

(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.
A61B 8/00 (2006.01)

F I
A61B 8/00

テーマコード(参考)
4C601

審査請求有 請求項の数 2 O L (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 94
 039-7393 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

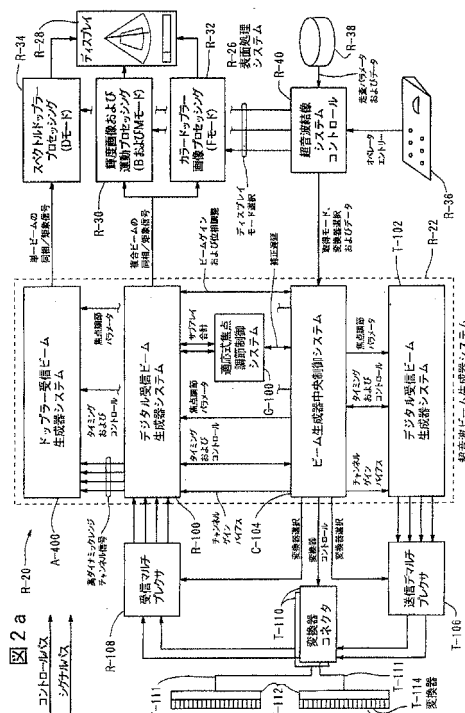
(57) 【要約】

【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2 a



【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。

10

【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。

20

【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。

30

【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。

40

【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】**

50

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に対して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であり、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。

10

20

【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 θ 。(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。

30

【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。

40

【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、較正值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。

50

【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 B/B_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 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、間引きレートを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

10

20

30

40

50

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。

10

【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)。

20

【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。

30

40

【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。

50

【 0 0 2 3 】

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。

10

【 0 0 2 4 】

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。

【 0 0 2 5 】

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。

【 0 0 2 6 】

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。

20

【 0 0 2 7 】

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。

【 0 0 2 8 】

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 】

【 0 0 2 9 】

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。

30

【 0 0 3 0 】

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1 a）。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 $C = 1540 \text{ m / 秒}$ 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1 b）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。

40

【 0 0 3 1 】

図1 a と 1 b 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1 a 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 - 5 4 を含む変換器アレイ

50

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 1 a 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 1 b 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 1 b 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）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 2 a、2 b、2 c 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 2 a、2 b、は 2 c 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 2 a 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

10

20

30

40

50

ある。ビーム生成器システム R - 2 2 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 - 3 0 と、(2) F - モード (流れ結像) のためのカラー Doppler 画像プロセッサ R - 3 2 と、(3) 広域動的な非結像 Doppler 速度対時間表示のためのスペクトル Doppler プロセッサ R - 3 4 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 - 2 2 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 - 2 0 は、出力波形を送信器 T - 1 0 3 から変換器素子 T - 1 1 4 に送る送信マルチプレクサ T - 1 0 6 と、入力波形を変換器素子 T - 1 1 4 から受信器 R - 1 0 1 に送る受信マルチプレクサ R - 1 0 8 と、1 以上の変換器コネクタ T - 1 1 0 と、変換器アレイ T - 1 1 2 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。

10

【0039】

また、超音波システム R - 2 0 は、超音波結像システムコントロール R - 4 0 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 - 3 8 と、オペレータインタフェース R - 3 6 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 - 1 1 2 は典型的に 2 ~ 1 0 M H z の範囲の周波数に対して最適化してある。

20

【0041】

変換器アレイ T - 1 1 2 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 - 1 1 2 は、典型的には前述の 2 ~ 1 0 M H z 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 - 2 0 は、3 つの主な機能、すなわち、超音波変換器アレイ素子 T - 1 1 4 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 - 1 1 4 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。

30

【0042】

図 2 a、2 b、2 c 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 - 1 0 2 は、複数のデジタルマルチチャンネル送信器 T - 1 0 3 と、1 以上の個々の変換器素子 T - 1 1 4 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、1 2 8 個のマルチチャンネル送信器は 5 1 2 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。

40

【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 - 1 0 3 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

50

(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。

10

【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) 信号に反応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。

20

【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。

30

【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 2 b) 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。

40

【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 2 b の高

50

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】

デ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

10

20

30

40

50

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 2 c 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值に加え、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。

10

【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。

20

【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、収差補正值、好ましくは収差遅延及び振幅値は、図 2 c 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。

30

【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。

40

【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值は、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、収差補正值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。

50

【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、表示処理システム 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 2 a に示す送信マルチプレクサ 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 2 a 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 2 b）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 10 MHz で結像していると、ADC R - 116 は 40 MHz 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 - 1 2 0)

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 Δf (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。

10

【0070】

テーブル1は、中央制御システム C - 1 0 4 が選択でき、受信ビーム生成器 R - 1 0 0 の全てのデジタルマルチチャンネル受信プロセッサ R - 1 2 0 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。

20

【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 - 1 0 4 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 - 1 1 8 (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 - 1 0 1 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 - 1 0 1 ごとに、中央制御システム C - 1 0 4 によってプログラム設定される。

30

【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。

40

【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 - 1 0 1 は、 F_0 を F_c にパ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パーニャ・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 :

50

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。

【 0 0 7 8 】

N_B :

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

【 0 0 7 9 】

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 $4 F_0$ 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。

10

【 0 0 8 0 】

空間レンジ分解能 (帯域幅モード) :

BWモード 1 : $R_0 = 4 F_0$ 又は $N_B = \lambda_0 / 8$

BWモード 2 : $R_0 = 2 F_0$ 又は $N_B = \lambda_0 / 4$

BWモード 3 : $R_0 = F_0$ 又は $N_B = \lambda_0 / 2$

BWモード 4 : $R_0 = F_0 / 2$ 又は $N_B = \lambda_0$

BWモード 5 : $R_0 = 2 F_0 / 3$ 又は $N_B = \lambda_0 / 4$

BWモード 6 : $R_0 = F_0 / 3$ 又は $N_B = \lambda_0 / 2$

20

【 0 0 8 1 】

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。)

【 0 0 8 2 】

N / I = 好ましい実施例では実行されないモード

【 0 0 8 3 】

【表 1】

テーブル 1
受信処理モード
(間引器 2 の出力)

F_0 (MHz)	$N_B=1$	$N_B=2$	$N_B=4$
$F_0/32$	N/I	帯域幅モード 1 $R_0 = 4F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/8$	帯域幅モード 2 $R_0 = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$
$F_0/16$	帯域幅モード 1 $R_0 = 4F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/8$	帯域幅モード 2 $R_0 = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$	帯域幅モード 3 $R_0 = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$
$F_0/8$	帯域幅モード 2 $R_0 = 2F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/4$	帯域幅モード 3 $R_0 = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$	帯域幅モード 4 $R_0 = F_0/2$ $\gamma_B = \lambda_0$
$F_0/4$	帯域幅モード 3 $R_0 = F_0$ $\gamma_B = \lambda_0/2$	帯域幅モード 4 $R_0 = F_0/2$ $\gamma_B = \lambda_0$	N/I
$3F_0/8$	帯域幅モード 5 $R_0 = 2F_0/3$ $\gamma_B = 3\lambda_0/4$	帯域幅モード 6 $R_0 = F_0/3$ $\gamma_B = 3\lambda_0/2$	N/I

10

20

30

【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・ドブブ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・ドブブ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。

40

【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

50

、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 F_s 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 B_0/F_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 B_0 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 B_0 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 、 B_0 ）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 F_s 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 B_0/F_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 h_1 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 h_2 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（ h_1 ）は、FIR（有限インパルス応答性）のアンチエイリアシング低域/高域通過フィルタである。フィルタ1（ h_1 ）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（ h_2 ）は、FIRのアンチエイ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（ h_1 ）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。

10

【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 F_c 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から明らかのように、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。

20

30

【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} との関係は、 $K_{D1} = F_{ADC} / 4F_0$ になる。

ここで、 $F_{ADC} = F_s$ 又は $F_s / 2$ 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。

40

【0096】

【表 2】

テーブル 2
間引き器 1 の間引き係数

F_0	K_{01} 間引き係数	間引き器 1 出力レート
$F_0/32$	8	$4F_0$
$F_0/16$	4	$4F_0$
$F_0/8$	2	$4F_0$
$F_0/4$	1	$4F_0$
$3F_0/8$	2	$4F_0/3$

10

【0097】

C. 時間遅延メモリ

図 5 a 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 5 a）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。

20

【0098】

また、図 5 a 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。

30

【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 5 a と 5 c 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 5 b 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。

40

【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。

50

【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 $256 \times T_0/4 = 64T_0$ の総時間遅延、及び、帯域幅モード5と6に対する $256 \times 3T_0/4 = 192T_0$ 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（中央及び局所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。

10

【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 F_s 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、 $B/2$ 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 $B/2$ 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。

20

【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、間引き器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 B/B_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。

30

【0111】

d. 間引き器2

第2の間引き器、間引き器2 R-154は、プログラム可能で、間引き器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 h_3 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。

40

【0112】

次に示すように、好ましい実施例では、間引き器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、間引き器2 R-154では、受信サン

50

ブ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

間引き器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】

間引き器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、間引き器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を維持するために、間引き器2 R - 154 を用いている。

【0117】

間引き器2のバイパス・モードは、間引き器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、間引き器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、間引き器2 R - 154 はバイパスできる。更に、間引き器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) 完全に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き器と、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 B_s と、(3) 同時受信ビーム N_B の数との間の関係は、間引き器、特

10

20

30

40

50

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。 10

【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、 F_c 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 20 ごと、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/Q 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、時間共用ブラ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 30 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ラ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】

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

40

【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 50

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所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值）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值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

10

20

30

40

50

ントロール C - 132 の 1 次遅延プロセッサを經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 (r_{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 5 c) から定められる。係数 r_{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。

10

【 0 1 3 5 】

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、局所的な補間/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。

【 0 1 3 6 】

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值を提供する。較正プロセッサ C - 262 からのデジタル受信通路遅延較正值は、線上で C - 195 を介して補間器 C - 199 に送られる。

20

【 0 1 3 7 】

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 r_{range} はメモリ・アドレス及び遅延プロセッサ C - 264 から局所的に生成できる。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、局所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。

30

【 0 1 3 8 】

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值を生成する。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 10 a と 10 b と 10 c) 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 $f_p(t)$ (図 10 d、10 e、10 f) 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。

40

【 0 1 3 9 】

微細な焦点調節位相補正值は、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 10 a、10 b、10 c) 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

50

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。

10

【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 10 a 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 F_c) 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、図 10 b に示すように一定の周波数を保つ、

20

(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、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 10 c) 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。

30

【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、それらが実際と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、 $v F_0$ に等しい、送信搬送周波数 F_c になる。

40

【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 10 a と 10 b と 10 c 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

50

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、開始周波数とブレイク時間 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。

10

【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と同時に計算し、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。

20

【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 $0 \leq t < T_{break}$ 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 $T_{break} \leq t$ 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。

30

【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：

40

【0152】

【数 2】

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

50

【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。

10

【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值を提供することにより、変更することができる。

20

【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值とを計算する。

30

【0158】

これらの補正值は、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。

40

【0160】

前述の局部的に計算された較正值に加えて、較正值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值は、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。この較正值は、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值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 2 b と 3 と 9）

50

と、ベースバンド・プロセッサ・コントロール C - 270 (図 2 b 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 2 b) 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 2 b 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 2 b 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。

10

【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整器ブロック 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 (

20

30

【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 h_4 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。

40

【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

50

を、共に A D C R - 1 1 8 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。

【 0 1 6 9 】

第 3 に、ベースバンド・フィルタ R - 2 5 0 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。

【 0 1 7 0 】

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 - 2 5 0 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 - 1 0 4 から、係数及びレート・メモリ C - 2 7 8 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 - 1 2 7 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 - 1 0 4 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 - 2 7 8 に記憶されている係数は、中央制御システム C - 1 0 4 により、ベースバンド・フィルタ R - 2 5 0 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。

【 0 1 7 1 】

位相調整器 R - 2 5 2 の複素乗算器 R - 2 5 4 は、複素乗算器 R - 1 5 6（図 3）と同様に作動する。

【 0 1 7 2 】

複素乗算器 R - 2 5 4 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 - 2 9 6 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 - 1 0 4 の D M A プロセッサ C - 2 0 2 に報告される。

【 0 1 7 3 】

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 - 2 7 0（図 2 b 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 - 2 7 0 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、位相補正值は、（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。

【 0 1 7 4 】

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 - 1 0 4 からベースバンド・プロセッサ・コントロール C - 2 7 0 へダウンロードされる。加えて、図 1 0 a と 1 0 b と 1 0 c に準じた中央制御システム C - 1 0 4 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 - 2 7 0 へダウンロードされる。

【 0 1 7 5 】

図 9 のベースバンド・プロセッサ・コントロール C - 2 7 0 は、利得及び位相 R A M C - 2 8 0 と、中央制御システム C - 1 0 4 により予め計算済みで記憶済みの走査線補間係数（ $l_i n e$ ）が供給される走査線補間器 C - 2 8 2 と、共に中央制御システム C - 1 0 4 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 - 2 8 6 を有するレンジ補間器 C - 2 8 4 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 - 2 5 0 に送られたのと同じ値である。累積器 C - 2 8 6 は、局部的アポダイゼーション・プロセッサ C - 2 6 8（図 8）の累積

10

20

30

40

50

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

10

20

30

40

50

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。

10

【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。

20

【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。

30

【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く。

【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。

40

【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

50

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。

10

20

30

40

50

【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。 10

【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。

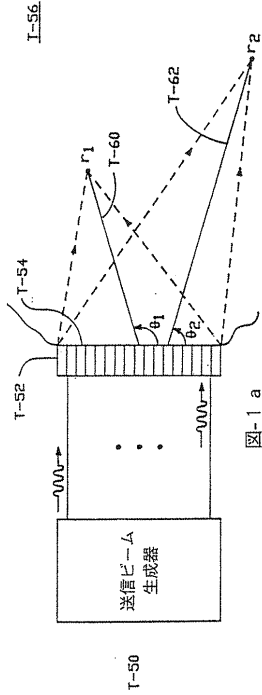
【図10d】図10dは、信号復調に適した信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。

【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。 20

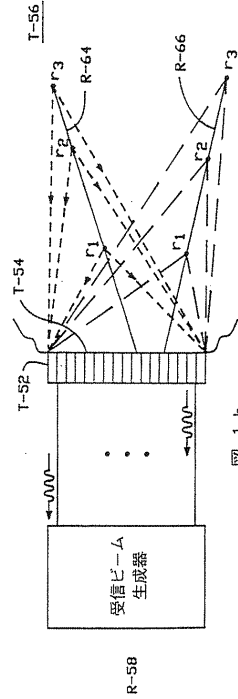
【図10f】図10fは、信号復調に適した信号周波数ダウンシフト・プロファイルを示すグラフである。

【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。

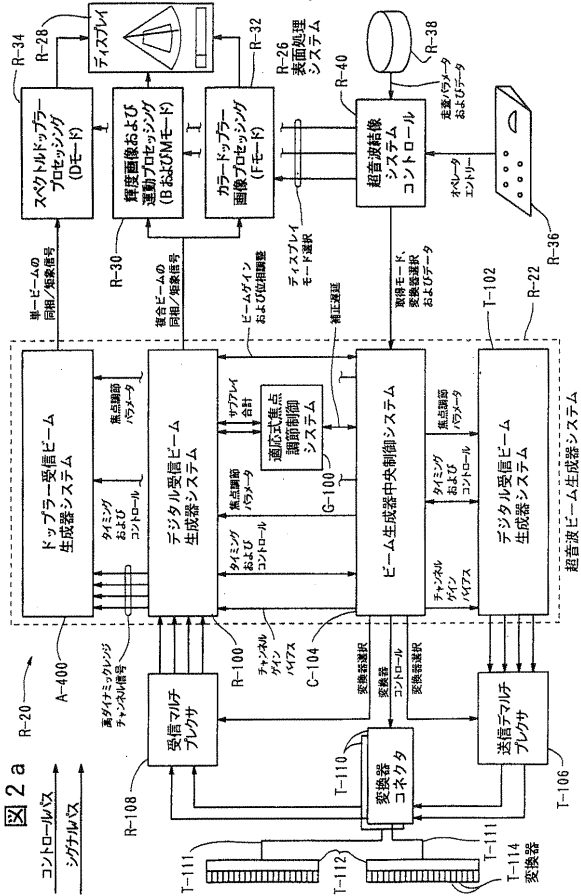
【 図 1 a 】



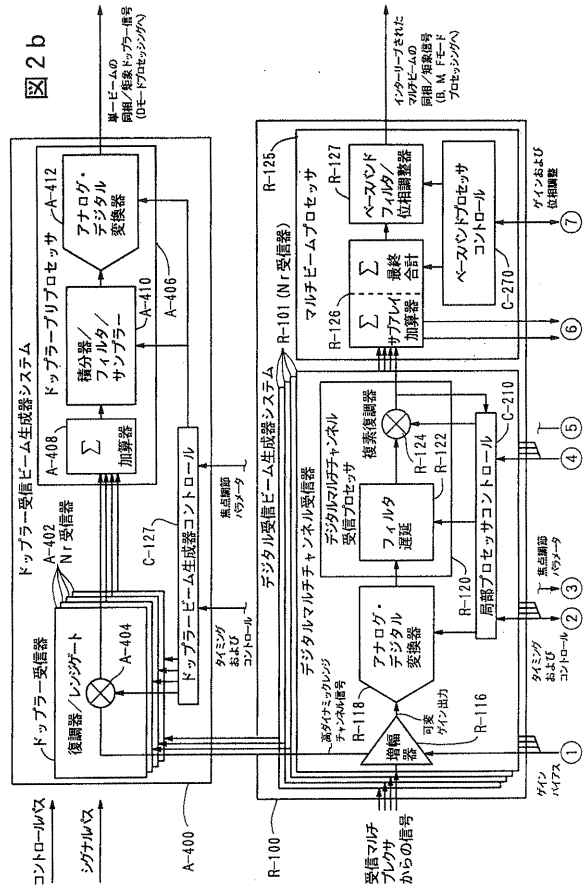
【 図 1 b 】



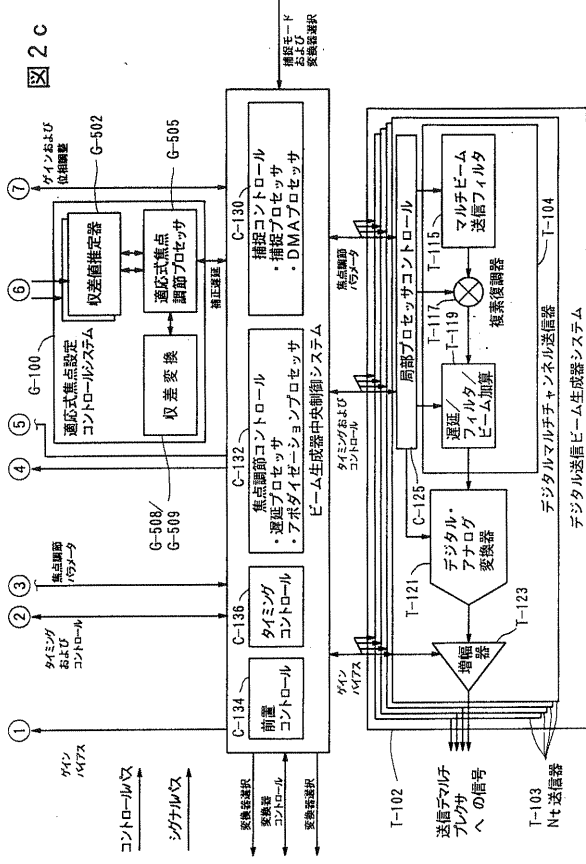
【 図 2 a 】



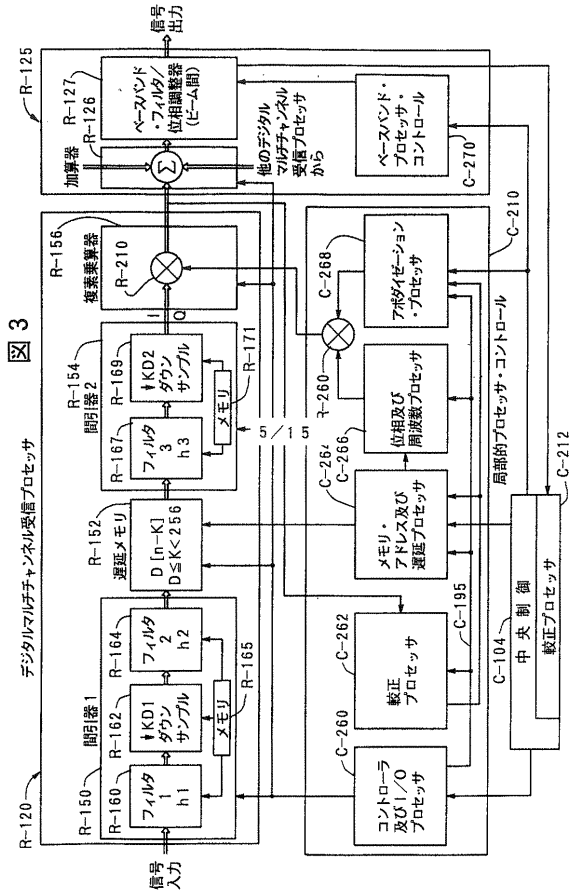
【 図 2 b 】



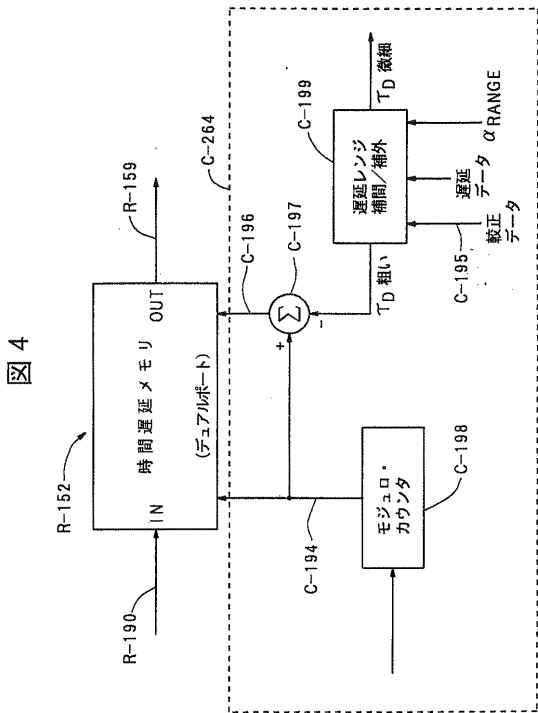
【 図 2 c 】



【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 a 】

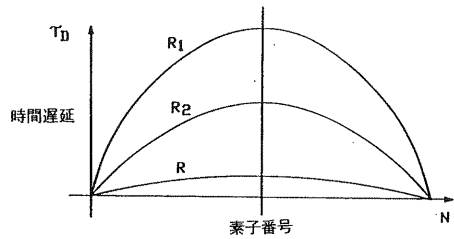


図-5 a

【 図 5 b 】

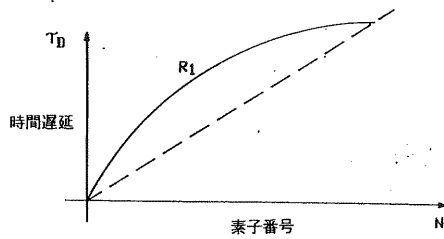


図-5 b

【図5c】

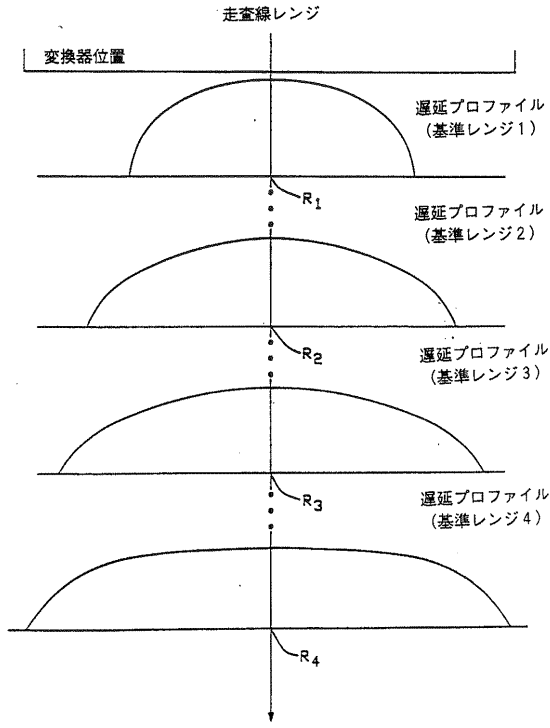


図-5c

【図6a】

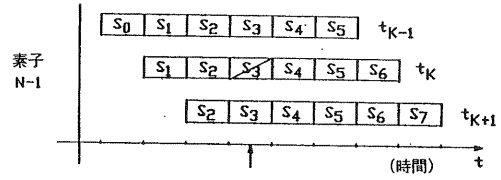


図-6a

【図6b】

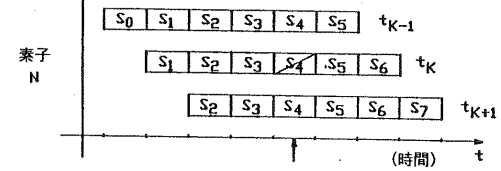


図-6b

【図6c】

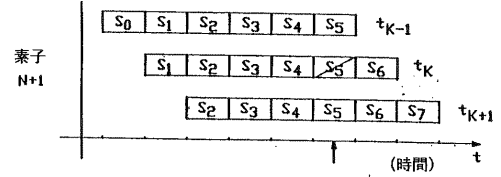


図-6c

【図7】

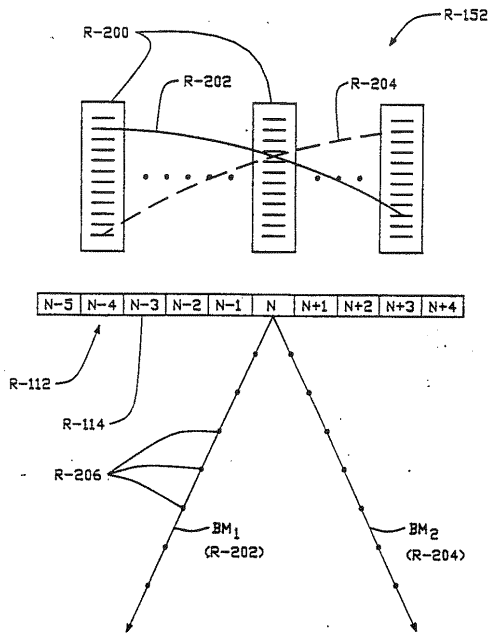


図-7

【図8】

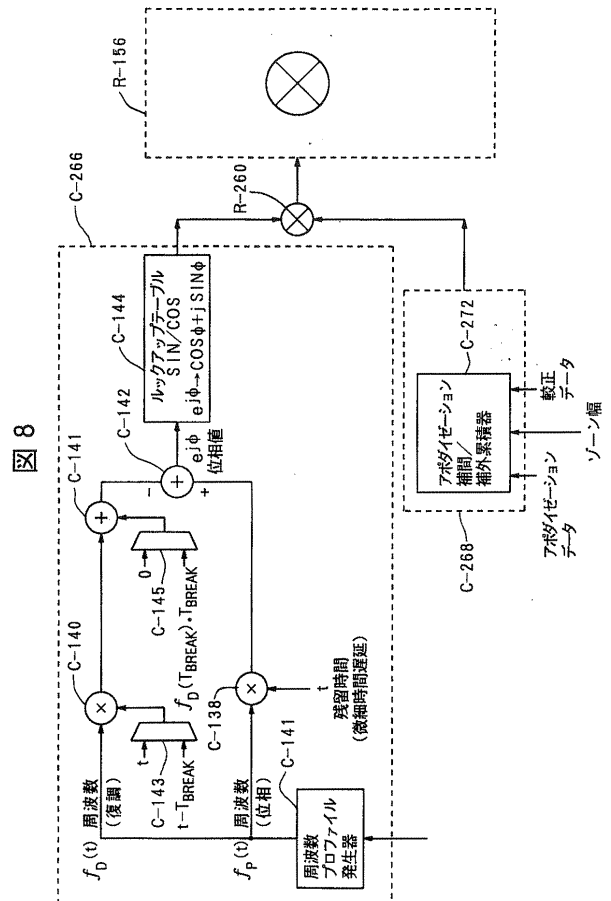


図8

【 図 1 1 】

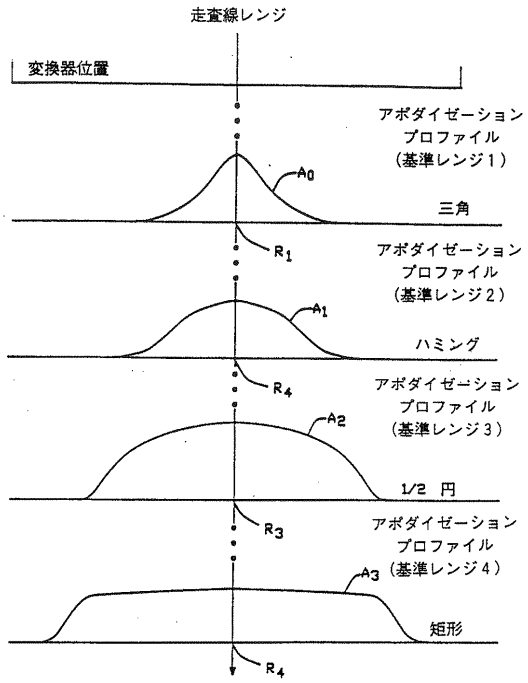


図-11

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, 9 4 0 2 4 カリフォルニア州, ロス アルトウズ, マドンナ ウェイ 8 4 4
Fターム(参考) 4C601 EE01 EE04 EE08 HH04 HH21 HH25 HH27 HH28 HH30