受信ビーム生成器

(57)【要約】
【課題】　超音波結像システムについて、単一又は複数の、位相調節され、干渉性を有し、操舵され且つ動的に焦点調節された受信ビームを生成する装置に関する。
【解決手段】　Ｎ個の受信ビームを構成するために使用される信号を処理するための調整可能な解像度デジタルプロセッサであって、Ｎは変化可能なプラスの整数であり、前記デジタルプロセッサのデジタル処理能力のすべてを利用するために、Ｎの関数としての前記信号の解像度を調整するための手段を備えるところのデジタルプロセッサ
を備える超音波受信ビーム生成器。
【選択図】　図２ａ

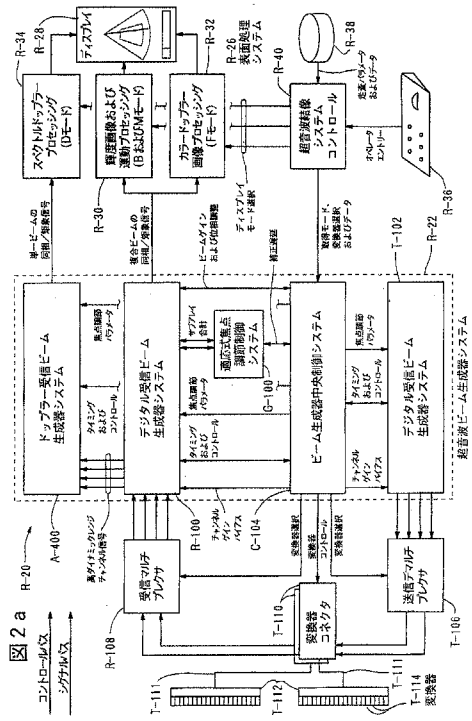


図２ａ

【特許請求の範囲】
【請求項１】
超音波受信ビーム生成器において使用され、そして、媒体を通過した後に受信される第１の信号を処理するために作動する超音波受信ビーム生成器プロセッサであって、
第１の信号の位相を調整するために、受信ビーム生成器に設けられた位相回転器と、
前記位相回転器に供給される第２の信号を生成して、第１の信号が媒体を通過することに起因する第１の信号の減衰を補償する周波数及び位相角生成器と
を備え、前記第２の信号が、深度における減衰を補償するために受信ビーム生成器によって供給された時間変動性の利得から独立して生成されるところの超音波受信ビーム生成器プロセッサ。
【請求項２】
超音波変換器アレイから信号を受信し、そして、１次コントロールと共に使用されるデジタル受信ビーム生成器であって、
信号を処理するための受信プロセッサと、
１次コントロールから２次コントロールに送られた１次制御パラメータプロファイル値の補間及び補外の少なくとも１つに基づいて、２次制御パラメータを生成するために、受信プロセッサと関連付けられた２次コントロールであって、前記２次制御パラメータが、１次制御パラメータプロファイル値よりも高い密度を有するところの２次コントロールとを備え、前記第２コントロールが、信号の処理を制御するために、前記第２制御パラメータを前記受信プロセッサに提供するように作動するところのデジタル受信ビーム生成器。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、以下に限定されるものではないが、例えば振動性エネルギーを用いるレーダー、ソナー、地震、超音波システムを含む干渉性結像システムに関し、特に、リニア型、操舵されたリニア型、セクタ型、サーキュラ型、ベクタ（登録商標）型、操舵されたベクタ（登録商標）型の如き走査フォーマット、及び、Ｂ－モード（グレースケール結像モード）、Ｆ－モード（フロー又はカラー・ドップラー結像モード）、Ｍ－モード（運動モード）、Ｄ－モード（スペクトル・ドップラー・モード）の如き結像モードにおける他のタイプの走査フォーマットについての位相アレイ超音波結像システムに関する。本発明は超音波システムに関して説明するが、本発明は他のタイプの干渉性結像システムを用いて実現できる。
【背景技術】
【０００２】
デジタル受信ビーム生成器システムの基本的な態様は、以下のものを含む：（１）例えば、リニアアレイのような、アレイの素子ごとに受信した超音波信号の増幅、（２）信号の最大周波数の少なくとも２倍のアナログ・デジタル・サンプリングレートによる、超音波信号のチャンネルごとの直接的なアナログ・デジタル変換、（３）焦点調節のための遅延を提供するデジタル・メモリ、（４）全てのチャンネルからの焦点調節された信号のデジタル加算。受信ビーム生成器システムの他の処理の態様として、微細な焦点調節を行うための、チャンネルごとの受信信号の位相回転、ビームのサイドローブを制御するための振幅スケール（アポダイゼーション）、信号の帯域幅を制御するためのデジタルフィルタリングがある。
【発明の開示】
【発明が解決しようとする課題】
【０００３】
本発明は、超音波結像システムについて、単一又は複数の、位相調節され、干渉性を有し、操舵され且つ動的に焦点調節された受信ビームを生成する方法と装置に関する。
【課題を解決するための手段】
【０００４】

Ａ．　システムの構造：　独立し、並行プログラム可能なマルチチャンネル・デジタル信号処理受信器

この受信ビーム生成器システムの方法と装置は、好適には変換器からの各々の使用可能な信号対して１つが割り当てられており、動的な焦点調節及び全ての走査線の更新に合致するレートで、信号パラメータ並びにビーム生成パラメータの調整のために完全にプログラム可能な独立な受信器における、実質的なデジタル信号処理構造を提供する。各々の受信器は、複数の同時ビーム（走査線）の生成をサポートできる、複数の処理チャンネルを備えている。独立性と、プログラム可能性と、プロセッサ・チャンネル化とが、従来技術で不可能だった多様性をサポートする。この構造は、（１）全ての受信器と独立に全ての信号及びビーム生成パラメータを決定する独立中央制御装置を製作し、（２）動的な焦点調節及び／又は走査線間調整を維持するために必要なレートで各々の受信器にパラメータをプログラム設定することによって、独立の受信器を実現する。デジタル受信ビーム生成器の構造は、従って、従来のビーム生成をサポートでき、適応式ビーム生成のような改善された受信ビーム生成器機能もサポートできる。走査線間隔の基準でプログラムできる信号及びビーム生成のパラメータとして、遅延サンプル値、アポダイゼーション・サンプル値、復調周波数、信号整形フィルタ値、利得、サンプル・レート、利得及び位相較正の調整、及び、同時受信ビームの数がある。独立の受信器がプログラム設定可能であるという特徴を備えるシステム構造の長所は、新しい受信ビーム生成技術をサポートすることにあり、それは受信器に送られるパラメータのタイプを再度プログラムすることによって達成できる。

【０００５】

Ｂ．　システムの構造　－　最大計算能力の活用

この受信ビーム生成器システムの方法と特徴は、改善されたビーム再構成を提供するデジタル信号処理とビーム生成構築ブロックに関して、独特な配置と構成を有する構造を提供する。この構築ブロックの配置は、全体的に、完全で最大の信号処理計算能力を活用するデジタル受信ビーム生成器システムを提供する。この革新的な構造は、この構造の計算構築ブロックが最大限度に効果的に活用される結像周波数の幅広いレンジについて、以下の間での処理モードのトレードオフを提供する：（１）受信信号の公称中心周波数F_0、（２）受信信号空間レンジ分解能γ_B（受信信号帯域幅に対して逆の関係を有する）、（３）同時受信ビームN_Bの数。従って、例えば、選択した中心周波数で作動する時に、同時受信ビームの数はレンジ分解能と交換され得る。従って、デジタル受信ビーム生成器システムは、十分な計算能力で、アイドル処理時間又はハードウェアなしに作動できる。この柔軟性の長所として、ビームの大部分が、例えば、動いている物体を結像する時に望ましい高いフレーム・レートを提供することがある。

【０００６】

この受信ビーム生成器システムの方法と装置の別の観点は、動的遅延メモリ内で、マルチビーム・システムのビーム間のあらゆる区別が行われる以前に、高レートの計算がこの構造の多くのブロックによって行われることにある。これは、必要な計算の数を減らし、計算能力を十分に活用することによってシステムを高速にして多様性を高め、また、動的遅延メモリのサイズを最小にする。

【０００７】

Ｃ．　システムの構造　－　多様性

受信ビーム生成器システムの方法及び装置の種々の観点は、詳細な説明で詳細に説明し特許請求の範囲で略述するように、受信ビーム生成器システムの他の観点に従属せずに、単独で使用する時に大きな利点を奏することが理解される。例としてのみ挙げれば、可変時間遅延メモリが前述以外の他の構成に使用できる。可変時間遅延メモリは、複素乗算器は備えているが、第１と第２の間引器の少なくとも１つが存在しないシステムにおいて使用できる。また、例として、遅延、アポダイゼーション、位相及び周波数、較正値を生成する局部的制御プロセッサは、中央ビーム生成器制御部に与えられた制御値及びパラメータの一部又は全てと、別個に又は共に使用できる。

【０００８】
この独立性による長所と同じ概念から、時間遅延メモリは、ここで指定した以外の受信通路構成のマルチビーム・データ・ストリームからデータを分離するために、特徴的に使用できることを述べておく。
【０００９】
この受信ビーム生成器システムは、（１）受信信号の公称中心周波数F_0と、（２）正規化されたビームごとの相対的な空間レンジ分解能γ_B/λ_0（受信信号帯域幅と逆の関係）と、（３）ビームの数N_Bと、においてトレードオフを可能にする、計算面で効率的なビーム生成器を形成することにより、従来技術を改善している。
【００１０】
そのうえ、デジタル受信ビーム生成器は、１以上のビームを表す信号を処理する手段を備えており、この処理は信号が表すビームの数に基づいて空間レンジ分解能（受信信号帯域幅）を調整する手段も備えている。更に、受信信号の空間レンジ分解能の調整は、各ビームの受信信号の公称中心周波数にも関連している。
【００１１】
システムは、効率的な間引き処理も行う。間引きは、通常、データ量の少ない信号を提供し、それは、その後段における計算の必要を減少させる。
【００１２】
そのうえ、この受信ビーム生成器システムは、走査フォーマットの全てのサンプルに対して、サンプルごとに時間遅延とアポダイゼーション値を動的に変更する。従って、単一の時間遅延又はアポダイゼーション値あるいはその両方を適用する代わりに、時間遅延又はアポダイゼーション値あるいはその両方を動的に変えることにより、総合的に再構成された新しいデータ・ストリームが提供される。この構造は、複数のビームが、１つのデジタル信号通路の遅延メモリから再構成できるという更なる長所を有している。
【００１３】
Ｄ．　複数のチャンネル毎のプロセッサ、デジタル信号処理要素の構成
受信ビーム生成器システムの別の観点では、ＡＤ変換後のデジタル受信信号の処理構造は、（１）第１のプログラム可能な間引器と、（２）動的又は可変時間遅延メモリと、（３）第２のプログラム可能な間引器と、を提供する。この構造は、完全で最大の信号処理計算能力の活用という前述の長所を提供する。従って、（１）受信信号の公称中心周波数F_0と、（２）受信信号の空間レンジ分解能γ_B（受信信号帯域幅とは逆の関係）と、（３）同時受信ビームN_Bの数と、の間の関係は、間引器、特に第２の間引器に関して、及び、受信ビームを区別するためのメモリに対する時間遅延値の適用に関して、間引きレートの選択によって設定できる。
【００１４】
この受信ビーム生成器システムの方法と装置の更に別の観点では、システムは、前述の計算効率とトレードオフを提供するために、間引器の前に時間遅延メモリを備えることができる。
【００１５】
受信ビーム生成器システムの更に別の観点では、ベースバンドへの又はその近傍への信号復調（ゼロ・ヘルツ又はその近傍として定義される）は、種々の異なる位置において行うことができ、それは、最大で柔軟な計算能力を活用する受信ビーム生成器システムの精神及び範囲に属するものである。例としてのみ挙げれば、復調は、第１の間引器の前段において、第２の間引器の後段において、又は、第１の間引器と第２の間引器の間の信号通路上のいずれの位置においても実施できる。
【００１６】
別の実施例では、復調は、ビーム生成器プロセッサの個々のチャンネルの全てが加算されて受信走査線の表示となる段の後段であり、かつ、検出及びビデオ画像処理の前段において行われる。以下の好ましい実施例では、復調は、第２の間引器の動作の一部として及び複素乗算器の動作の一部として両方で行われる。代わりに、復調は、第２の間引器の動

作の一部のみとして、又は、複素乗算器の動作の一部のみとして行うこともできる。

【００１７】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の別の観点では、システムは、間引器及び複素乗算器の前段に、時間遅延メモリを備えることができる。

【００１８】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の別の新規の観点は、時間遅延メモリである。時間遅延メモリは、時間遅延メモリに入力される時間遅延を動的に調整することによって、メモリに記憶してあるデータ・サンプルのストリングから選択的及び動的に選定を行うことが可能であり、これにより各々の受信ビームに沿う深度の受信信号を追跡する。各々の受信アナログ・デジタル・コンバータからのデータ・サンプルは、好適には、アナログ・デジタル・コンバータがサンプリングした順でメモリに記憶できる。メモリが時間的に最初に受け取り、記憶したデータ・サンプルの選択は、メモリが時間的に後に受け取り、記憶したデータ・サンプルの選択より、大きな信号遅延を生じる。遅延プロファイルは、画像再構成に要求されるようにレンジに伴って変わり、希望の信号時間遅延を選択的かつ動的に選定するために使用でき、よってその信号データは、アドレス指定されて時間遅延メモリから読み取られる。更に、複数の時間遅延プロファイルが、マルチビーム処理中に、時間遅延の選択に使用できる。従って、複数の遅延プロファイルを活用すると、時間遅延メモリに記憶してある受信信号データが、個々の受信ビームの形成に必要な複数の表示に分離できる。

【００１９】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の別の観点では、受信信号処理の構造は、（１）フィルタリングと間引きを行う第１のプログラム可能な間引器、（２）可変時間遅延メモリ、（３）フィルタリングと、間引きと、ベースバンドへの又はその近傍への（すなわち、ゼロ・ヘルツへの又はその近くへの）復調とを行う第２のプログラム可能な間引器、（４）信号位相調節とアポダイゼーションを選択的に提供し、また、ベースバンドへの又はその近傍への信号の残留復調も行う複素乗算器構造と、を提供する。（ある動作条件のもとで、第１のプログラム可能な間引器のフィルタと、第２のプログラム可能な間引器のフィルタとは、選択的にバイパス・モードで作動できる）。

【００２０】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の更に別の観点では、第１と第２の間引器の構造は、希望した結果を達成するためのフィルタ係数と間引き係数を含む数多くの異なるフィルタ特性を選択的に利用するようにプログラム可能である。プログラム可能とは、フィルタ係数と間引き係数が、フィルタと間引器に恒久的に記憶でき、システムがこの記憶済みの値のなかから選択できるか、若しくは、これらの値が、例えば、中央制御システムからダウンロードできることを意味する。従って、ここで用いているように、プログラム可能なデバイス又は機能は、（１）必要に応じて、デバイス又は機能で使用される特定の値（例えば、中央制御システムからダウンロードされる）のセットを提供する、又は、（２）デバイス又は機能によって予め記憶してある利用可能な値の所定のセットから、この値を選択することによって、プログラム設定できるものを含む。同様に、プログラムする行為も同じ意味を指す。この構造は、間引器を有する種々の構成により提供される１以上のデジタル・フィルタを備えることができる。第２のプログラム可能な間引器は、実数又は複素数のフィルタ係数を用いて、同時にベースバンドへの又はその近傍への復調を行うこともできる。

【００２１】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の更に別の観点では、間引器２は、前述のように、計算的に効率的な方法で、信号についての所望の受信空間レンジ分解能（帯域幅モード）を決定できる。

【００２２】

受信ビーム生成器システムの方法と装置の更に別の観点では、第２の間引器が、復調された複素数のＩ（同相）及びＱ（直角位相）データを提供する。

【００２３】
受信ビーム生成器システムの方法と装置の別の新規の観点は、焦点調節位相シフト（焦点調節遅延から導かれる）と、アポダイゼーションと、好ましい実施例では復調と、を適用する複素乗算器を備えている。位相シフト、アポダイゼーション、復調は、ある組み合わせ構造、若しくは、互いに隣接して位置する又は信号通路の他の場所に効果的に位置する分離構造において適用できることが理解される。この位相シフトは、可変時間遅延メモリに適用される時間遅延に加わるものである。焦点調節位相シフトとアポダイゼーション値は、変換器アレイの個々の素子を横断し且つ受信走査のレンジ方向に沿って、動的に変化可能である。従って、受信した信号は、像を生成するために、走査フォーマットにおける全データ・サンプルに対してサンプルごとの基準で動的に焦点調節できる。

【００２４】
受信ビーム生成器システムの別の観点では、メモリ・アドレス及び遅延プロセッサは、ビームごと及びサンプルごとの基準で、遅延メモリに適用される時間遅延値を計算する。

【００２５】
更なる観点では、位相及び周波数プロセッサは、ビームごとの及びサンプルごとの基準で、公称中心周波数における位相回転又はシフト値の形態で、復調位相値と微細な焦点調節時間遅延との加算となる位相値を計算する。位相及び周波数プロセッサは、減衰により組織の深度に伴う受信信号周波数のダウンシフトを追跡できる。

【００２６】
更なる観点では、アポダイゼーション・プロセッサは、ビームごとの及びサンプルごとの基準でアポダイゼーション値を計算する。

【００２７】
別の観点では、較正プロセッサは、アナログ受信通路サンプルごとの基準で、較正値を計算する。

【００２８】
更なる長所と目的と新規な特徴は、明細書と図面から明らかになる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００２９】
この受信ビーム生成器システムは、医療用超音波結像システムの構成要素を示している。

【００３０】
Ａ．　好ましいビーム生成器システム構造の概要
１．　超音波信号の説明
本受信ビーム生成システムでは、超音波結像は、結像されるべき人体の組織又は他の物体に、送信走査線と呼ばれる空間的な直線に沿うように中心が配置された合焦超音波ビームの走査シーケンスを発射（送信）することによって行われる（図１ａ）。送信走査線は、送信ビーム生成器と超音波変換器アレイによって生成される。送信走査線は、予め定められた発射又は走査パターンによって、組織の平坦でリニア、平坦でセクタの、又は、他の表示を生成するように離間している。組織のある定められた深度に焦点が合うと、組織を通じて公称Ｃ＝１５４０ｍ／秒の想定一定伝搬速度で伝搬する超音波送信連続波（ＣＷ）又はパルス波（ＰＷ）信号は、組織と相互作用し、信号の小さい部分を、超音波信号を発信した超音波変換器アレイへ戻す。往復遅延時間は、超音波変換器アレイの最も近くに位置する目標に対して最短であり、変換器アレイから最も離れている目標に対して最長になる。適正な時間遅延を適用すると、受信ビーム生成器（図１ｂ）は、例えば、対象の最浅のレンジ（深度）から始まり、対象の最深のレンジに向かう、受信走査線と呼ばれる空間的な直線に沿う受信ビームを動的に焦点調節できる。

【００３１】
図１ａと１ｂは、それぞれ、送信と受信の走査線（実線）と個々の素子からの直線信号伝搬通路（破線）を示す。図１ａでは、送信ビーム生成器は、この特定の実施例の場合、リニア位相アレイとして構成された複数の個々の変換器素子Ｔ－５４を含む変換器アレイ

Ｔ－５２と共に、Ｔ－５０によって全体的に表されている。従来技術において周知のように、多種多様な変換器アレイ構成が、超音波送受信ビーム生成器システムで使用できる。図１ａから分かるように、送信ビーム生成器Ｔ－５０は、適切に時間的に遅延された電気信号を個々の変換器素子Ｔ－５４に送る。これらの変換器素子Ｔ－５４は、電気信号を、人体の組織Ｔ－５６内を伝搬する音波に順に変換する。個々の変換器素子Ｔ－５４に送られる励起信号に異なる時間遅延を加えることによって、それぞれ焦点レンジr_1とr_2を有する送信走査線Ｔ－６０とＴ－６２が設定できる。これらの送信走査線の各々が、結像されるべき人体に向けて操舵され焦点調節される、異なる送信ビームの中心線を表していることが理解できる。

【００３２】

送信ビーム生成器Ｔ－５０は、異なる走査線に沿う、又は、同じ走査線に沿う異なる焦点深度の同時のマルチビームを生成できる（合成焦点）。更に、複数の送信ビームは、各々が結像フォーマット全体を走査でき、又は、複数のビーム各々が結像フォーマットの指定部分だけを走査するように送信できる。

【００３３】

図１ｂは、デジタル受信ビーム生成器Ｒ－５８を示し、これもまた変換器アレイＴ－５２に接続している。また、図１ｂには、動的に焦点調節された第１受信ビームと動的に焦点調節された第２受信ビームに夫々対応する受信走査線Ｒ－６４とＲ－６６が図示してある。ビームは、レンジにおいて、夫々の走査線に沿う複数の焦点深度（r_1、r_2、r_3）でサンプルされる。本受信ビーム生成システムのデジタル受信信号通路では、変換器アレイ信号は、複数の別個のビームを表すデータに選択的に分離できる。

【００３４】

送信又は受信走査パターンの各々の走査線は、変換器アレイ上の原点と走査線方向（角度θ）と焦点深度又はレンジ（ｒ）とによってパラメータ設定できる。本受信ビーム生成器システムの超音波結像システムは、これらのパラメータによって指定される焦点調節時間遅延と開口アポダイゼーション値の予め計算された散在データセットを記憶し（従来技術において周知の幾何学的検討に基づいて）、リアルタイム計算手段によってその値を拡張して、所望の走査線を生成する送信／受信ビーム生成器システムを制御する。

【００３５】

２．　ビーム生成器システム

図２ａ、２ｂ、２ｃは、医療用超音波結像システムＲ－２０の全体的なブロック図を示す。超音波システムＲ－２０は、ビーム生成器システムＲ－２２、１以上の変換器Ｔ－１１２、ディスプレイＲ－２８を有する表示処理システムＲ－２６、超音波結像システムコントロールＲ－４０を備えている。

【００３６】

図２ａ、２ｂ、は２ｃでは、ビーム生成器システムＲ－２２は、独創的で新規の、（１）デジタル送信ビーム生成器システムＴ－１０２、（２）デジタル受信ビーム生成器システムＲ－１００、（３）ビーム生成器中央制御システムＣ－１０４、（４）適応式焦点調節コントロールシステムＧ－１００、（５）ドップラー受信ビーム生成器システムＡ－４００、（６）ベースバンドマルチビームプロセッサＲ－１２５、及び、（７）干渉性サンプル合成器Ｓ－１００を備えている。これらのシステムは、高レベル機能ブロック図として図示してある。ブロックは、実行される信号処理機能を効果的に図示するために、好適な実施例の実際の装備から抽出されている。

【００３７】

図２ａに示すように、ビーム生成器システムＲ－２２は、２つのデジタルビームデータ源を表示処理システムＲ－２６に提供する。すなわち、（１）ビームの干渉性時間的サンプリング（ＣＷケース）、又は、ビームに沿ったあるレンジロケーションにおける干渉性時間的サンプリング（ＰＷケース）を表すドップラー受信ビーム生成器の単一ビームの複素同相／直角位相データと、（２）各々の受信走査線に沿うレンジにおける干渉性サンプリングを表す、デジタル受信ビーム生成器のマルチビームの複素同相／直角位相データで

ある。ビーム生成器システムＲ－２２は、種々の表示モードに適したデータを提供するために、前述のように、走査線のシーケンス及び関連するサンプルを提供するように作動できる。例として、可能な表示モードとそれらに関連するプロセッサは、（１）Ｂ－モード（グレースケール結像）とＭ－モード（運動表示）のための輝度画像及び運動プロセッサＲ－３０と、（２）Ｆ－モード（流れ結像）のためのカラードップラー画像プロセッサＲ－３２と、（３）広域動的非結像ドップラー速度対時間表示のためのスペクトルドップラープロセッサＲ－３４とを搭載できる。更なる表示モードは、当業者には自明のことと思われるが、Ｒ－２２の２つの複素データ源から作成できる。

【００３８】

また、超音波システムＲ－２０は、出力波形を送信器Ｔ－１０３から変換器素子Ｔ－１１４に送る送信デマルチプレクサＴ－１０６と、入力波形を変換器素子Ｔ－１１４から受信器Ｒ－１０１に送る受信マルチプレクサＲ－１０８と、１以上の変換器コネクタＴ－１１０と、変換器アレイＴ－１１２を備えている。数多くのタイプの変換器アレイがこのシステムで使用できる。

【００３９】

また、超音波システムＲ－２０は、超音波結像システムコントロールＲ－４０と、走査パラメータと走査データを記憶する保管メモリＲ－３８と、オペレータインタフェースＲ－３６を備えている。

【００４０】

ここで用いる超音波という用語は、人間の聴覚範囲を越える周波数を意味している。しかし、変換器アレイＴ－１１２は典型的に２～１０ＭＨｚの範囲の周波数に対して最適化してある。

【００４１】

変換器アレイＴ－１１２は、リニア、湾曲、湾曲リニア、及び、環状の変換器アレイを含むが、それらに限定されない、種々の異なる変換器アレイと交換可能である。種々の変換器アレイの形状と周波数は、種々の異なる医学的な設定に関する要求を満足するために望ましいことである。しかし、変換器アレイＴ－１１２は、典型的には前述の２～１０ＭＨｚの指定範囲内の周波数に対して最適化される。医療用超音波システムＲ－２０は、３つの主な機能、すなわち、超音波変換器アレイ素子Ｔ－１１４を駆動して、焦点調節した超音波エネルギーを送ること、変換器アレイＴ－１１４に入射する後方散乱した超音波エネルギーを受けて焦点調節すること、送信／受信機能を制御して、リニア、セクタ又はベクタ（登録商標）フォーマットを含む（しかしこれらには限定されない）走査フォーマットの視野を走査することを行う。

【００４２】

図２ａ、２ｂ、２ｃでは、コントロール信号は細い案内線で連結されるが、シグナルパスは太い案内線を用いて描かれている。

【００４３】

３．　デジタル送信ビーム生成器システム

デジタル送信ビーム生成器Ｔ－１０２は、複数のデジタルマルチチャンネル送信器Ｔ－１０３と、１以上の個々の変換器素子Ｔ－１１４に対する１つのデジタルマルチチャンネル送信器とから構成されている。送信器は、マルチチャンネルであり、好適な実施例では、４つまでの独立ビームを処理できる。従って、例えば、１２８個のマルチチャンネル送信器は５１２チャンネルを有する。他の好適な実施例では、５つ以上の独立したビームを処理できる。プロセッサあたり５つ以上のビームを処理することも本発明の視野の範囲内である。

【００４４】

好適な実施例では、デジタルマルチチャンネル送信器Ｔ－１０３の各々は、励起事象に対応する出力として、４パルスまでの重畳を生成し、各々のパルスがビームに対応している。各々のパルスは正確にプログラム設定された波形を有しており、その増幅度は、他の送信器又はチャンネルあるいはその両方に対して正確にアポダイズされ、共通の送信開始

（ＳＯＴ）信号に対して正確に定められた時間だけ遅延される。送信器Ｔ－１０３はＣＷも生成できる。

【００４５】

各々のデジタル・マルチチャンネル送信器Ｔ－１０３は、概念的には、複素変調器Ｔ－１１７に出力を送るマルチビーム送信フィルタＴ－１１５を備えている。複素変調器Ｔ－１１７の出力は、遅延／フィルタ部Ｔ－１１９に送られ、そこからデジタル／アナログ変換器（ＤＡＣ）Ｔ－１２１に送られる。ＤＡＣ　Ｔ－１２１の出力は増幅器Ｔ－１２３によって増幅される。マルチビーム送信フィルタＴ－１１５と、複素変調器Ｔ－１１７と、遅延／フィルタ・ブロックＴ－１１９は、デジタルマルチチャンネル送信プロセッサＴ－１０４を構成する。

【００４６】

送信フィルタＴ－１１５は、送信開始（ＳＯＴ）信号に応答するあらゆる実数又は複素数波形を提供するようにプログラム設定できる。送信フィルタＴ－１１５は、あらゆる所望の任意のパルス波形の実数又は複素数サンプルを記憶するメモリと、焦点調節遅延機能の構成要素によって遅延された送信開始（ＳＯＴ）信号に応答して連続的にサンプルを読み出す手段と、を備えて構成される。好適な実施例では、Ｔ－１１５のメモリは、実数又は複素数パルスのエンベロープのベースバンド表示を記憶するようにプログラム設定される。

【００４７】

ブロックＴ－１１５は、主としてメモリであるが、ブロックＴ－１１５の出力がインパルスに対するフィルタの時間応答と考えることができるので、ここでは送信フィルタと呼ぶことにする。複素変調器Ｔ－１１７は、エンベロープを送信周波数にアップコンバートし、適切な焦点調節位相及びアポダイゼーションを提供する。

【００４８】

遅延／フィルタ部Ｔ－１１９は、概念的には、あらゆる残余焦点調節遅延成分と最終的な整形フィルタを提供する。デジタルアナログコンバータ（ＤＡＣ）Ｔ－１２１は、送信波形サンプルをアナログ信号に変換する。送信増幅器Ｔ－１２３は、送信パワーレベルを設定し、選択された変換器素子Ｔ－１１４へ送信デマルチプレクサＴ－１０６を経由して送られる高電圧信号を生成する。

【００４９】

各々のマルチチャンネル送信プロセッサＴ－１０４に関連するのは、局部的又は２次プロセッサコントロールＣ－１２５であり、それは、アポダイゼーションと遅延値などの制御値及びパラメータを、マルチチャンネル送信プロセッサＴ－１０４の機能ブロックに提供する。各々の局部的又は２次プロセッサコントロールＣ－１２５は、中央又は１次制御システムＣ－１０４によって順に制御される。

【００５０】

４．　デジタル受信ビーム生成器システム

受信ビーム生成器Ｒ－１００（図２ｂ）は、本出願の主題である。

【００５１】

個々の変換器素子Ｔ－１１４からの信号は、結像される物体から反射される戻りエコー又は戻り信号を表している。これらの信号は、変換器コネクタＴ－１１０を経由して受信マルチプレクサＲ－１０８に送られる。マルチプレクサＲ－１０８を経由して、各々の変換器素子Ｔ－１１４が、複数のデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１のうちの１つに別々に接続しており、デジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１は、加算器Ｒ－１２６と共に、本発明のデジタル受信ビーム生成器Ｒ－１００を構成する。受信器はマルチチャンネルであり、好適な実施例では、各々の受信器が４つまでの独立したビームを処理できる。プロセッサあたり５つ以上のビームを処理することも、本発明の視野の範囲である。

【００５２】

各々のデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１は、好適な実施例では、図２ｂの高

レベル機能ブロック図に示す、次の要素を備えている。これらの要素は、動的で小ノイズで可変時間利得式の増幅器Ｒ－１１６と、アナログデジタル変換器（ＡＤＣ）Ｒ－１１８と、デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０と、を備えている。デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０は、概念的には、フィルタ／遅延ユニットＲ－１２２と、複素復調器Ｒ－１２４と、を備えている。フィルタ／遅延ユニットＲ－１２２は、フィルタリングと、粗い焦点調節の時間遅延を提供する。複素復調器Ｒ－１２４は、微細な焦点調節の遅延を位相回転とアポダイゼーション（計測又は重み付け）の形態で提供し、また、ベースバンドへ、又は、その近傍への信号復調を行う。

【００５３】

テジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１は、加算器Ｒ－１２６に接続され、そこでは、各々の受信プロセッサの各ビームの信号サンプルが加算器Ｒ－１２６により加算されて、最終受信走査線サンプルを生成し、その結果得られた複素サンプルはベースバンドプロセッサＲ－１２５へ送られる。これらの夫々のブロックの厳密な機能及び構成は、残りの図面を最小して、後に十分に記述される。

【００５４】

局部又は２次コントロールＣ－２１０は、各々のデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１に関連する。局部プロセッサコントロールＣ－２１０は、中央又は１次コントロールＣ－１０４によって制御され、タイミングと制御とパラメータの値を前述の受信器Ｒ－１０１のそれぞれに送る。パラメータ値は、時間遅延プロファイルとアポダイゼーションプロファイルを含んでいる。

【００５５】

５．　ドップラー受信ビーム生成器システム

広ダイナミックレンジ、非結像ドップラー捕捉のためのドップラー受信ビーム生成器システムＡ－４００は、アナログ受信器Ａ－４０２を備えており、その各々がエコー信号を各々の１以上の変換器Ｔ－１１４から受信する。ドップラー受信器Ａ－４０２の各々は、復調器／レンジゲートＡ－４０４を備えており、それは受信信号を復調してゲート制御し（ＰＷモードだけ）、エコーを狭いレンジから選択する。ドップラー受信器Ａ－４０２のアナログ出力はドップラープリプロセッサＡ－４０６に送られる。プリプロセッサＡ－４０６内で、アナログ信号は、加算器Ａ－４０８によって加算され、その後、積分され、フィルタリングされ、アナログプロセッサＡ－４１０によってサンプリングされる。プリプロセッサＡ－４０６は、それから、サンプリングしたアナログ信号をアナログ－デジタル変換器（ＡＤＣ）Ａ－４１２でデジタル化する。デジタル化された信号は表示処理システムＲ－２６に送られる。

【００５６】

全てのドップラー受信器Ａ－４０２に、単一の局部的又は２次ドップラービーム生成器コントロールＣ－１２７が関連している。ドップラービーム生成器コントロールＣ－１２７は、中央又は１次制御システムＣ－１０４によって制御され、制御及び焦点調節パラメータの値をドップラー受信ビーム生成器システムＡ－４００に提供する。

【００５７】

このビーム生成器システムＲ－２２は、デジタル受信ビーム生成器システムＲ－１００とドップラー受信ビーム生成器システムＡ－４００を、同一のデジタル送信ビーム生成器システムＴ－１０２及び同一の変換器アレイを用いて、デジタル受信ビーム生成器システムＲ－１００がＢ－及びカラードップラーモードのような結像モードに対して最適となるように効果的に結合し、それゆえ、高い空間解像度を備えていることになる。付帯するドップラー受信ビーム生成器システムは、広いダイナミックレンジを備え、非結像ドップラー処理信号捕捉における使用に対して最適化されている。

【００５８】

６．　ビーム生成器中央制御システム

本発明のビーム生成器中央制御システムＣ－１０４は、デジタル送信ビーム生成器システムＴ－１０２と、デジタル受信ビーム生成器システムＲ－１００と、ドップラー受信ビ

ーム生成器システムＡ－４００と、適応式焦点調節制御システムＧ－１００と、ベースバンドプロセッサＲ－１２７の動作を制御する。

【００５９】

中央制御システムＣ－１０４の主な制御機能が図２ｃに図示してある。制御機能は４つの構成要素を用いて行われる。捕捉コントロールＣ－１３０は、超音波システムコントロールＲ－４０を含むシステムの残りの部分と通信し、高レベルの制御と走査パラメータのダウンロードを行う。焦点調節コントロールＣ－１３２は、送信／受信ビーム生成に必要な動的遅延値とアポダイゼーションデジタル値をリアルタイムで計算し、それらは、適応式焦点調節制御システムＧ－１００により提供されるあらゆる推定補正値に加え、事前計算値と拡張理想値を含んでいる。前置コントロールＣ－１３４は、デマルチプレクサＴ－１０６とマルチプレクサＲ－１０８の切替えを設定し、変換器コネクタＴ－１１０とインタフェースし、全ての送信増幅器Ｔ－１２３及び全ての受信増幅器Ｒ－１１６の利得とバイアスレベルを設定する。タイミングコントロールＣ－１３６は、デジタル回路が要求するデジタルクロックの全てを提供する。これは送信器ＤＡＣ　Ｔ－１２１と受信器ＡＤＣ　Ｒ－１１８の全てのサンプリングクロックを含んでいる。

【００６０】

好適な実施例では、中央制御システムＣ－１０４は、補間及び補外の如き手法を用いて事前に計算され、記憶されたデータに基づいて、焦点調節時間遅延と開口アポダイゼーション値の散在テーブルを拡張する。拡張した遅延及びアポダイゼーション値は、変換器開口に渡る値のプロファイルとして局部プロセッサコントロールに送られ、レンジにおける遅延とアポダイゼーションのデータ拡張が、変換器素子ごと、サンプルごと、ビーム値ごとに行われる。

【００６１】

７．　適応式焦点調節制御システム

適応式焦点調節制御システムＧ－１００はリアルタイム同時適応式焦点調節を提供する。適応式焦点調節制御システムＧ－１００は、中央制御システムＣ－１０４の焦点調節コントロールＣ－１３２に焦点補正遅延値を提供する適応式焦点調節プロセッサＧ－５０５を備える。適応式焦点調節プロセッサＧ－５０５は、デジタル受信ビーム生成器システムＲ－１００のサブアレイ加算器Ｒ－１２６から収集したデータから収差値推定器Ｇ－５０２によって生成された出力を演算する。従って、収差補正値、好ましくは収差遅延及び振幅値は、図２ｃに示す適応式焦点調節制御サブシステムＧ－１００により、送信焦点深度に対応するレンジ領域で、各々の受信走査線又は受信走査線のサブセットについて適応的に測定される。

【００６２】

焦点調節遅延を調整する適応式焦点調節制御システムに加えて、数多くの適応式制御システムが考えられる。これらのシステムは、例えば、（１）焦点調節遅延と開口アポダイゼーションを調整する適応式コントラスト改善制御システムと、（２）焦点調節遅延及び位相、並びに、開口アポダイゼーションを調整する適応式干渉除去コントロールと、（３）焦点調節遅延及び位相と、開口アポダイゼーションと、像送受信周波数と、ベースバンド波形整形を調整する適応式目標改善コントロールと、を備える。

【００６３】

適応式焦点調節制御システムＧ－１００の好適な実施例に含めることができる適応式焦点調節機能の別の観点は、幾何学的収差変換デバイスＧ－５０８／５０９であり、それは、測定された収差値を収差値推定器Ｇ－５０２が収集しなかった走査線及び走査線深度位置について、適応式焦点調節プロセッサＧ－５０５に収差補正遅延値を提供することができる。特に、測定された収差補正値は、Ｇ－５０８／５０９の遅延テーブルに書き込まれる。Ｇ－５０８／５０９は、幾何学的収差変換のルックアップルールに準じて遅延テーブルから値を検索し、深度、走査幾何形状、並びに、深度、走査幾何形状、及び、収差補正値が測定されたモード以外の捕捉モードに対して有効な開口に渡る焦点調節遅延補正のプロファイルを形成する。

【００６４】
８．　ベースバンドプロセッサシステム
ベースバンドプロセッサＲ－１２５は、ここに記載したように、フィルタリング、受信走査線間（ビーム間）の増幅および位相調整を行う。ベースバンドプロセッサＲ－１２５は、ベースバンドフィルタ、複素乗算器、並びに、ベースバンドフィルタおよび複素乗算器の動作を制御するベースバンドプロセッサコントロールを付加的に含んでいる。ベースバンドプロセッサコントロールは、中央制御システムＣ－１０４によって制御される。
【００６５】
９．　干渉性サンプル合成システム
この干渉性サンプル合成システムＳ－１００は、受信ビーム生成システムのマルチビーム送信及びマルチビーム受信能力を利用して、実際の走査線に沿った受信ビームデータの干渉性（事前検出）サンプルを捕捉し、記憶し、そして、記憶された干渉サンプルの補間を行って、実際の走査線に沿った、又は、合成的に生成された走査線に沿った新たなレンジ位置に新たな干渉サンプルを合成する。捕捉されたサンプルおよび合成されたサンプルの双方が、表示処理ステムＲ－２６に伝送される。
【００６６】
１０．　送信および受信マルチプレクサ
変換器アレイ素子Ｔ－１１４と、デジタル送信ビーム生成器システム、デジタル受信ビーム生成器システムおよびドップラー受信ビーム生成器システムのためのプロセッサＴ－１０３、Ｒ－１０１およびＡ－４０２との接続性は、図２ａに示す送信デマルチプレクサＴ－１０６および別の受信マルチプレクサＲ－１０８を介して確立されている。図２ａに示す複数の変換器のマルチプレクサの形態は、単一の変換器アレイ内に完全に位置し、または、２個の変換器アレイに跨がる送信および受信開口を選択することを可能ならしめる。２つのマルチプレクサは、ビーム生成器中央制御システム Ｃ－１０４によって独立して制御されるが、滑り開口および合成開口モードを含む多くの捕捉モードを支持するためにプログラムすることができる。
【００６７】
Ｂ．　デジタル受信ビーム生成器システムの好ましい実施例
１．アナログフロントエンド
ａ．　低ノイズの可変時間利得増幅器
従来技術で周知のように、時間変動性の利得が、深度に伴う減衰を補償するために受信信号に印加される。この実施例では、利得は、アナログで低ノイズの時間利得増幅器Ｒ－１１６（図２ｂ）によって印加される。個々のデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１ごとに、１つの低ノイズの時間利得増幅器Ｒ－１１６が含まれる。共通の利得機能が全ての増幅器Ｒ－１１６に適用されるが、独自の利得を増幅器Ｒ－１１６ごとに適用することもできる。利得は、結像される物体から変換器素子へのレンジ（又は、時間、レンジと時間は結像される媒体内における音の速度に応じて互いに関連するので）に伴って変動する。
【００６８】
ｂ．　アナログ・デジタル変換器（ＡＤＣ）
好ましい実施例のアナログ・デジタル変換器（ＡＤＣ）Ｒ－１１８は、受信信号の公称中心周波数F_0の少なくとも４倍（好ましくは、４、８、１６又は３２倍）で信号をオーバーサンプリングする。オーバー・サンプリングのレートは、４倍より小さくもできるし大きくすることも可能であり、これは本発明の精神と範囲に属している。従って、システムが１０ＭＨｚで結像していると、ＡＤＣ　Ｒ－１１６は４０ＭＨｚのレートでサンプリングする。好適には、ＡＤＣ　Ｒ－１１６は８以上のビット数のＡＤＣである。しかし、前述の特許から明らかなように、多くのタイプのＡＤＣが、本発明の範囲内でビーム生成器と共に使用できる。
【００６９】
２．　マルチチャンネル・デジタル信号処理（デジタルマルチチャンネル受信プロセッサ

Ｒ－１２０）
ａ．　処理モード
図３の機能ブロックを説明する前に、各々の受信プロセッサが作動できる種々の処理モードを理解していることが望ましい。理想的には、各々の受信プロセッサが、ある最大値までのあらゆる受信信号公称中心周波数F_0において、ある最大値までの受信信号空間レンジ分解能γ_B（受信信号帯域幅と逆の関係）で特定される、ある最大値まで任意の数の重畳され、別個に遅延され、アポダイズされた受信ビームを処理できることが望ましい。しかしながら、これは、特に最大値が大きい場合に、過度の処理能力を要求する。処理能力は、あらゆるシステムにおいて制限があるので、全ての３つのパラメータが最大値に指定される時にもハードウェアが対応できるように、これらの最大値を十分に低く保持しなければならないことが分かる。この実施例は、その一方で、これらの３つのパラメータのなかでトレードオフを許容し、中央制御システムが医療設定に基づいて処理モードを選定することを可能とすることによって、使用可能な処理能力を効果的に活用している。ユーザが、医療設定に関する変換器とモードと走査フォーマットを一度選択したならば、この方法と装置は、好適には予め選択し予め記憶してある処理モードから自動的に選択を行うものと理解すべきである。
【００７０】
テーブル１は、中央制御システムＣ－１０４が選択でき、受信ビーム生成器Ｒ－１００の全てのデジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０に適用される処理モードの一部を示している。別の実施例は、より少数又は多数のモードと、より少数又は多数のビームをサポートできる。テーブルでは、下記の用語が用いられている。
【００７１】
F_s：
システム・クロック周波数である。中央制御システムＣ－１０４は、あらゆる種々の周波数にF_sを設定できる。
【００７２】
F_{ADC}：
サンプルがＡＤＣ　Ｒ－１１８（図２ｂ）によって変換される、ＡＤＣのサンプリング周波数又はレートである。ここで一般的に、$F_{ADC}=F_s$又は$F_s/2$である。
【００７３】
F_0：
受信信号の公称中心周波数である。F_0は、実際の信号搬送周波数F_cに等しいか近いので、公称受信信号周波数と考えられる。F_0は、F_sの端数として、個々のデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１ごとに特定される。F_0は、予め記憶してある値に基づいて、デジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１ごとに、中央制御システムＣ－１０４によってプログラム設定される。
【００７４】
ｃ：　人体における音の速度である。
【００７５】
λ_0：　F_0の音波波長であり、$\lambda_0=c/F_0$である。
【００７６】
F_c：
受信信号の搬送周波数（結像周波数）である。デジタル・マルチチャンネル受信器Ｒ－１０１は、F_0をF_cにバーニャすることにより同調できる。F_cとF_0は、中央制御システムに予め記憶してあるように、$v \cdot F_0=F_c$になるように、周波数スケール・ファクタ又は周波数バーニャ・ファクタｖによって、受信ビーム生成器システム内において関連付けられる。受信ビーム生成器システムが同調できる搬送周波数F_cのレンジは、理論的には$0\times F_0$から$2\times F_0$であるが、典型的には、F_0の７５％からF_0の１２５％の間になる。
【００７７】
R_0：

ビームごとの複素（Ｉ／Ｑ－ペア）出力サンプリングレート又はビームごとの処理レートである。R_0／F_0の比率は、受信信号の公称中心周波数F_0の周期ごとの複素サンプルの数を表している。

【００７８】

γ_B：

ビームごとの空間レンジ分解能である。$\gamma_B = C／2R_0 = \lambda_0／(2R_0／F_0)$であることに留意すべきである。

【００７９】

間引器２で選択した空間レンジ分解能（又は帯域幅モード（ＢＷモード））：

値F_0／２から４F_0の間の空間レンジ分解能を考慮して、好ましい実施例においては、６つの空間レンジ分解能（又は帯域幅モード）がある。これらの値から外れた値も、本発明の精神と範囲に属する。

【００８０】

空間レンジ分解能（帯域幅モード）：

ＢＷモード１：　$R_0 = 4F_0$　　又は　$\gamma_B = \lambda_0／8$
ＢＷモード２：　$R_0 = 2F_0$　　又は　$\gamma_B = \lambda_0／4$
ＢＷモード３：　$R_0 = F_0$　　又は　$\gamma_B = \lambda_0／2$
ＢＷモード４：　$R_0 = F_0／2$　又は　$\gamma_B = \lambda_0$
ＢＷモード５：　$R_0 = 2F_0／3$　又は３$\gamma_B = \lambda_0／4$
ＢＷモード６：　$R_0 = F_0／3$　又は３$\gamma_B = \lambda_0／2$

【００８１】

N_B＝所定の処理モードにおいて、同時に生成されるビームの最大数である。（ビーム生成器は、希望に応じて、N_Bビームより少なく生成するように作動できる。例えば、N_B＝４のモードでは、ビーム生成器は、希望に応じて３ビームだけ生成するように作動できる。但し、これは、使用可能なハードウェアの処理能力を完全に用いているわけではないが。）

【００８２】

Ｎ／Ｉ＝好ましい実施例では実行されないモード

【００８３】

【表１】

テーブル１

受信処理モード

（間引器２の出力）

F_0(MHz)	N_B=1	N_B=2	N_B=4
$F_s/32$	N/I	帯域幅モード１ $R_o = 4F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/8$	帯域幅モード２ $R_o = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$
$F_s/16$	帯域幅モード１ $R_o = 4F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/8$	帯域幅モード２ $R_o = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$	帯域幅モード３ $R_o = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$
$F_s/8$	帯域幅モード２ $R_o = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$	帯域幅モード３ $R_o = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$	帯域幅モード４ $R_o = F_0/2$ $\gamma_B = \lambda_0$
$F_s/4$	帯域幅モード３ $R_o = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$	帯域幅モード４ $R_o = F_0/2$ $\gamma_B = \lambda_0$	N/I
$3F_s/8$	帯域幅モード５ $R_o = 2F_0/3$ $\gamma_B = 3\lambda_0/4$	帯域幅モード６ $R_o = F_0/3$ $\gamma_B = 3\lambda_0/2$	N/I

【００８４】

個々の受信信号の公称中心周波数F_0ごとにテーブル１を水平方向に見ると分かるように、ハードウェアは、重畳されたビーム波形の数N_Bをより多くすることのトレードオフとして、ビームごとの空間レンジ分解能γ_Bを幾分低下させ、また、その逆を行なうことを可能にする。より大きいN_Bは高いフレーム・レートに変わり（視野全体が１／２又は１／４の発射数で走査できるので）、向上した空間レンジ分解能γ_B（小さいγ_Bの値）はレンジにおける鋭い像に変わる。例えば、従って、Ｂ－モードとＦ－モードのパルス発射をインターリーブして生成し、グレースケールの像上に重畳されたカラー・フロー・ドップラー像を表示する表示モードにおいては、両方のモードが同じF_0を共用すると仮定すると、中央制御Ｃ－１０４システムは、全てのＢ－モード結像パルスに対してN_B＝１で、また、カラー・フロー・ドップラー結像パルスに対してN_B＝２、又はN_B＝４でも動作するように受信ビーム生成器Ｒ－１００を再プログラムできる。

【００８５】

同様に、テーブル１を垂直に下方に見ると、この例のモード５と６を除いて、ビームN_Bの所定の最大数に対して、より高い搬送周波数（ほぼF_0）を有する処理モードは、より高い相対的なビームごとの空間レンジ分解能γ_Bを備えている。医療関係者は、典型的に

、希望深度の透過に適した搬送周波数で作動できる変換器を選択する。その場合、医療関係者は、全体的な像の分解能（２つのターゲットを識別できる能力）のために、透過を犠牲にする。（より大きい透過は結像周波数を減少させることによって達成され、それは次には全体の像の分解能を減少させるので、後者のトレードオフは超音波の物理的特性に内在的なものである）。所定のビームN_Bの最大数について、所望の組織の透過からF_0が決まり（テーブル１）、次に、ハードウェアが、選択されたF_0で提供することができる最適なビームごとの空間レンジ分解能を有する処理モードも決まる。すなわち、高い透過を達成するためにF_0がＦｓに対して減ると、各々の受信チャンネルＲ－１０１の信号処理通路は、秒単位で多くのサンプルを処理する必要がなくなる。これは、ハードウェアの処理機能を使用可能な状態にするので、システムは、R_0／F_0を高めることによりその処理機能を活用し、それゆえ正規化されたビームごとの相対的な空間レンジ分解能γ_B／λ_0を改善することになる。

【００８６】

更に、この例のモード５と６を再び除いてテーブル１を対角線状に（右上に）見ると、ハードウェアは、一定受信空間分解能γ_Bにおいて、より多数のビームN_Bのためのトレードオフにより、低いF_0を許容することが可能であることが分かる。

【００８７】

要するに、受信チャンネルＲ－１００が作動するように指定できるモードが、３つのパラメータN_BとF_0とγ_Bにおけるトレードオフを提供することになる。従って、各々の処理モードがパラメータ・セット（N_B、F_0、γ_B）を規定する。一般的に、テーブル１に示す処理モードの全ては、所定のＦｓに対して、ビームN_Bの最大数と、正規化されたビームごとの空間レンジ分解能γ_B／λ_0で除算されたチャンネル処理レートF_0と、の積が一定になるというルールを満足している。更に、好ましい実施例は、テーブル１に示されておらず、システムの総処理能力を十分に活用していない別の処理モードもサポートする。

【００８８】

ｂ．　間引器１

図３に示すように、ビーム生成器プロセッサＲ－１２０は、間引器１　Ｒ－１５０と時間遅延メモリＲ－１５２と間引器２　Ｒ－１５４と複素乗算器Ｒ－１５６とから構成されている。間引器１　Ｒ－１５０は、プログラム設定可能（既に定義）であり、種々のプログラム可能な間引き係数及び関連するプログラム可能なフィルタ係数を有する可変レート間引フィルタ又はマルチレート間引フィルタとも呼ばれる。間引器１　Ｒ－１５０は、好ましい実施例では、機能的に、第１のプログラム可能なフィルタ係数ｈ１を有する第１のフィルタ（フィルタ１）Ｒ－１６０と、間引き係数K_{D1}（テーブル２）でダウンサンプリングする間引器Ｒ－１６２と、第２のプログラム可能なフィルタ係数ｈ２を有する第２のフィルタ（フィルタ２）Ｒ－１６４と、により構成されている。好ましい実施例では、フィルタ１（ｈ１）は、ＦＩＲ（有限インパルス応答性）のアンチエリアシング低域／高域通過フィルタである。フィルタ１（ｈ１）は、ＡＤＣ量子化ノイズと受信信号の公称中心周波数F_0の奇数高調波を除去する。好適には、フィルタ２（ｈ２）は、ＦＩＲのアンチエリアシング帯域通過フィルタであり、受信信号の公称中心周波数F_0の偶数高調波を取り除く。フィルタのプロファイルと間引きレートの値は、受信信号の公称中心周波数F_0とＡＤＣのサンプリングレート（F_{ADC}）に基づいてプログラムできる。このようなフィルタは、信号整形の、追加のプログラム可能なタスクも行うことができる。

【００８９】

実施中においては、フィルタ１（ｈ１）Ｒ－１６０と間引器Ｒ－１６２の機能的特徴は同時に達成される。しかし、フィルタリングと間引き動作は、他の実施例において、別個に、計算面では効率の低い順序で行うことも可能であり、それも本発明の精神と範囲に属することも理解される。

【００９０】

更に、この受信ビーム生成器システムは、種々の長さのフィルタを用いて、且つ、固定

又は浮動小数点動作を用いて実施できることが理解される。

【００９１】

デジタル信号処理間引器は、フィルタリングとダウンサンプリングの両方を行う。フィルタとフィルタ係数と間引きレートのプログラムは、デジタルマルチチャンネル送信器Ｔ－１０３とデジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１の動作を統合する、中央制御システムＣ－１０４によって行われる。このようなフィルタ係数とフィルタ値と間引係数値は、中央又は１次制御システムＣ－１０４から、間引器１　Ｒ－１５０のメモリＲ－１６５にダウンロードできる。よって、１次制御システムＣ－１０４は、メモリＲ－１６５をプログラムでき、且つ、間引器１　Ｒ－１５０を作動するためにメモリＲ－１６５にプログラム設定した値から選択が可能である。代わりに、この値はメモリＲ－１６５のようなメモリに恒久的に予め記憶し、１次制御システムＣ－１０４が、前述のプログラム可能の定義に応じた処理モードに基づいて、予め記憶してある値の中から選択するようにすることもできる。更に、テーブル２に指定した以外の間引き係数を選択し、間引器１を、本発明の精神と範囲内において作動させることもできる。

【００９２】

ナイキストのサンプリングルールに準じて、実際の信号は、信号を正しく再現することを可能とするために、その信号の最大周波数の少なくとも２倍以上でサンプリングしなければならない。デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０が受信する信号については、信号の公称中心周波数F_0を超えるかなりの周波数成分があり、F_0の４倍のオーバーサンプル・レート（テーブル２を参照）によってこれらの周波数は適切にサンプリングされる。好ましい実施例では、ＡＤＣ　Ｒ－１１８のデータが既にF_0の４倍の周波数である時には、間引き動作は行われない。従って、間引器１　Ｒ－１５０のある公称間引きモードでは、間引器１　Ｒ－１５０が全く間引き動作を実施しない。１０ＭＨｚであるF_0と等しい中心周波数Ｆｃを有するビームで、サンプリング周波数F_sが４０ＭＨｚである場合、間引き動作をしない間引器１　Ｒ－１５０の出力は、４０ＭＨｚであるか又は４倍でオーバーサンプリングされている。受信信号の公称中心周波数F_0の４倍より高くサンプリングされるＡＤＣ　Ｒ－１１８からの信号は、テーブル２から明らかなように、受信信号の公称中心周波数の４倍である$4F_0$にダウン・サンプリングされる。間引き係数K_{D1}は、ＡＤＣのサンプリングレートF_{ADC}の関数として、この間引きレートを達成するように選択される。

【００９３】

よって、この実施例では、間引器１の間引き係数K_{D1}と、チャンネル処理レート又は中心周波数F_0と、ＡＤＣのサンプリングレートF_{ADC}との間の関係は、$K_{D1}=F_{ADC}/4F_0$になる。

ここで、F_{ADC}＝Ｆｓ又はＦｓ／２である。

【００９４】

係数４より小さい又は大きいオーバーサンプリング（従って、異なる整数又は有理数あるいはその両方の間引き係数K_{D1}をもつ）を、この受信ビーム生成器システムによって実施することもでき、それは本発明の範囲に属している。

【００９５】

更に、フィルタ１（ｈ１）Ｒ－１６０とフィルタ２（ｈ２）Ｒ－１６２について、フィルタ係数を、これらのフィルタが指定間引き係数ごとにバイパス・モードで作動する（即ち、フィルタリングしない）ように選択することができる。このバイパス動作は、診断の目的に活用できる。更に、最大広帯域処理に対して、フィルタ１はフィルタ動作を実施しないようにすることができる。

【００９６】

【表２】

テーブル２

間引器１の間引き係数

F_0	K_{D1} 間引き係数	間引き器１ 出力レート
$F_s/32$	8	$4F_0$
$F_s/16$	4	$4F_0$
$F_s/8$	2	$4F_0$
$F_s/4$	1	$4F_0$
$3F_s/8$	2	$4F_0/3$

【００９７】

Ｃ．　時間遅延メモリ

図５ａに示すように、変換器の開口に渡る時間遅延のプロファイルは、変換器素子位置と、結像される物体の変換器アレイからのレンジとの両方の関数である。一般的に、走査線が前方へ真っ直ぐに操舵されるケースでは、変換器アレイの端部の信号に加わるよりも大きな遅延が、開口（図５ａ）の中心に加わる。この理由は、結像される物体からの受信（戻りエコー）超音波信号は、より中央よりの変換器素子又は結像される物体に近い変換素子に達するより、外側の変換器素子に達するほうが、時間がかかるためである。

【００９８】

また、図５ａに示すように、走査線が変換器アレイの面に垂直に操舵されるケースにおいて、時間遅延プロファイルがレンジ（又は結像される物体に対する時間）の関数として平坦になる理由は、レンジが無限大に向けて増大するにつれて、あらゆる特定の変換器素子から結像される物体に至る距離が同一の値に収束し、受信信号を適正に加算するための時間遅延の必要性を減少させるからである。

【００９９】

好ましい実施例では、異なる時間遅延プロファイルが、レンジ・ゾーンの基準レンジ境界に割り当てられる（図５ａと５ｃと次の説明を参照）。基準レンジ境界間の離間距離は、必要に応じて、等しく又は異なる距離とすることができる。更に、これらの時間遅延は、次に説明するように、信号に適用される粗い時間遅延を表していて、位相シフトとして実施される微細な焦点調節時間遅延が、複素乗算器Ｒ－１５６によって適用されることが分かる（図３）。

【０１００】

変換器の開口に対して操舵される受信ビームの追跡は、図５ｂに示すように、変換器素子の番号とレンジに関する時間遅延プロファイルを変更することである。従って、時間的に指標される受信データをメモリから選択するために適用される時間遅延プロファイルを変えることにより、希望のビームを操舵し、焦点調節することができる。

【０１０１】

図４は、好ましい実施例のプログラム可能な、可変時間遅延の２ポート・メモリＲ－１５２を示す略図である。データは、動的な焦点調節を行うために、中央制御システムＣ－１０４と局部コントロールプロセッサＣ－２１０によって送られ、（例えば前述のような）可変時間遅延プロファイルから誘導される連続的に更新されるアドレスに基づいて、メモリＲ－１５２から読み出される。

【０１０２】
図４に、データ入力ラインＲ－１９０とデータ出力ラインＲ－１５９だけでなく入力アドレス・ラインＣ－１９４と出力アドレス・ラインＲ－１９６も図示してある。入力アドレス・ラインＣ－１９４はモジュロ・カウンタＣ－１９８により一定のレートで更新される。出力アドレスＲ－１９６は、可変自在であり、中央制御システムＣ－１０４と局部プロセッサコントロールＣ－２１０により提供される時間遅延の粗い時間遅延成分だけ少ない入力アドレスの組み合わせから構成される。好ましい実施例では、粗い時間遅延が局部プロセッサコントロールＣ－２１０からの時間遅延ワードの最上位ビット（ＭＳＢ）を表し、微細な時間遅延はその最下位ビット（ＬＳＢ）を表す。帯域幅モード１～４及びT_0＝１／F_0の好ましい実施例では、粗い時間遅延が受信信号公称中心周波数F_0の１／４サイクル（T_0／４）の整数部を表し、微細な時間遅延（位相シフト）は１／４サイクルの端数値を表している。帯域幅モード５と６では、粗い時間遅延が３／４サイクル（３T_0／４）の整数部を表し、微細な位相シフトは３／４サイクルの端数値を表している。
【０１０３】
メモリＲ－１５２は、最も古い記憶済みのデータに書き込む円形バッファとして構成されている。メモリは、全体の走査又は受信線に対してデータを保持するわけでは無いが、記憶済みの信号データを選択するために適用可能な最小と最大の時間遅延間のスパンを十分に満足できるデータだけ保持する。従って、走査線からの全データを記憶するために非常に大きなメモリを有する必要がなくなる。好ましい実施例では、個々のチャンネル用のメモリが、４F_0のレートで走査線に沿う最新の２５６データのサンプルを捕捉する。２５６データのサンプルは、好ましい実施例では、帯域幅モード１～４に対する２５６×T_0／４＝６４T_0の総時間遅延、及び、帯域幅モード５と６に対する２５６×３T_0／４＝１９２T_0の総時間遅延に対応している。
【０１０４】
図６ａと６ｂと６ｃに、隣接する変換器素子（Ｎ－１、Ｎ、Ｎ＋１）の３つの受信チャンネルのデータに対応して、時間t_{k-1}、t_k、t_{k+1}で記憶したデータのストリングが図示してある。図６ａと６ｂと６ｃは、従って、３つの指定時間に関して時間的に凍結された、３つの変換器素子からの記憶済み信号のスナップを表している。図の時間軸に沿って適切な時間遅延値を適用して、記憶済みデータのストリングから希望データを選択する。動的な焦点調節は、メモリＲ－１５２から読み取られるデータを決定するための、時間遅延値のリアルタイム選択から生じる。図６ａと６ｂと６ｃは、選択した時間遅延において、３つのチャンネルから時間t_kに記憶したデータ・シーケンスからのS_3とS_4とS_5のサンプルの読み取りを示している。従って、動的焦点調節を提供するために、異なる時間遅延値に応じて記憶済みのデータ・サンプルから動的に選択できる機能が存在する。
【０１０５】
図７に示すように、異なる時間遅延プロファイルをメモリＲ－１５２に記憶してある同じデータに適用すると、受信ビーム生成器プロセッサＲ－１２０は、図示するように、素子ごとに受信信号から２つの受信ビームを追跡し、生成することができる。
【０１０６】
より詳細には、図７は、マルチビーム・データがメモリＲ－１５２から選択され読み取られる状態を概略的に示している。希望レンジごとに、２以上の時間遅延プロファイルから本質的にインターリーブされた時間遅延値が、メモリＲ－１５２に記憶してある同じデータに適用される。個々の時間遅延プロファイルにより、異なる方向に向かう異なるビームに対応するデータがメモリから検索され、データ出力ラインＲ－１９２上に出力される。従って、時間遅延プロファイルの適正な選択により、データが、異なるビームについて焦点調節される。
【０１０７】
より詳細には、図７は、Ｎ－５～Ｎ＋４の変換器素子Ｒ－１１４を有する位相アレイ変換器Ｒ－１１２を示す。概略的に、時間“ｔ”において変換器素子ごとにメモリＲ－１５２に記憶されたデータＲ－２００のシーケンスが（図６ａと６ｂと６ｃに図示したように

）、各々の素子に関連付けて図示してある。第１と第２のビーム（BM_1、BM_2）のプロファイルを表す、第１と第２の時間遅延プロファイルＲ－２０２及びＲ－２０４が、データのシーケンス上に重ねて示されている。各々のビームについての時間遅延プロファイルから各々の変換器素子についての時間遅延値を選択（中央及び局部的な制御システムから与えられる）することにより、第１と第２のビームの個々の焦点Ｒ－２０６を、各々のデータ・シーケンスの適正なデータから形成できる。

【０１０８】

時間遅延プロファイルは、時間的に全ての事例に対して動的に変更できることが理解される。従って、データに含まれているあらゆる希望のビームを追従し、メモリＲ－１５２に記憶してあるデータから生成することができる。

【０１０９】

更に、このデジタル受信ビーム生成器システムの計算面における柔軟性を強調して、テーブル１を参照すると、単一のビームが１０ＭＨｚの公称中心周波数F_0をもち、サンプリングレートＦｓが４０ＭＨｚと想定すると、唯一の動的に焦点調節されたビームが、λ_0／２の空間レンジ分解能で生成できる（帯域幅モード３）。しかし、ビームが５ＭＨｚの中心周波数を有するとすると、２つのビームがλ_0／２の空間レンジ分解能で生成できるだけの十分な計算帯域幅がシステムに存在することになる（帯域幅モード３）。好ましい実施例では、個々のビームごとに１セットである、独立な時間遅延の４つのセットを適用することによって、メモリＲ－１５２に記憶してあるデータから、４つまでの時間的にインターリーブしたデータ・ストリームを作成できる。他の従来技術のシステムは、柔軟性に欠けており、同じ変換器素子のデータから生成される個々の追加ビームごとに、別個のビーム生成器を必要とする。このような従来技術のシステムは、単一又は複数のいずれの受信ビームに対しても、サンプルごとに、完全に独立の遅延と位相とアポダイゼーション値を適用できる機能を備えていない。

【０１１０】

この構成の更なる主な長所は、メモリＲ－１５２の受信信号データの記憶まで、また、記憶を介して、データの区別又は分離がビーム間で行われないことにある。従って、全てが非常に集中的な計算処理である、フロントエンド処理及び増幅、ＡＤＣ処理及び間引き器１による計算、並びに、メモリＲ－１５２にデータを記憶する工程が、受信信号内のビーム数に対して明白に行われる。複数のビームが個々に追跡され、且つ信号処理連鎖において初期に識別されていた場合、例えば、間引器１の計算は、このサンプリングレートのビーム数倍で実施する必要がある。従って、このシステムは、データがメモリＲ－１５２から読み取られるまでビーム間の区別をしないことによって、並びに、処理されるビームN_Bの数と、ビームごとの受信信号の公称中心周波数F_0と、正規化されたビームごとの相対的空間レンジ分解能γ_B／λ_0との間におけるトレードオフによる、計算能力の効果的かつ最大限度の活用によって、具体的なハードウェアの節減を提供する。

【０１１１】

ｄ．　間引器２

第２の間引器、間引器２　Ｒ－１５４は、プログラム可能で、間引器１　Ｒ－１５０と類似のフィルタ及び間引き構造（可変レート間引きフィルタ）を備えているが、第３のフィルタＲ－１６７についてプログラム可能な複素フィルタ係数ｈ３を用いている。第３のフィルタは、アンチ・エリアシングの複素帯域通過フィルタとして作用し、正の結像周波数を選択し、負の結像周波数と帯域外ノイズを除去する。このＲ－１５４におけるフィルタリング及び間引き工程は、好ましい実施例では、信号をベースバンドに又はその近傍に復調し、信号をＩ（同相）とＱ（直角位相）の複素直角位相信号のペアに変換する。

【０１１２】

次に示すように、好ましい実施例では、間引器２からのデータ出力は、１、２又は４つのビームからのデータを表し、２又は４つのビームを示すデータは時間的にインターリーブされている。テーブル１と２と３に示すように、間引器２　Ｒ－１５４では、受信サン

プル帯域幅のトレードオフが最も明確であり、空間レンジ分解能が間引きファクタK_{D2}の選択を介して最終的に決定される。

【０１１３】

メモリＲ－１７１（図３）は、複数の複素フィルタ係数と複数の間引き係数を、中央制御システムＣ－１０４によりプログラム可能である（プログラム可能という用語は既に定義した）。フィルタ係数と間引き係数は、デジタルマルチチャンネル受信器で行われる特定の結像タスクに応じて、中央制御システムＣ－１０４によってプログラムされる。

【０１１４】

【表３】

テーブル３

間引器２の間引き係数

間引き器２のモード	K_{D2} 間引き係数	間引き器２の出力レートR_0
BW モード１	1	$4F_0$
BW モード２	2	$2F_0$
BW モード３	4	F_0
BW モード４	8	$F_0/2$
BW モード５	2	$2F_0/3$
BW モード６	4	$F_0/3$

【０１１５】

間引器２の間引き係数の公称中心周波数F_0に対する関係は、テーブル３で定めるように出力サンプリングレートR_0を定める。ここで、帯域幅モード１～４に対して、$K_{D2}=4F_0/R_0$であり、帯域幅モード５と６に対して、$K_{D2}=4F_0/3R_0$である。

【０１１６】

そこで、間引き係数が小さくなるにつれて、ビームごとのサンプリングレートが増加し、間引器２　Ｒ－１５４は全ての状態で、一定の完全最大能力で作動することが分かる。従って、この好ましい実施例では、計算レートを最大で一定の状態で維持するために、間引器２　Ｒ－１５４を用いている。

【０１１７】

間引器２のバイパス・モードは、間引器１に関して、診断目的の時、又は、広い帯域幅をもつ信号が望ましい時、あるいはその両方の場合に、間引器２の隔離を可能にすることが分かる。例えば、帯域幅モード１について、間引器２　Ｒ－１５４はバイパスできる。更に、間引器２　Ｒ－１５４は、フィルタリング処理を実施せず、単なるダウンサンプリング器として動作できる。

【０１１８】

前述の説明から、ビーム生成器プロセッサＲ－１２０は、用いるビームの数及び空間レンジ分解能の要求と合致する最大計算効率に適した最小レートに、信号を間引きすることが分かる。

【０１１９】

従って、前述の受信信号処理構造は、（１）可変時間遅延メモリと、（２）完全で最大の信号処理計算帯域幅の活用に関して前述の長所をもたらす第２のプログラム可能な間引器と、を提供することが分かる。（１）受信信号の公称中心周波数F_0と、（２）受信信号の空間レンジ分解能γ_Bと、（３）同時受信ビームN_Bの数との間の関係は、間引器、特

に第２の間引器に関する間引き係数、及び、ビームを区別するためにメモリに適用する時間遅延値とともにプログラム可能である。この長所は、信号復調が信号通路内の何処で行われるかに依存しない。

【０１２０】

ｅ．　複素乗算器

微細な時間遅延のために複素位相回転を行う複素乗算器は、計算面において非常に集中的である。しかし、信号通路内のこのポイントにおいて、信号は、信号通路内における最小のサンプリングレートに間引きされるので、複素乗算は非常に効率的に実施できる。

【０１２１】

複素乗算器Ｒ－１５６は、次に説明するように、たすき掛けによって真の複素乗算を行う。

【０１２２】

複素乗算器Ｒ－１５６では、ベースバンドへの又はその近傍への信号復調は、Ｆｃに対するF_0のバーニャを考慮するために行われる。しかし、既に説明したように、このベースバンドへの又はその近傍への復調は、例えば、F_0のバーニャがない時には、間引器２のように、信号通路の他の場所で行われるが、これも本発明の精神と範囲に属している。

【０１２３】

複素乗算器Ｒ－１５６では、アポダイゼーション値及び焦点調節位相シフト（微細な時間遅延に対応）の関数である、重み設定の項は、間引器２　Ｒ－１５４から入力した信号と乗算される。アポダイゼーション値と位相シフト値は、サンプル間で、受信プロセッサごとの、ビームごとの基準で動的に変動する。従って、これらの値は、変換器の開口に渡って動的に変動し、時間的にも動的に変動する（図５ａと５ｂと５ｃと１１を参照）。これらの値は、前述の特許出願の課題である中央制御システムＣ－１０４、及び、局部的プロセッサ・コントロールＣ－２１０から送られる。

【０１２４】

図３に、複素乗算器Ｒ－１５６の好ましい実施例が概念的に図示してあり、そこでは、複素Ｉ／Ｏ信号サンプルが、複素乗算器Ｒ－２６０で結合された複素位相値及び実数アポダイゼーション値と、乗算器Ｒ－２１０により乗算される。複素乗算器Ｒ－２１０は、時間共用ブース乗算器によって行われる４つの実数乗算処理によって好適に行われる。代わりに、独立の位相乗算器と独立のアポダイゼーション乗算器を、信号の焦点調節のために使用できる。更に別の実施例では、独立の位相乗算器をコルディック乗算器により構成し、独立のアポダイゼーション乗算器をブース乗算器を用いて構成することができる。

【０１２５】

複素乗算器Ｒ－１５６の出力は、次のように表される。

【０１２６】

【数１】

$$Y = A\cos\phi \cdot I - A\sin\phi \cdot Q + j\,(A\cos\phi \cdot Q + A\sin\phi \cdot I)$$

【０１２７】

ここで、Ｉ＋ｊＱは複素乗算器Ｒ－１５６への入力チャンネル・サンプル信号であり、Ａはアポダイゼーション値であり、φは位相シフト値である。

【０１２８】

特にメモリＲ－１５２と複素乗算器Ｒ－１５６に関する前述の説明から、この受信ビーム生成器システムは、受信プロセッサごとのビームごとの各々のデータ・サンプルが、中央制御システムと局部プロセッサコントロールによって送られる遅延値及び位相値とアポダイゼーション値により動的に変更できるので、真の動的焦点調節及び動的アポダイゼーションを実現できることが分かる。従って、この受信ビーム生成器システムは、全てのデータ・サンプルに対して、中央制御システムで計算した瞬時的な遅延、位相及びアポダイ

ゼーション値を使用できる。

【０１２９】

前述のように、複素乗算器だけでなく、図３の機能ブロックの残りの構成要素も、好適には高速デジタル・ハードウェアにより構成される。しかし、この機能ブロックは、例えば、複素乗算器に対して、汎用マイクロプロセッサによるソフトウェアにおいて、異なる計算順序で、前述の指定以外の異なる演算アルゴリズムを用いて実施できるので、本発明の精神と範囲に属している。例としてのみ考えれば、複素乗算器では、アポダイゼーション値が、複素数ＩとＱの乗算後に乗算できる。更に、従来技術では、複素乗算器を構成する他の方式についても述べている。

【０１３０】

ｆ．　焦点調節フィルタ

別の実施例では、微細な焦点調節遅延も、希望した遅延に最も近い２つのサンプル間における線形補間のように、遅延補間器を用いて構成できる。遅延補間器を一般化したものが焦点調節フィルタである。このフィルタは、受信ビーム生成のサポートに必要な所望の信号遅延と周波数特性との関係を考慮するために、個々のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサごとに、受信プロセッサ内の各々のビームに関連する波形ごとに、別々にプログラム設定される。従って、フィルタは通常、非線形性の位相応答を有している。焦点調節フィルタの特性は、従って、好適には線形位相応答を有し（従って、フィルタの通過帯域で歪みを生じない）、全ての受信プロセッサにおいて同じ特性に設定される、間引きと復調の動作に関連する信号通路フィルタと対照的である。間引器と復調処理フィルタは、ビーム生成でなく、波形整形に用いられ、受信ビーム生成器システムは異なるフィルタ特性を受信プロセッサの中から選択することもサポートするけれども、通常、同じ波形（適切な遅延とアポダイゼーションを有する）が全ての受信プロセッサで作成される。

【０１３１】

３．　チャンネルごとの局部的プロセッサ制御システム

デジタルマルチチャンネル受信器Ｒ－１０１の２次又は局部プロセッサコントロールＣ－２１０（図３）は、制御データを１次又は中央制御システムＣ－１０４から受信する。２次又は局部プロセッサコントロールＣ－２１０は、コントローラ及びＩ／Ｏプロセッサ Ｃ－２６０と、較正プロセッサＣ－２６２と、メモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４と、位相及び周波数プロセッサＣ－２６６と、アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８とを備えている。

【０１３２】

局部プロセッサコントロールＣ－２１０は、デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０に、周波数値（即ち、復調周波数、位相補正周波数、受信信号の公称中心周波数F_0、遅延値、位相シフト値、アポダイゼーション値、及び、次に詳細に説明するデジタル受信サンプルごと及びビームごとの較正値）を提供する役割を有する。中央制御システムＣ－１０４は、前述の特許出願に記載してあるように、局部プロセッサコントロールＣ－２１０に、（１）フィルタ係数のプログラム設定（前述のプログラム可能の定義に従って）と、間引き係数のプログラム設定と、結像モードごとの較正値のプログラム設定と、（２）走査線ごと、かつ、ビームごとの以下に指定する周波数パラメータと、（３）動的レンジ・ゾーン及びビームごとの遅延値及びアポダイゼーション値と、（４）サンプルごとの遅延補間／補外係数と、を提供する役目を有する。局部プロセッサコントロールＣ－２１０は、ＡＤＣ　Ｒ－１１８のサンプリングレートも制御する。

【０１３３】

ａ．　Ｉ／Ｏプロセッサ

２次又は局部プロセッサコントロールＣ－２１０に関して、コントローラ及びＩ／Ｏプロセッサ Ｃ－２６０は、読取と書込みの動作の全てを制御する。

【０１３４】

ｂ．　メモリ・アドレス及び遅延プロセッサ

好ましい実施例では、メモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４は、焦点調節コ

ントロールＣ－１３２の１次遅延プロセッサを経由して中央制御システムＣ－１０４が提供する補間又は補外あるいはその両方の係数（α_{range}）とゾーン境界遅延値を用いて、関連するビーム生成器プロセッサＲ－１２０の各々のビームの各々の出力サンプルの補間され又は補外された遅延値を計算する。ゾーン境界遅延値は、例えば、特定のレンジ境界の遅延プロファイル（図５ｃ）から定められる。係数α_{range}は、レンジ境界間の遅延値の密度を高めるために、遅延プロファイル境界間（又はその外側あるいはその両方）のレンジ内の補間（又は補外あるいはその両方）を可能にする。各々のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０は、それに関連するメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４を、受信ビーム生成器システムの動的焦点調節を提供するために備えている。マルチビーム動作とするために、遅延補間は時間的にインターリーブされる。

【０１３５】

遅延プロセッサＣ－２６４は、中央制御システムＣ－１０４の焦点調節プロセッサＣ－１３２からメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４に送られる散在的で間引きされた遅延プロファイルデータ・セットの密度を高めるために、局部的な補間／補外を行う。補間器Ｃ－１９９（図４）による補間／補外工程後に、遅延値は、希望のビームのサンプルの選択を容易にするために時間遅延メモリＲ－１５２に送られる最上位ビット（粗い遅延）に分割される。時間遅延値の最下位ビット（微細な時間遅延）は位相及び周波数プロセッサＣ－２６６に送られ、それは次に詳細に説明するようにして位相値に変換される。

【０１３６】

選択されると、この構成は、補間器Ｃ－１９９における補間前に遅延値に加えることができる遅延較正値を提供する。較正プロセッサＣ－２６２からのデジタル受信通路遅延較正値は、線上でＣ－１９５を介して補間器Ｃ－１９９に送られる。

【０１３７】

代替実施例においては、ビーム生成器プロセッサＲ－１２０とメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４との間に１対１より小さい関係があるが、これも本発明の精神に属している。更に、この係数α_{range}はメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４から局部的に生成できる。その上、本発明の精神に属する、更に異なる遅延値生成スキームが採用できる。例として、局部的アポダイゼーションプロセッサＣ－２６８の累積器Ｃ－２７２と類似する累積器の構造が、適切な遅延値の生成に使用できる。

【０１３８】

ｃ．　位相及び周波数プロセッサ

局部又は２次プロセッサコントロールＣ－２１０の位相及び周波数プロセッサＣ－２６６（図３と８）は、復調位相値（例えば、送信ビーム生成器システムによるF_0のバーニャを考慮して）と、中央制御システムＣ－１０４が定めた位相シフト補正値を生成する。復調位相値は、理想的には、周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１から生成された復調周波数（図１０ａと１０ｂと１０ｃ）の積分として計算される。このような積分を行うハードウェアは高価なので、復調位相値は、好適には、（１）周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１からの復調周波数詳細プロファイル$f_D(t)$（図１０ｄ、１０ｅ、１０ｆ）と、遅延メモリＲ－１５２へのデータの入力と同期したメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４からの復調基準時間との、乗算器Ｃ－１４０において計算された積と、（２）、次に詳細に説明する、加算器Ｃ－１４１により加算された一定値と、の和として計算される。

【０１３９】

微細な焦点調節位相補正値は、乗算器Ｃ－１３８で計算したように、周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１（図１０ａ、１０ｂ、１０ｃ）からの瞬時位相補正周波数$f_p(t)$と、メモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４からの残留又は微細な遅延時間（遅延時間のＬＳＢ）との積である。焦点調節位相値を計算する際に用いる復調周波数と位相補正周波数は、共に、好ましい実施例では、周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１で生成した各々の周波数プロファイルの中の１つを選定して計算される。２つの位相値、微細な

位相シフト値と復調位相値は、加算器Ｃ－１４２によって加えられて、ルックアップ・テーブルＣ－１４４に送られ、そこで位相値が複素Ｉ／Ｑ値に変換される。

【０１４０】

好ましい実施例では、ベースバンドへの又はその近傍への全ての復調は、複素乗算器で行われる。しかし、例としてのみ挙げるが、周波数オフセットが存在するなどの他の状態では、この復調は、複素フィルタ係数を用いて間引器２で別に行われ、残りの復調が複素乗算器で行われる。この周波数オフセットは、例としてのみ挙げれば、搬送周波数が前述のデジタル送信ビーム生成器システムＴ－１００によって受信信号の公称中心周波数F_0からバーニャされる時に生じる。このバーニャされた中心周波数は、送信ビーム生成器Ｔ－１００から送信した全てのビームに対して同じとすることもでき、又は、マルチ送信ビームの各々に対して異なる周波数とすることもできる。

【０１４１】

復調及び位相シフト又は回転のための周波数は、次に示す３つの周波数対時間プロファイルの関係の中の１つを選択するために、独立にプログラムできる。

【０１４２】

（１）周波数は、図１０ａに示すように時間的に独立している一定の開始周波数F_{start}（全体的に搬送周波数Ｆｃ）を保つ、

（２）周波数は、（ａ）ある実施例で、一定の限界周波数F_{limit}で飽和するか、又は（ｂ）指定時間限界T_{break}に達するまで、ダウンシフト・スロープ△$F_{downslope}$だけ開始周波数（F_{start}）からシフト・ダウンし、その後に、図１０ｂに示すように一定の周波数を保つ、

（３）周波数は、（ａ）ある実施例で、一定の限界周波数F_{limit}で飽和するか、又は（ｂ）指定時間限界T_{break}に達するまで、ダウンシフト・スロープ△$F_{downslope}$だけ開始周波数F_{start}から最初にシフト・ダウンし、その後に、周波数が（ａ）開始周波数F_{start}で飽和するか又は（ｂ）開始周波数（図１０ｃ）で飽和せずに継続するまで、アップシフト・スロープ△$F_{upslope}$だけ直ちにシフトアップする。

【０１４３】

復調周波数f_D（ｔ）と、焦点調節位相シフト値を生成するために適用する周波数f_p（ｔ）は、共に、前述の類似の周波数プロファイルのいずれかから選択できる。従って、同じプロファイルが乗算器Ｃ－１３８とＣ－１４０の両方に適用できる。異なる周波数プロファイルも、これらの乗算器に適用することができ、それも本発明の範囲に属している。

【０１４４】

これらプロファイルは、組織を介して送信された超音波信号の周波数減衰をモデル化する。従って、例えば、広帯域信号が組織を介して長く伝搬するほど、信号の中心周波数はこの減衰のためにダウンシフトされる。この実施例では、全てプロファイルが周波数F_{start}から始まっていた。この周波数を受信ビームの搬送周波数F_cとすることができる。送信搬送周波数と対応する受信搬送周波数とを同じにすることができるが、それらが実際に同じになる必要はないことが理解される。そこで、周波数プロファイルの開始周波数は、送信ビーム生成器の中心周波数と異なるならば、受信ビーム生成器の中心周波数になる。そこで、F_{start}はあらゆる値とすることができる。しかし、F_{start}は、好適には、中心周波数とバーニャ係数の積、ｖF_0に等しい、送信搬送周波数F_cになる。

【０１４５】

前述の周波数プロファイルを定めるパラメータが中央制御システムＣ－１０４に記憶してある。位相及び周波数プロセッサＣ－２６６の周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１は、これらのパラメータを受けて、受信サンプルごとの基準で周波数の値を計算する。これらの周波数値は、図１０ａと１０ｂと１０ｃの周波数プロファイルを規定する。

【０１４６】

ある実施例の場合、中央制御からダウンロードされ、局部プロセッサコントロールにプログラム設定されるパラメータは、開始周波数と周波数限界と周波数ダウンスロープと周波数アップスロープと、を含んでいる。前述のように、開始周波数は通常、搬送周波数Ｆ

$_c$である。周波数限界は前述の計算に用いられた最小の周波数値である。中央制御Ｃ－１０４に記憶してある数が、例えば、ハードディスク・メモリから中央制御Ｃ－１０４に、例えば、導かれ、記憶され得る新しいデータに基づいて、任意の時に更新できることが理解される。

【０１４７】

別の好ましい実施例では、ダウンロードしたパラメータは、開始周波数とブレーク時間T_{break}と周波数ダウンスロープと周波数アップスロープとを含んでいる。この実施例では、ダウンスロープは、限界周波数で制限されないが、時間T_{break}で制限される。従って、図１０ｃの周波数プロファイルは、T_{break}が過ぎるまで、下向きになる。そのポイントで、周波数プロファイルが上向きになる。

【０１４８】

好適には、位相及び周波数プロセッサＣ－２６６が、全てのプロファイルを同時に計算し、中央制御又は局部的プロセッサあるいはその両方のプロセッサ・コントロールは、周波数プロファイルを、中央制御システムＣ－１０４に予め記憶してある規準に基づいて、結像モードごとに選択して、復調位相値と残留時間遅延位相値を計算し、最適に改善された像を提供する。

【０１４９】

更に、マルチビームの状態では、ビームの各々は異なる搬送周波数F_cを有して受信できることが分かる。中央制御システムは、例えば、改善された像を提供するために、ビームの各々について異なる周波数とスロープと時間限界とを選択する。この状態で、前述の３つの周波数プロファイルの各々についての開始周波数は、ビーム生成器プロセッサが生成した特定のビームについての周波数に依存する。従って、個々のビームの周波数プロファイルは、全く異なるパラメータにより指定できる。

【０１５０】

前述のように、好適な実施においては、復調位相値は、（１）周波数プロファイル生成器Ｃ－１４１からの復調周波数$f_D(t)$（図１０ｄ、１０ｅ、１０ｆ）と、メモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４からの復調基準時間ｔとの乗算器Ｃ－１４０における積と、（２）加算器Ｃ－１４１により加算された値との和として生成される。基準時間ｔが$0 \leqq t \leqq T_{break}$で与えられる場合に、マルチプレクサＣ－１４３により、ｔと$f_D(t)$とが乗算器Ｃ－１４０において乗算され、マルチプレクサＣ－１４５により、ゼロ値が加算器Ｃ－１４１において加えられる。従って、復調位相値は、$f_D(t) \cdot t$になる。一方で、基準時間ｔが$T_{break} \leqq t$によって与えられると、マルチプレクサＣ－１４３は、$(t - T_{break})$と$f_D(t)$とを乗算し、マルチプレクサＣ－１４５は一定値$f_D(T_{break}) \cdot T_{break}$（図１０ｅと１０ｆの不連続部分を参照）をその結果に加える。そこで、復調位相値は、$f_D(t) \cdot (t - T_{break}) + f_D(T_{break}) \cdot T_{break}$になる。

【０１５１】

ｄ．　アポダイゼーション・プロセッサ

アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８（図８）は、レンジ境界アポダイゼーション値の散在テーブルを、中央制御システムＣ－１０４の焦点調節プロセッサＣ－１３２から得る。また、中央制御システムＣ－１０４から、ゾーン幅が値Ｂによって指定される、レンジ境界アポダイゼーション値間のゾーン幅2^Bを得る。あるゾーン境界アポダイゼーション値がA_1（図１１）で、他のゾーン境界アポダイゼーション値がA_2である場合に、アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８の累積器Ｃ－２７２（図８）は、好適には下記値：

【０１５２】

【数２】

$$\frac{A_2 - A_1}{2^B}$$

【０１５３】
を累積アポダイゼーション値（開始値がA_1）に好適に加えることによって、増加されたアポダイゼーション値をA_1とA_2の間で生成できる。そこで、アポダイゼーション値は、中央制御システムが送った散在データ・セットを満たすために、A_1とA_2の間で2^B間隔ごとに生成される。この前述の動作は暗示的に線形補間になる。しかし、非線形手法も補外手法も使用できる。
【０１５４】
代わりに、局部的アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８は、中央制御システムＣ－１０４から送られた走査形状パラメータに基づいて、局部的レンジ係数生成器において、補間／補外レンジ係数を内部で計算できることが理解される。これらのパラメータは、使用されている特定の走査フォーマットを規定する。更に他の実施例では、このアポダイゼーション補間／補外係数を、中央制御システムに予め記憶し、局部的アポダイゼーション・プロセッサにダウンロードできる。
【０１５５】
アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８は、各々のビームの各々の出力サンプルごとに、補間／補外アポダイゼーション値を計算する。マルチビーム動作をサポートするために、アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８は、補間／補外の計算をインターリーブする。遅延値に関して、アポダイゼーション値は、希望に応じて、アポダイゼーション値が複素乗算器に適用される前に、較正プロセッサからのアポダイゼーション較正値を提供することにより、変更することができる。
【０１５６】
乗算器Ｒ－２６０で互いに乗算された、位相シフト及びアポダイゼーション値を表す複素値は、複素乗算器Ｒ－１５６に送られ、複素サンプル信号値と乗算される。
【０１５７】
ｅ．　較正プロセッサ
較正プロセッサＣ－２６２は、走査フォーマット又は変換器が変更される時に起動される。較正中に、例えば、送信ビーム生成器システムＴ－１００からの共通の較正信号が、全ての受信チャンネルに注入される。ＡＤＣ　Ｒ－１１８におけるデジタル化以前の、アナログ回路の構成要素の公差が、アナログ・パス間の信号変動のもとになる。局部的較正プロセッサは、出力信号と、局部的較正プロセッサに記憶してある固定較正基準値とを比較する。局部的較正プロセッサは、反復プロセスを通じて出力信号と基準信号の間の違いをゼロに導くために、局部的制御に関する遅延値とアポダイゼーション補正値とを計算する。
【０１５８】
これらの補正値は、アナログ信号通路単位でサンプリングされ、較正プロセッサＣ－２６２によって、振幅についてはアポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８へ、遅延と位相についてはメモリ・アドレス及び遅延プロセッサＣ－２６４に送られる。
【０１５９】
例としてのみ挙げる滑動性開口、ランダム開口及び合成開口を含む動作について、複数の固定の較正基準値が記憶できる。
【０１６０】
前述の局部的に計算された較正値に加えて、較正値は中央制御システムからダウンロードできる。例えば、個々の変換器のタイプごとの較正値は、中央制御システムに予め記憶でき、又は、新しい変換器の選択時に中央制御システムに提供することができる。この較正値は、その後、局部的較正プロセッサにダウンロードし、適切ならば、局部的に生成した較正値と結合することができる。
【０１６１】
４．　最終ビーム生成プロセッサ（ベースバンドマルチビーム・プロセッサ）
デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０は、加算器Ｒ－１２６で加算される。その結果は、ベースバンド・フィルタ及び位相調整器Ｒ－１２７（図２ｂと３と９）

と、ベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０（図２ｂと３と９）と、を備えるベースバンドマルチビーム・プロセッサＲ－１２５（図２ｂ）へ送られる。

【０１６２】

ａ．　サブアレイ加算器

従来技術で周知のように、複数の入力を加算する２つの標準方式として、並行加算と逐次加算がある。この実施例は、高速で効率的な加算プロセスのために、２つの手法を組み合わせている。図２ｂは、このデジタル受信ビーム生成器システムの加算プロセスを示す。デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０の対は、平行加算により結合される。８対のプロセッサＲ－１２０が、サブアレイ加算器によって逐次的に加算される（図２ｂのサブアレイ加算ブロックＲ－１２６）。この第１の加算ステップのための加算器は、プロセッサＲ－１２０の外部に設けることができる。代わりに、プロセッサＲ－１２０が、このステップを実行する加算器を含むこともできる。

【０１６３】

前述の加算後に、この４つのサブアレイ和が、半最終加算器によって並行的に加算される（最終加算ブロックＲ－１２６）。このステップの次は、２つの半最終加算器からの和が最終加算器において並行して加算される並行加算ステップである（加算ブロックＲ－１２６）。並行と逐次的な加算手法の別の組み合わせ、又は、全てを並行加算とし、又は、全てを逐次的加算とすることもでき、それも本発明の精神に属していることが理解される。

【０１６４】

ｂ．　ベースバンド・フィルタ及びと位相調整器

変換器面に渡ってサンプルされた素子からの全信号の和を表す、デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０からの複素ベースバンド信号（又は、多重ビームの場合の信号）は、ベースバンド・フィルタ及び位相調節器ブロックＲ－１２７に送られる。ブロックＲ－１２７は、フィルタリングと有理サンプリングレート変換（補間と間引き）を行うベースバンド・フィルタＲ－２５０（図９）を含んでいる。ブロックＲ－１２７は、さらに、（１）走査線間のアポダイゼーションの変化、走査形状、不整列の実効的送信／受信原点に起因する位相差の補正に必要な信号の、走査線に依存し、レンジに依存する位相調整、（２）走査線ごとに異なる送信周波数に起因する位相差を補正する信号の再変調（周波数調整）、及び、（３）走査線ごとの利得調整を提供する、位相調整器Ｒ－２５２（図９）も含んでいる。

【０１６５】

希望の走査線間、特に２以上の隣接する走査線間の位相調整と再変調は、例えば、干渉性の像処理手法を実現することを意図している。従って、位相調整器の目的は、走査線ごとの干渉性を、（１）調整自在の周波数動作、（２）合成走査線動作、（３）合成開口動作、（４）干渉性ビーム・サンプル上での後の動作のために維持することにある。

【０１６６】

ベースバンド・フィルタＲ－２５０は、好適には、実数及び虚数の係数ｈ４をプログラム設定できるマルチタップＦＩＲフィルタと、有理サンプリングレート・コンバータと、を備えている。有理サンプリングレート・コンバータは、整数のアップサンプリング係数Ｌを有する補間器と、整数のダウンサンプリング係数Ｍを有する間引器と、を備えている。従って、ベースバンド・フィルタＲ－２５０は、次の動作を行う。

【０１６７】

第１に、ベースバンド・フィルタＲ－２５０は、帯域外ノイズ周波数を拒絶することにより、信号対雑音比を最大にし、及び／又は、好適にはガウス送信パルスだけでなく他の形状のパルスと実質的に整合させるための整合フィルタ又はガウス整合フィルタの設計により、信号対雑音比を高める。ガウス・パルスは、人体のような減衰性媒体を経由する送信中に歪まない波形を示すので、特に効果的である。

【０１６８】

第２に、ベースバンド・フィルタＲ－２５０は、変換器周波数応答とアナログ信号通路

を、共にＡＤＣ　Ｒ－１１８の前で補償することによって、パルスの等化と整形を可能にする。

【０１６９】

第３に、ベースバンド・フィルタＲ－２５０は、有理（非整数）間引き係数Ｌ／Ｍ（ＬとＭは整数）に基づいてサンプル・レート変換（間引き機能）を行う。そこで、サンプル・レートは、像の表示に好ましいレートに変換される。

【０１７０】

この間引きの事例が、前述の間引器１と間引器２の説明で述べた文献に見受けられる。ベースバンド・フィルタＲ－２５０のフィルタ係数と非整数間引き係数は、中央制御システムＣ－１０４から、係数及びレート・メモリＣ－２７８にダウンロードすることにより、ベースバンド・フィルタ／位相調整器Ｒ－１２７にプログラム設定される。ダウンロードされた係数は、新しい係数を中央制御システムＣ－１０４に導入することにより、いつでも変更できる。係数及びレート・メモリＣ－２７８に記憶されている係数は、中央制御システムＣ－１０４により、ベースバンド・フィルタＲ－２５０のフィルタ及び間引きの比率Ｌ／Ｍをプログラム設定するために、選択可能である。

【０１７１】

位相調整器Ｒ－２５２の複素乗算器Ｒ－２５４は、複素乗算器Ｒ－１５６（図３）と同様に作動する。

【０１７２】

複素乗算器Ｒ－２５４の次段には、走査線サンプル・データを記憶するレジスタＣ－２９６があり、そのデータは、走査線間の較正を行うために中央制御システムＣ－１０４のＤＭＡプロセッサＣ－２０２に報告される。

【０１７３】

ｃ．　ベースバンド・プロセッサ・コントロール

位相調整器は、ベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０（図２ｂと３と９）に含まれている制御機能を備えている。このベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０では、走査線間又はビーム間の利得調整値及び位相調整値が、時間的にインターリーブした状態で生成される。前述のように、位相補正値は、（１）走査線間のアポダイゼーションの変化と、不整列の実効的な送信／受信原点（走査線依存性及びレンジ依存性の位相調整項）をもたらす走査形状と、に起因する位相差の補正に必要な位相調整項と、（２）各々の走査線が共通搬送周波数を用いていた場合に信号を再変調するために必要な位相項と、を含めた、位相項の和である。周波数スケール・ファクタ又は周波数バーニャ・ファクタを用いると、各々のビームは異なる搬送周波数を有することができる。位相調整器は、そこで、全ビームの搬送周波数の差を調整するために、ビーム間の再変調を行う。

【０１７４】

動作時に、走査フォーマット形状パラメータ、散在走査線利得及び遅延値、補間係数、非整数間引き係数を含むソース・データ・セットが、中央制御システムＣ－１０４からベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０へダウンロードされる。加えて、図１０ａと１０ｂと１０ｃに準じた中央制御システムＣ－１０４の周波数プロファイル生成器に使用された周波数パラメータが、ベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０へダウンロードされる。

【０１７５】

図９のベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０は、利得及び位相ＲＡＭＣ－２８０と、中央制御システムＣ－１０４により予め計算済みで記憶済みの走査線補間係数（α_{line}）が供給される走査線補間器Ｃ－２８２と、共に中央制御システムＣ－１０４により事前に計算済みで記憶済みである有理間引き係数Ｌ／Ｍ及び位相ゾーン幅が供給されるレンジ累積器Ｃ－２８６を有するレンジ補間器Ｃ－２８４と、を備えている。有理間引き係数Ｌ／Ｍは、ベースバンド・フィルタＲ－２５０に送られたのと同じ値である。累積器Ｃ－２８６は、局部的アポダイゼーション・プロセッサＣ－２６８（図８）の累積

器Ｃ－２７２と同様に作動する。更に従来技術で周知のように、有理間引き係数Ｌ／Ｍに応じたサンプル・レート変換は、ベースバンド・フィルタＲ－２５０のサンプル・データ・レートと整合するために行われる。

【０１７６】

代わりに、レンジ補間器／補外器Ｃ－２８４に、例として、（１）中央制御システムにより事前に計算され、記憶済みである又は中央制御システムにより計算される、又は、（２）係数生成器がベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０内で局部的に計算した、プログラム可能な（前述の定義による）補間／補外係数の供給を受けることができる。

【０１７７】

ベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０は、二重位相累積器として好適に構成される再変調周波数プロセッサＣ－２９２も備えている。二重位相累積器は、位相調整値を計算して、走査線間の周波数差を補正し、共通の搬送周波数が全ての走査線に渡って用いられていたとした場合の信号を再変調できる。

【０１７８】

中央制御システムＣ－１０４から、走査線間の周波数差を表す予め計算され、予め記憶された値（デルタ周波数値）が、再変調周波数プロセッサＣ－２９２に送られる。これらの周波数差の値は、図１０ａと１０ｂと１０ｃに示すような周波数と周波数スロープに基づく。例としてのみであるが、２つの走査線の周波数プロファイルが図１０ｂに示す通りであるが、異なる開始周波数F_{start}の値と異なるダウンシフト・スロープ△$F_{downslope}$の値を有していると想定する。そこで、走査線間の周波数差と、経時的な周波数プロファイルの変化レート差とが、２つの走査線について、中心制御システムからベースバンド・プロセッサ・コントロールＣ－２７０へダウンロードされる。これらの値は、記憶済みのパラメータに基づいて、今使用されている特定の有理変換係数Ｌ／Ｍに依存して、捕捉プロセッサＣ－１３０によって計算される。プロセッサＣ－２９２の第１の累積器は、走査線間における経時的な周波数プロファイルの変化レート差を累積し、第２の累積器は、走査線間の経時的な周波数差を累積する。経時的な周波数プロファイルの変化レートに差がない（すなわち、プロファイルが、もともと異なるF_{start}の値に対して、又はスロープがゼロに向かう場合の図１０ｂのT_{break}の後に、全く同じになる）場合、第１の累積器は何もしない。走査線間の周波数の変化レートに差がない場合、第２の累積器だけが、経時的な周波数差を累積し、補正用の再変調位相値を生成する。

【０１７９】

走査線ごとのアポダイゼーションの変化と、不整列な送信／受信原点を生じる走査形状と、に起因する位相調整、並びに、有効な共通の搬送周波数に対する信号の再変調に起因する位相調整が、加算器Ｃ－２８８で加えられ、加算された位相値がルックアップ・テーブルＣ－２９０で変換されて、正弦と余弦の表現に変わる。ルックアップ・テーブルＣ－２９０の機能の一部として、利得が、正弦及び余弦の表現式と乗算される。この値が複素乗算器Ｒ－２５２に送られる。

【０１８０】

ベースバンド・プロセッサ・コントロールの他の実施例も可能であり、本発明の範囲に属していることが理解される。

【０１８１】

前述のように、位相調整器Ｒ－１２７は、干渉性の信号とサンプルの関係が走査線間で維持されることを保証する。十分な情報が、記憶され又は確保され又は維持されて、戻り信号のサンプルが走査線間で位相及び振幅において補正された時に、送信サンプル、及び、ビームからの信号のエコー又は受信サンプルは干渉性であると定義される。実際に位相と振幅を補正する工程は、基準に対する十分な情報が維持される限り、実施する必要はない。

【０１８２】

信号サンプルが干渉的に処理される時に、処理は、十分な情報の維持を継続し、位相と

振幅を後に補正できるようにする。２つ以上のサンプルが干渉的に処理される（例えば、干渉的に加算される）時に、位相調整と振幅調整に必要な位相及び振幅の補正は、既に行われていなければならない。

【０１８３】

２つ以上の信号サンプルの干渉的な処理は、合成サンプルを計算できるように、十分な利益をもたらす。

【０１８４】

送信／受信信号の全ての性格を特定し考慮するビーム生成器コントロールＣ－１０４により、システム全体は、信号がビーム生成と無関係の動作で最終的に検出されるまで、送信／受信信号通路の全体にわたって干渉性サンプルとして全ての信号サンプルを維持する。

【０１８５】

走査線間の位相調整はビーム生成後にベースバンド・フィルタ／位相調整器Ｒ－１２７によって行われるが、この位相調整は、デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０におけるビーム生成前に可能であることが分かる。例として、この位相調整は、各々のプロセッサＲ－１２０の各々の複素乗算器Ｒ－１５６で行うことができる。

【０１８６】

５．　合成開口

合成開口は、本発明の好ましい実施例では、（１）変換器素子のアレイを、夫々が複数の変換器素子を有する、送信及び／又は受信のための複数の独立した又は実施例に独立したサブアレイに分割し、（２）複数の送信／受信シーケンスをサブアレイの組により実行し、（３）シーケンスごとに、干渉性サンプルを捕捉し、（４）好適には加算又は重み付け加算により全ての対応する干渉性サンプルを結合することを特徴にしている。この構成によって、送信及び／又は受信の電子的通路の数が効率的に増加し、送信及び／又は受信の変換器開口が増加する。

【０１８７】

このデジタル受信ビーム生成器システムは合成開口動作をサポートする。較正プロセッサは、合成開口動作に用いるサブアレイ受信開口の利得と位相補正を記憶する。位相調整器は、別に受信したサブアレイ受信開口ビームの干渉性を維持するので、加算器は信号を結合し、合成開口走査線を生成できる。

【０１８８】

本発明は、変換器の開口を横断し且つレンジ方向に沿って走査された像の、動的な焦点ごとの時間遅延焦点調節と動的アポダイゼーションとを提供することによって、従来技術より遙かに優れたものにしている。

【０１８９】

このシステムは、１つ以上の変換器素子に割り当てられたデジタルマルチチャンネル受信プロセッサの各々に、単一の計算通路をもつマルチビームの能力を提供する。データに重畳されたマルチビームは、更なる計算効率をもたらすデジタル信号処理通路まで区別されない。本発明は、従来技術で不可能なトレードオフを提供し、各々のデジタル信号通路の計算帯域幅を完全に使用することを可能とする。そのトレードオフとして、中心周波数、空間レンジ分解能、選択したビームの数がある。

【０１９０】

デジタルマルチチャンネル受信プロセッサＲ－１２０は、他の理由のなかでも前述の計算効率のために、新規な順序で配置した４つの主な信号通路機能要素を備えている。プロセッサＲ－１２０は、第１に間引器１と、第２にメモリと、第３に間引器２と、第４に複素乗算器と、を備え、これらは、新たな第１～第４の順で作動する。

【０１９１】

この計算帯域幅の柔軟性のおかげで、このシステムは高度にプログラム可能であり、広範囲の結像アプリケーションと広範囲の結像変換器をシステムで使用できる。例えば、高い分解能が希望される場合、システムは、動作時に１つのビームで１０ＭＨｚの動作を設

定でき（テーブル１）、１０ＭＨｚの変換器をシステムに設置できる。例えば、心臓弁のような像の動きをリアルタイムで観察するために、高い画像フレーム・レートが希望される場合、システムは、例として、４つのビームに、各々２．５ＭＨｚのビーム中心周波数を設定できる。この高いフレーム・レートは、血液のように、人体の動く流体に関するカラー・ドップラー結像（Ｆ－モード）にとって非常に効果的である。このようなアプリケーションでは、分解能は、流体の流れを表示する機能ほど重要ではない。

【０１９２】

本発明は、改善されたビーム生成器の性能に対して、遅延、位相アポダイゼーション、較正補正値を動的に生成できる局部的プロセッサ・コントロールも備えている。

【０１９３】

本発明は、ビームごとの基準で、ビーム生成後に位相を補正する位相調整器を更に備えている。更に、システム全体が、サンプルを干渉的な状態で維持することを保証している。

【０１９４】

本発明は反射性又はエコー受信信号について説明してきたが、このシステムは、結像される物体を通過する受信信号を有する送信結像においても作動できる。

【０１９５】

本発明の他の目的と見解と長所は、添付の図面と特許請求の範囲から確認できる。

【０１９６】

本発明の他の実施例も発明の精神と範囲に属して製作可能であることが、理解されるべきである。

【図面の簡単な説明】

【０１９７】

【図１ａ】図１ａは人体の組織に出入する超音波ビームの送信と受信の概念を示す。

【図１ｂ】図１ｂは人体の組織に出入する超音波ビームの送信と受信の概念を示す。

【図２ａ】図２ａは、受信ビーム生成器システムのデジタル受信ビーム生成器システムの実施例を含む超音波医療用結像システムの新規の超音波ビーム生成器システムの高レベル・ブロック図を示す。

【図２ｂ】図２ｂは、図２ｃと共に、図２ａの超音波ビーム生成器システムの詳細なブロック図を示す。

【図２ｃ】図２ｃは、図２ｂと共に、図２ａの超音波ビーム生成器システムの詳細なブロック図を示す。

【図３】図３は、図２の受信ビーム生成器システムのデジタルマルチチャンネル受信プロセッサとベースバンドマルチビーム・プロセッサの実施例の詳細なブロック図を示す。

【図４】図４は、メモリ・アドレスと遅延プロセッサの実施例と共に、受信ビーム生成器システムの図３のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサの可変時間遅延メモリの略図を示す。

【図５ａ】図５ａは、図４の可変時間遅延メモリに適用できる、典型的な時間遅延プロファイルを示すグラフである。

【図５ｂ】図５ｂは、図４の可変時間遅延メモリに適用できる、典型的な時間遅延プロファイルを示すグラフである。

【図５ｃ】図５ｃは、増加した開口幅、並びに、変換器アレイの中心に位置し且つそれと垂直な受信走査線に沿う、増加したレンジを有する、一連の発展遅延プロファイルを示す。

【図６ａ】図６ａは、図４のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサの可変時間遅延メモリからの、適正に時間遅延されたデータの記憶及び選択についてグラフで示す。

【図６ｂ】図６ｂは、図４のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサの可変時間遅延メモリからの、適正に時間遅延されたデータの記憶及び選択についてグラフで示す。

【図６ｃ】図６ｃは、図４のデジタルマルチチャンネル受信プロセッサの可変時間遅延メモリからの、適正に時間遅延されたデータの記憶及び選択についてグラフで示す。

【図７】図７は、マルチビームの生成に用いるものを表すデータを出力するための、図４の可変時間遅延メモリに記憶されたデータの選択を概略的に示す。
【図８】図８は、受信ビーム生成器システムの局部的プロセッサ制御に関する、複素乗算器、位相及び周波数プロセッサ、アポダイゼーション・プロセッサの実施例の略図を示す。
【図９】図９は、間引器、位相調整器（利得と位相と周波数）制御プロセッサに関連する受信走査線の中において位相調整を行う、受信ビーム生成器システムの位相調整器の実施例のブロック図を示す。
【図１０ａ】図１０ａは、複素乗算器における信号復調及び位相微調整と、位相調整器における信号再変調とに適用できる、典型的な信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１０ｂ】図１０ｂは、複素乗算器における信号復調及び位相微調整と、位相調整器における信号再変調とに適用できる、典型的な信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１０ｃ】図１０ｃは、複素乗算器における信号復調及び位相微調整と、位相調整器における信号再変調とに適用できる、典型的な信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１０ｄ】図１０ｄは、信号復調に適した信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１０ｅ】図１０ｅは、信号復調に適した信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１０ｆ】図１０ｆは、信号復調に適した信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。
【図１１】図１１は、変換器アレイの中心に位置し且つそれと垂直の受信走査線に沿う、増加したレンジを有し、増加した開口幅を有する、一連の異なる発展アポダイゼーション・プロファイルを示す。

【図１ａ】

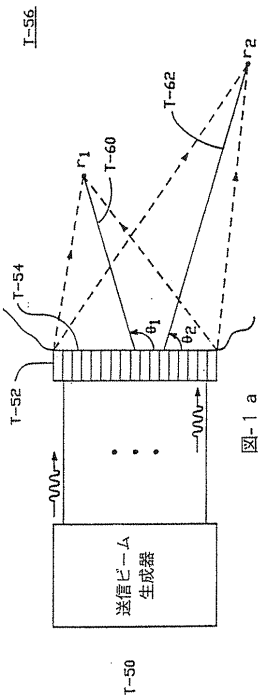


図-１ａ

【図１ｂ】

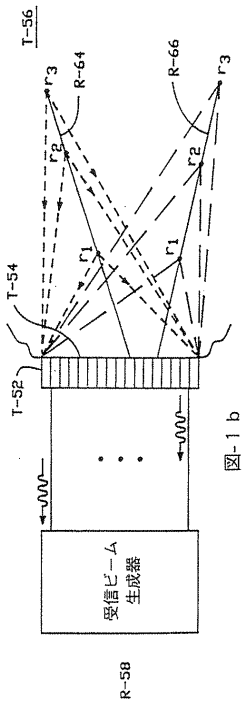
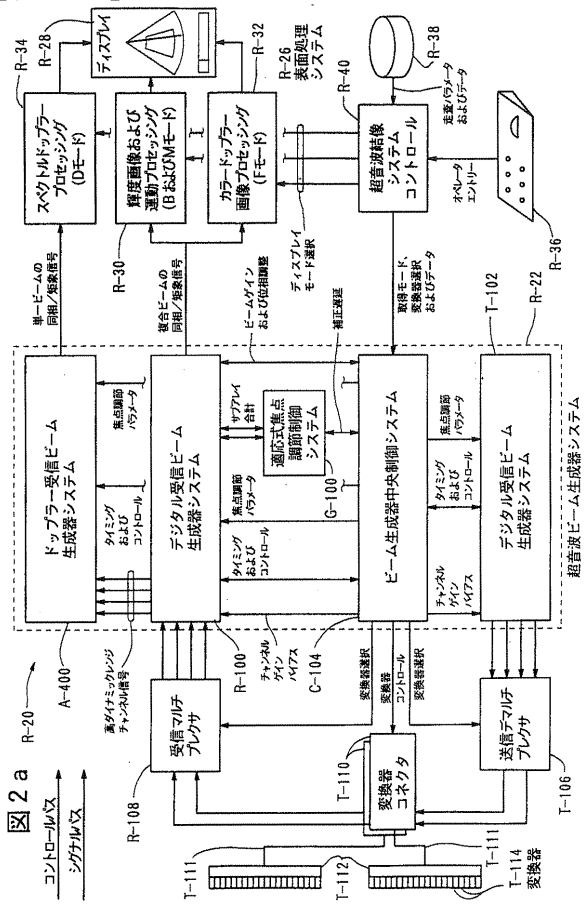
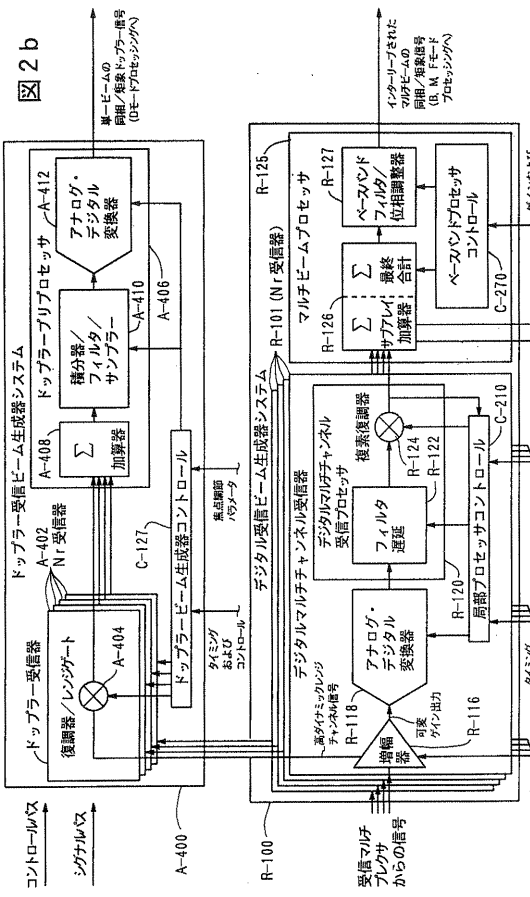


図-１ｂ

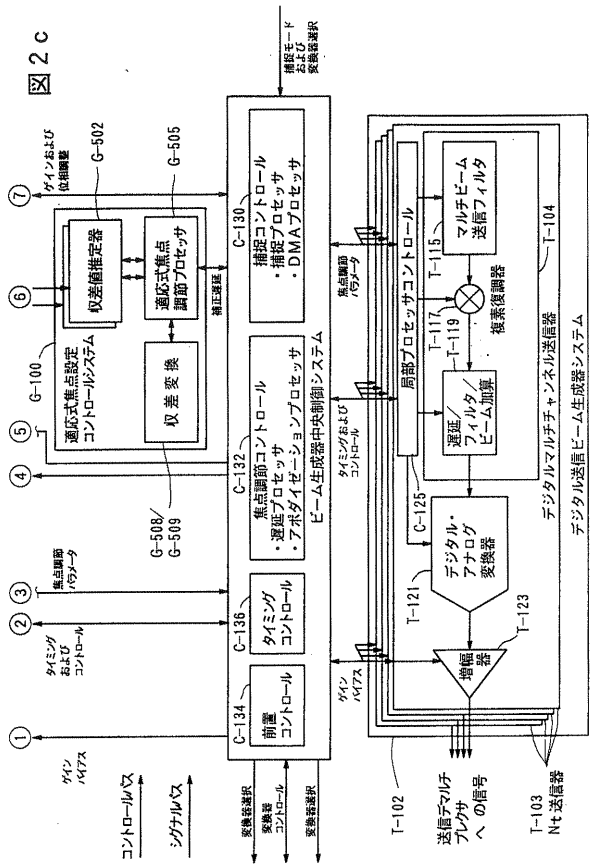
【図２ａ】



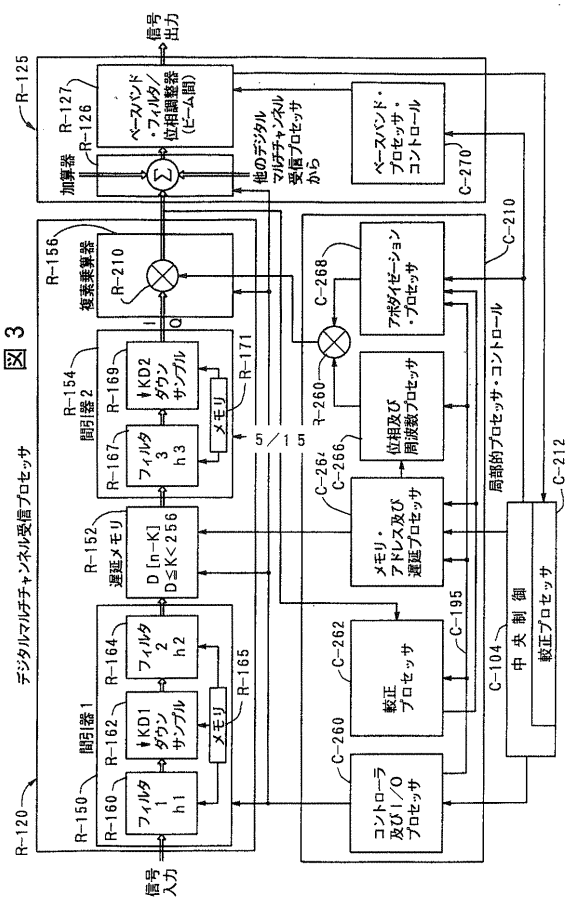
【図２ｂ】



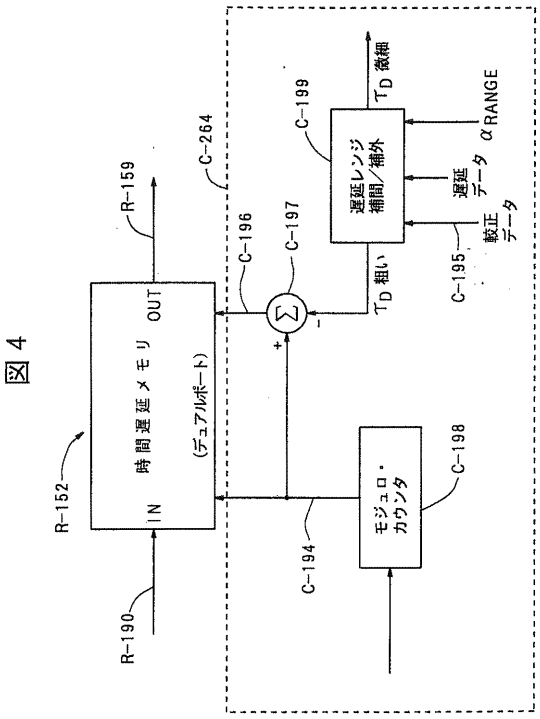
【図２ｃ】



【図３】



【図４】



【図５ａ】

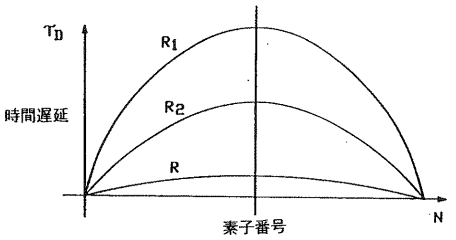


図-５ａ

【図５ｂ】

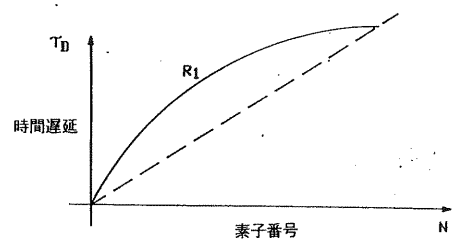


図-５ｂ

【図５ｃ】

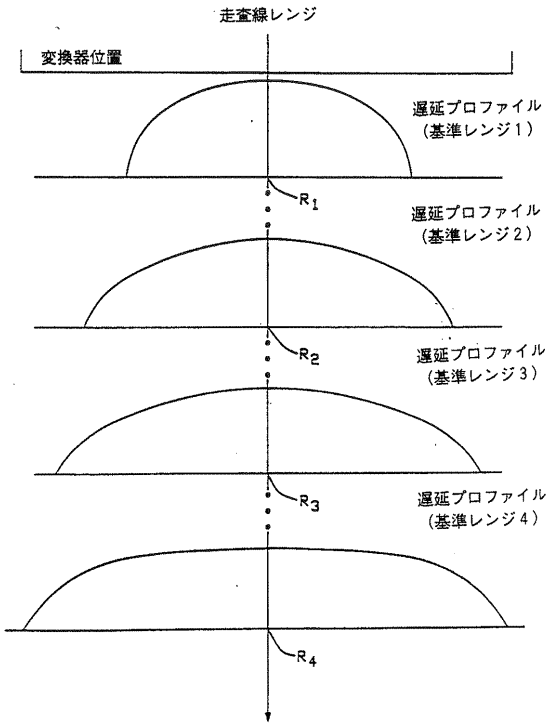


図-５ｃ

【図６ａ】

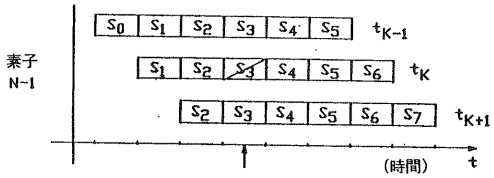


図-６ａ

【図６ｂ】

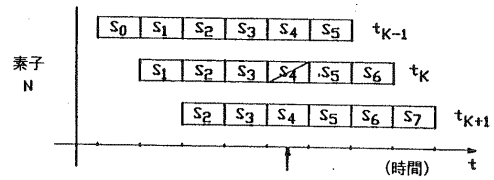


図-６ｂ

【図６ｃ】

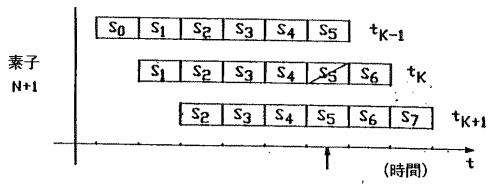


図-６ｃ

【図７】

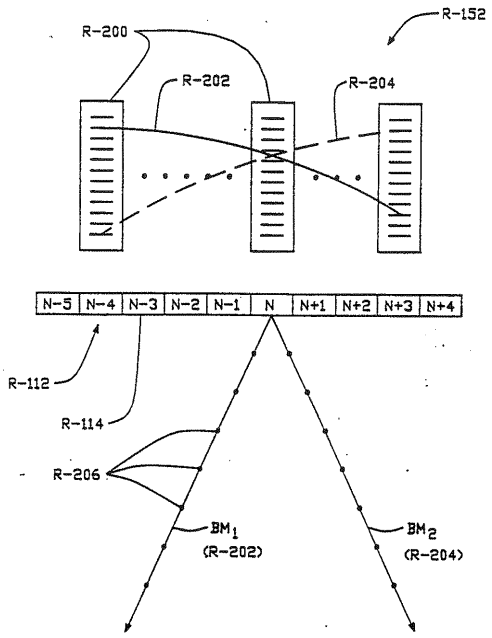
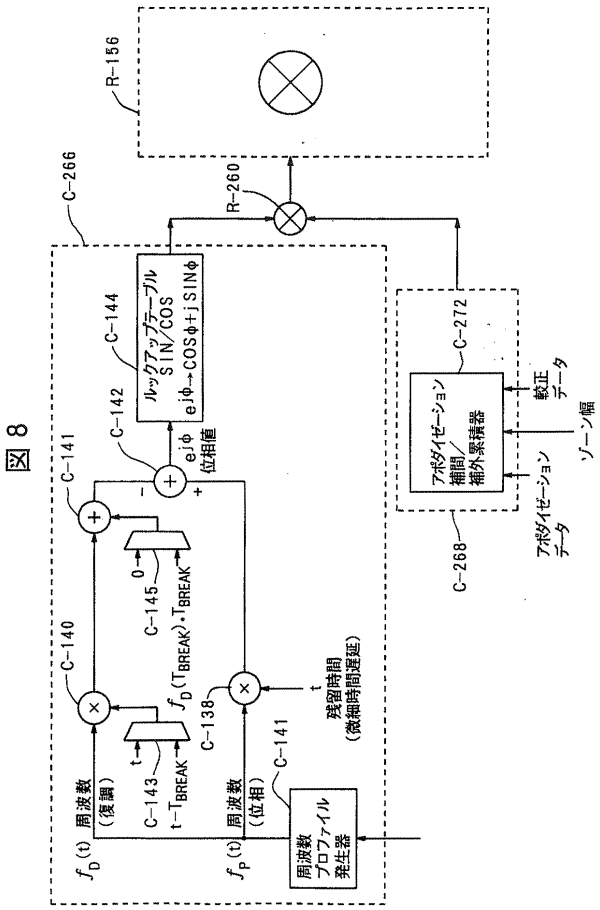
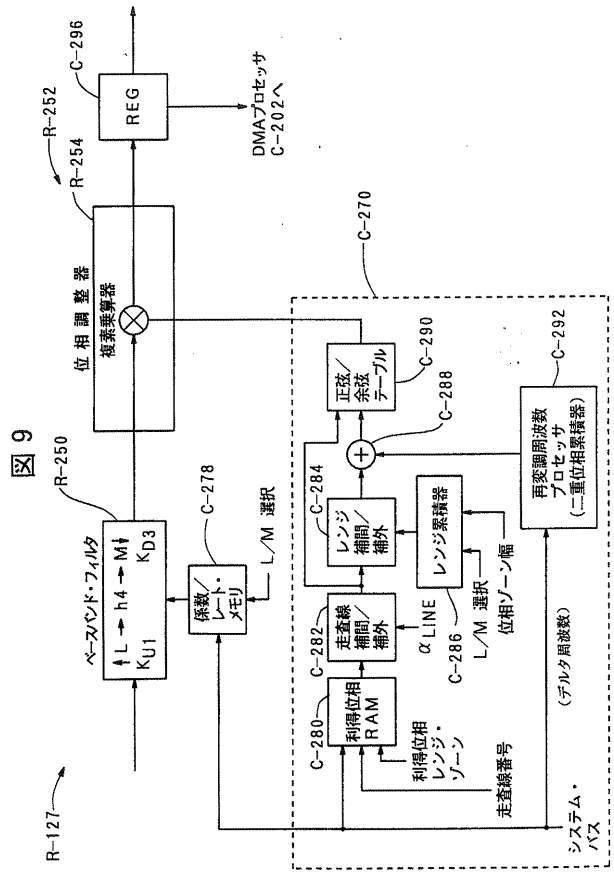


図-７

【図８】



【図９】



【図１０ａ】

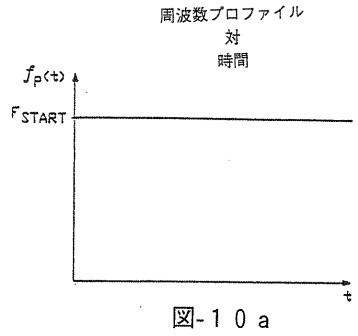


図-１０ａ

【図１０ｂ】

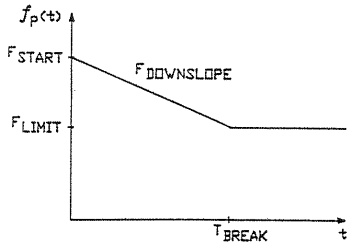


図-１０ｂ

【図１０ｃ】

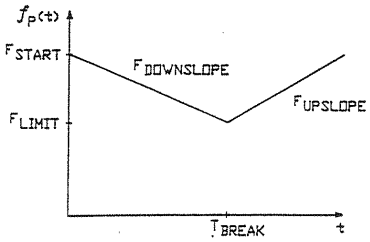


図-１０ｃ

【図１０ｅ】

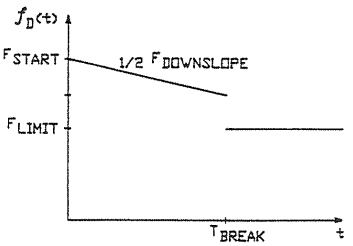


図-１０ｅ

【図１０ｄ】

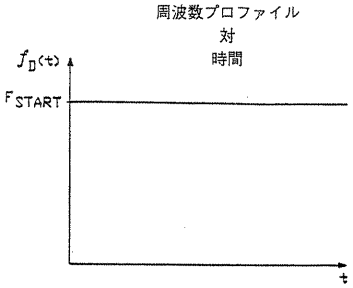


図-１０ｄ

【図１０ｆ】

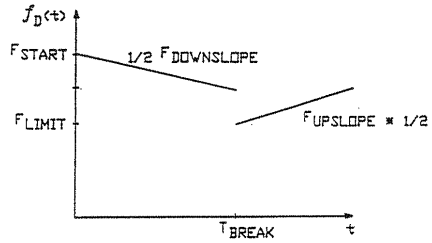


図-１０ｆ

【図１１】

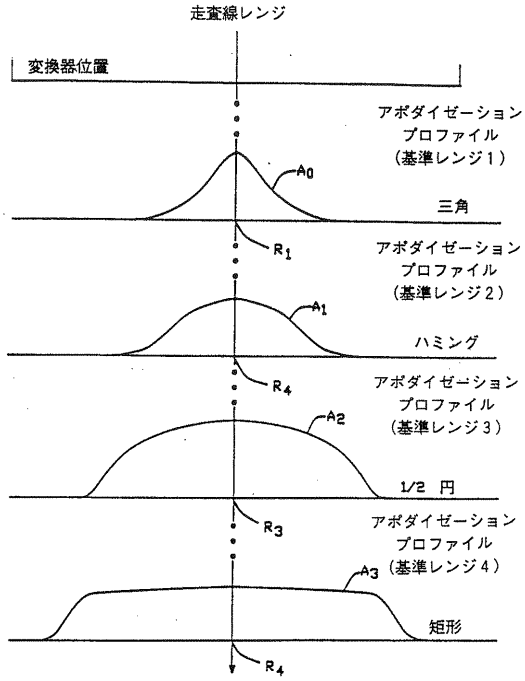

走査線レンジ
変換器位置
アポダイゼーション
プロファイル
（基準レンジ１）
A0
三角
R1
アポダイゼーション
プロファイル
（基準レンジ２）
A1
ハミング
R4
アポダイゼーション
プロファイル
（基準レンジ３）
A2
1/2 円
R3
アポダイゼーション
プロファイル
（基準レンジ４）
A3
矩形
R4

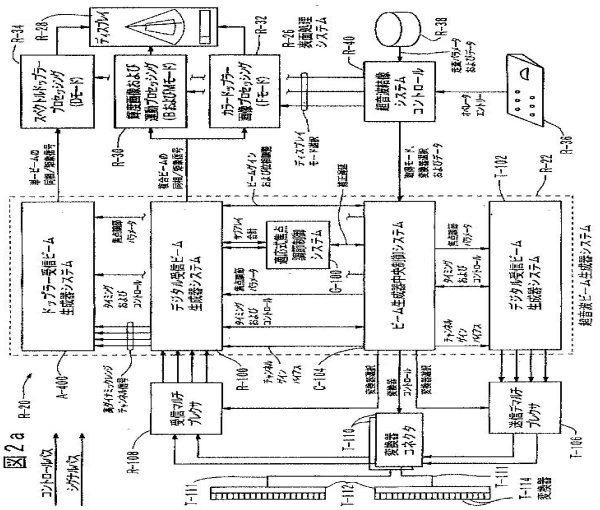
図-１１

フロントページの続き

(72)発明者　ジー，アルバート
アメリカ合衆国，９４０２４　カリフォルニア州，ロス　アルトウズ，マドンナ　ウェイ　８４４

Ｆターム(参考) 4C601 EE01 EE04 EE08 HH04 HH21 HH25 HH27 HH28 HH30

专利名称(译)	受信ビーム生成器		
公开(公告)号	JP2006187667A	公开(公告)日	2006-07-20
申请号	JP2006107806	申请日	2006-04-10
[标]申请(专利权)人(译)	队列儿子公司		
申请(专利权)人(译)	Akyuson公司		
[标]发明人	ライトジェイネルソン コールクリストファーアール ジーアルバート		
发明人	ライト,ジェイ.,ネルソン コール,クリストファー,アール. ジー,アルバート		
IPC分类号	A61B8/00 G01S3/80 G01S7/52 G01S7/523 G01S13/89 G01S15/89 G10K11/34		
CPC分类号	G10K11/346 G01S7/52023 G01S7/52026 G01S7/52034 G01S7/52046 G01S7/52049 G01S7/5205 G01S7/5206 G01S7/52066 G01S7/52071 G01S7/52085 G01S7/5209 G01S7/52095 G01S13/89 G01S15/89 G01S15/8918 G01S15/8927 G01S15/8979 G01S15/8988 G01S15/8997 G10K11/341 G10K11/345		
FI分类号	A61B8/00 G01S15/89.B G01S7/52.D G01S7/52.K G01S7/526.K		
F-TERM分类号	4C601/EE01 4C601/EE04 4C601/EE08 4C601/HH04 4C601/HH21 4C601/HH25 4C601/HH27 4C601/HH28 4C601/HH30 5J083/AC18 5J083/AE08 5J083/BC02 5J083/BD06 5J083/BE17 5J083/BE56 5J083/CA12 5J083/DA01 5J083/DC02 5J083/EB01		
代理人(译)	石川康夫		
优先权	08/286658 1994-08-05 US		
其他公开文献	JP4098814B2		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

一种用于产生用于超声成像系统的单相或多相调整，相干，转向和动态聚焦的接收束的设备。 一种可调分辨率数字处理器，用于处理用于构造N个接收波束的信号，其中N是可变正整数，是数字处理器的数字处理。一种数字处理器，其具有用于根据N来调节所述信号的分辨率以便利用其所有能力的装置。 超声波接收束发生器，包括： [选择图]图2a