

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4492856号
(P4492856)

(45) 発行日 平成22年6月30日(2010.6.30)

(24) 登録日 平成22年4月16日(2010.4.16)

(51) Int.Cl.

F 1

A61B	8/00	(2006.01)	A 61 B	8/00	
HO4R	3/00	(2006.01)	HO 4 R	3/00	330
HO4R	17/00	(2006.01)	HO 4 R	17/00	332A

請求項の数 10 外国語出願 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2004-173592 (P2004-173592)
 (22) 出願日 平成16年6月11日 (2004.6.11)
 (65) 公開番号 特開2005-665 (P2005-665A)
 (43) 公開日 平成17年1月6日 (2005.1.6)
 審査請求日 平成19年6月4日 (2007.6.4)
 (31) 優先権主張番号 60/477,826
 (32) 優先日 平成15年6月12日 (2003.6.12)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 10/719,434
 (32) 優先日 平成15年11月21日 (2003.11.21)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 300019238
 ジーイー・メディカル・システムズ・グローバル・テクノロジー・カンパニー・エルエルシー
 アメリカ合衆国・ウィスコンシン州・53188・ワウケシャ・ノース・グランドビュー・ブルバード・ダブリュー・710
 ·3000
 (74) 代理人 100137545
 弁理士 荒川 智志
 (74) 代理人 100105588
 弁理士 小倉 博
 (74) 代理人 100106541
 弁理士 伊藤 信和

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】マルチライン取得用の超音波方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

超音波データを取得する方法であって、
 関心領域からエコー信号を取得する段階と、
 前記エコー信号を解析して、第1の受信ビームに関連した第1のデータ・ストリーム(276)を生成する段階と、
 前記第1のデータ・ストリーム(276)について、少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを通過させ且つ前記第1のデータ・ストリームから少なくとも2つの他のデータ・サンプルを除去することによりデシメーションを行って、第1のデシメーション済みデータ・ストリーム(286)を形成する段階と、
 を有している方法。

【請求項 2】

更に、前記エコー信号を解析して、前記第1の受信ビームとは空間的に異なる第2の受信ビームに関連した第2のデータ・ストリーム(278)を生成する段階と、

前記第1及び第2のデータ・ストリーム(276, 278)を一緒に多重化する段階と、
 を含んでいる請求項1記載の方法。

【請求項 3】

更に、前記エコー信号を解析して、前記第1の受信ビームとは空間的に異なる第2の受信ビームに関連した第2のデータ・ストリーム(278)を生成する段階と、

10

20

前記第2のデータ・ストリーム(278)について、少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを通過させ且つ前記第2のデータ・ストリームから少なくとも2つの他のデータ・サンプルを除去することによりデシメーションを行って、第2のデシメーション済みデータ・ストリーム(288)を形成する段階と、
を含んでいる請求項1記載の方法。

【請求項4】

更に、前記エコー信号を解析して、前記第1の受信ビームとは空間的に異なる第2の受信ビームに関連した第2のデータ・ストリーム(278)を生成する段階と、

前記第2のデータ・ストリーム(278)についてデシメーションを行って、前記第1のデータ・ストリーム(276)から除去された前記2つの他のデータ・サンプルと時間的に整列する少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを通過させる段階と、
を含んでいる請求項1記載の方法。 10

【請求項5】

更に、4つの異なる受信ビームに関連した少なくとも4つのデータ・ストリーム(276, 278)について前記解析する段階とデシメーションを行う段階とを繰り返す段階を含んでいる請求項1記載の方法。

【請求項6】

超音波信号を関心領域に送信する送信器(102)と、

送信された超音波信号からのエコー信号を受信する受信器(108)と、

前記エコー信号を処理して、相異なる第1及び第2の受信ビームに関連した第1及び第2のデータ・ストリーム(276, 278)を同時に形成するビームフォーマ(110)であって、前記第1及び第2のデータ・ストリーム(276, 278)からデータ・サンプルを除去する少なくとも1つのデシメータ(254)を含んでおり、該少なくとも1つのデシメータが帯域通過モードに基づいて異なる数の相次ぐ前記データ・サンプルを除去するものである、当該ビームフォーマ(110)と、 20

前記デシメータ(254)の出力に基づいて情報を出力する出力と、
を有している超音波システム(100)。

【請求項7】

前記ビームフォーマ(110)は更に、前記第1及び第2のデータ・ストリーム(276, 278)を組み合わせるマルチプレクサ(290)を含んでいる、請求項6記載の超音波システム(100)。 30

【請求項8】

前記超音波システム(100)は更に、前記受信器(108)からエコー信号を受信して前記第1及び第2のデータ・ストリーム(276, 278)に分割する少なくとも2つのプロセッサ(270, 272)を含んでおり、前記第1及び第2の受信ビームは前記受信器(108)に関して空間的に異なっている、請求項6記載の超音波システム(100)
。

【請求項9】

前記超音波システム(100)は更に、前記帯域通過モードに基づいてデータを通過させるエイリアシング防止フィルタ(252)を含んでおり、前記帯域通過モードは低帯域(260)、中間帯域(262)及び高帯域(264)のうちの一つである、請求項6記載の超音波システム(100)。 40

【請求項10】

更に、前記帯域通過モードを定めるシステム制御器(120)を含んでいる請求項6記載の超音波システム(100)。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は診断用超音波システムに関する。具体的には、本発明は超音波データ・ストリームを取得し処理して、ビームフォーマの性能を劣化させることなくデータの帯域幅を低
50

減し、且つマルチライン取得における相異なるビームに属する2つ以上のデータ・ストリームの間で帯域幅を共用するための方法及び装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

図3は受信ビームフォーマ200の典型的な構成を示している。デジタル化されたチャンネル信号が多数の同じ信号処理装置(ビームフォーマASIC)202～206に入力され、これらの装置は相互接続されてビーム和パイプラインを形成する。ASIC202はチャンネル1～8の部分的ビーム形成を行う。その部分的ビーム和208が次いでASIC204に入力されて、ASIC204内でチャンネル9～18の部分的ビーム和に加算される。この処理はビーム和パイプラインに沿って続けられて、その系列内の最後のASIC206から最終的なビーム和210が出力される。10

【0003】

受信ビームフォーマ200のような時間遅延ビームフォーマでは、データは典型的には20ビット幅であって、一ビーム当たり40MHzのデータ・レート、すなわち、800メガビット/秒のデータ帯域幅を持つものであってよい。並列のビームの同時受信、すなわち、マルチライン取得(MLA)の場合、このデータ・レートは並列ビームの数だけ遙倍される。超音波システム内の相互接続構造のコストがデータ帯域幅につれて増大し、すなわち、信号処理のための集積回路上のピンの数を増やすことが必要とされ、或いはデータ経路のクロック・レートをより速くすることが必要とされる。

【0004】

図4は、図3の部分的ビームフォーマASIC202～206の中身を示す。入力データ・レート(サンプリング・レート)が40MHzであると仮定するが、他のデータ・レートを使用することもできる。チャンネル1～8の各々はチャンネル毎のビームフォーマ212～216を介して処理される。チャンネル毎のビームフォーマ212～216はチャンネル毎のビーム形成(時間遅延及びオプションとしてのチャンネル振幅重み付け)を実行する。20

【0005】

次いで、ビーム加算器218からの出力、すなわち部分的ビーム和208が、10MHz以上の周波数を遮断して信号の帯域幅を減少させる低域通過エイリアシング防止フィルタ220に通される。低域通過エイリアシング防止フィルタ220からのデータ出力は、一列のサンプルA1 A2 A3 A4 A5....等を含むデータ・ストリームA224として表される。次いで、デシメータ222が、データ・ストリームA224の一つ置きのサンプルを捨て去ることによってデータ・レートを低減して、A1 X A3 X A5 X....等のサンプル列を有するデータ・ストリームB226を生成する。ここで、データ・ストリームB226の中の及び本書で述べるその後の全てのデータ・ストリームの中の「X」は、捨て去ったデータ・サンプルを表す。次いで、データ・ストリームB226は加算器228によって縦列入力230と加算される。縦列入力230はオプションの遅延線路232を介して供給して、その後の装置で加算できるようにしてもよい。遅延線路232は或る特定のビームフォーマ・アーキテクチャでは必要とされないことがある。30

【0006】

この代わりに、エイリアシング防止フィルタ220の遮断レートを $20\text{MHz}/n$ (ここで、 $n = 1, 2, 3, 4, \dots$)として、1つのサンプルを保持する毎に($n - 1$)個のサンプルを捨て去ることによって $40\text{MHz}/n$ のデータ出力レートが得られるようになることができる。 n の値を大きくすると、データ・レートの低減が大きくなる。残念なことに、受信ビームフォーマ200の最大使用可能周波数が n 分の1に低減され、例えば、20MHzから $20\text{MHz}/n$ に低減される。

【特許文献1】米国特許第5919137号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

10

20

30

40

50

従って、上述の問題及び以前に経験された他の問題に対処する、出力ストリームのデータ・サンプリング・レートの2分の1に制限されない最大周波数を持つデータを取得するためのシステム及び方法が要望されている。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明では、超音波データを取得する方法を提供する。この方法は、関心領域からエコー信号を取得する段階と、エコー信号を解析して、第1の受信ビームに関連した第1のデータ・ストリームを生成する段階と、第1のデータ・ストリームについて、該データ・ストリームから少なくとも2つのデータ・サンプルを除去することによりデシメーションを行って、第1のデシメーション済みデータ・ストリームを形成する段階とを有する。

10

【0009】

また本発明では、超音波システムを提供する。この超音波システムは、超音波信号を関心領域に送信する送信器と、送信された超音波信号からのエコー信号を受信する受信器と、エコー信号を処理して、相異なる第1及び第2の受信ビームに関連した第1及び第2のデータ・ストリームを同時に形成するビームフォーマとを有する。ビームフォーマは、第1及び第2のデータ・ストリームのうちの少なくとも一方から少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを除去するデシメータを含んでおり、またデシメータの出力に基づいて情報を出力する出力が設けられている。

【0010】

また本発明では、デシメーション・サブシステムを提供する。このデシメーション・サブシステムは、複数のデータ・サンプルを含む第1のデータ・ストリームを受け取る入力を含んでいる。デシメーション・サブシステムは更に、第1のデータ・ストリームを受け取って、該データ・ストリームから少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを除去すると共に、少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルを通過させて、第1のデータ・ストリームのデシメーション済みサブセットを出力する第1のデシメータを含んでいる。

20

【0011】

更に本発明では、超音波データを取得する別の方法を提供する。この方法は、関心領域からエコー信号を取得する段階と、エコー信号に基づいた第1及び第2の受信ビームに関連した第1及び第2のデータ・ストリームを生成する段階と、第1及び第2のデータ・ストリームをフィルタ処理して、部分的にオーバーラップする周波数帯域を持つ第1及び第2のフィルタ処理済みデータ集合を形成する段階とを有する。この方法はまた、第1及び第2のフィルタ処理済みデータ集合をデシメートして、第1及び第2のデシメーション済みデータ集合を形成する段階も含んでいる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

図1は、本発明の一実施形態に従って形成された超音波システム100のブロック図である。超音波システム100は、超音波パルス信号を身体の中へ送出するためにトランステューサ106内の素子104の配列を駆動する送信器102を含んでいる。様々な幾何学的配置構成を使用することができる。超音波信号は血球や筋肉組織のような身体内の構造から後方散乱されて、素子104へ戻るエコーを生成する。これらのエコーは受信器108によって受信される。受信されたエコーはビームフォーマ110に通され、ビームフォーマ110はビーム形成を実行して、RF信号を出力する。次いで、RF信号はRFプロセッサ112に通される。この代わりに、RFプロセッサ112に複素復調器(図示せず)を含ませて、この複素復調器によりRF信号を復調して、エコー信号を表すIQデータ対を形成するようにしてもよい。次いで、RF又はIQ信号データは一時的記憶のためにRF/IQバッファ114に直接送ることができる。システム制御器120が超音波システム100の構成部品の動作を制御する。

40

【0013】

超音波システム100はまた、取得した超音波情報(すなわち、RF信号データ又はIQデータ対)を処理して、表示システム118で表示するための超音波情報のフレームを

50

調製する信号プロセッサ 116 も含んでいる。信号プロセッサ 116 は、取得した超音波情報について複数の選択可能なモダリティに従った 1 つ又は複数の処理動作を実行するよう構成されている。取得した超音波情報は、走査時間中にエコー信号を受信するにつれて実時間で処理することができる。その上、又はその代わりに、超音波情報を走査時間中に RF / IQ バッファ 114 に一時的に記憶して、ライブ又はオフライン動作で実時間未満で処理することもできる。

【 0014 】

超音波システム 100 は、人間の目のおおよその知覚速度である 50 フレーム / 秒を越えるフレーム・レートで超音波情報を連続的に取得することができる。取得した超音波情報は、取得したデータのフレーム・レートとは異なることのできるフレーム・レートで表示システム 118 に表示される。直ちに表示する予定になつてない、取得した超音波情報の処理済みフレームを記憶するために、画像バッファ 122 が設けられる。好ましくは、画像バッファ 122 は、少なくとも数秒に相当するフレーム数の超音波情報を記憶するのに充分な容量を持つものである。これらの超音波情報のフレームは、その取得順序又は取得時間に従って検索し易いように記憶される。画像バッファ 122 は任意の既知のデータ記憶媒体を含むものであつてよい。

【 0015 】

図 2 は、本発明の一実施形態に従つて形成された超音波システムを示している。このシステムは、送信器 12 及び受信器 14 に接続されたトランスデューサ 10 を含んでいる。トランスデューサ 10 は超音波パルスを送信し、走査された超音波ボリューム 16 の内部の構造からのエコーを受け取る。メモリ 20 が、走査された超音波ボリューム 16 から導き出した受信器 14 からの超音波データを記憶する。ボリューム 16 は様々な手法（例えば、3D 走査、実時間 3D イメージング、ボリューム走査、位置決めセンサを持つ素子配列による 2D 走査、ボクセル補正手法を使用するフリーハンド走査、2D 又はマトリクス配列トランスデューサなど）によって求められる。

【 0016 】

トランスデューサ 10 は関心領域 (ROI) を走査しながら、直線経路又は弓状経路などに沿つて動かされる。各々の直線経路又は弓状経路上の位置において、トランスデューサ 10 は走査平面 18 を求める。これらの走査平面 18 は一群又は一組の隣接する走査平面 18 などから或る厚さにわたつて収集される。これらの走査平面 18 はメモリ 20 に記憶され、次いでボリューム走査変換器 42 に通される。実施形態によつては、トランスデューサ 10 は走査平面 18 の代わりに線（ライン）を求めることが可能、メモリ 20 はトランスデューサ 10 は走査平面 18 よりはむしろトランスデューサ 10 によって得られたこれらの線を記憶することができる。ボリューム走査変換器 42 は、走査平面 18 から生成すべきスライスの厚さを定めるスライス厚さ設定値を、制御入力 40 から受け取る。ボリューム走査変換器 42 は複数の隣接する走査平面 18 からデータ・スライスを生成する。各データ・スライスを形成するために求められる隣接する走査平面 18 の数は、スライス厚さ制御入力 40 によつて選択された厚さに依存する。データ・スライスはスライス・メモリ 44 に記憶されて、ボリューム・レンダリング・プロセッサ 46 によつてアクセスされる。ボリューム・レンダリング・プロセッサ 46 はデータ・スライスについてボリューム・レンダリングを実行する。ボリューム・レンダリング・プロセッサ 46 の出力はビデオ・プロセッサ 50 及び表示装置 67 に送られる。

【 0017 】

各エコー信号サンプル（ボクセル）の位置は、幾何学的精度（すなわち、一ボクセルから次のボクセルまでの距離）と超音波応答（及び超音波応答からの導出値）によつて定義される。適当な超音波応答には、グレースケール値、カラー・ドップラー値、及び血管又はパワー・ドップラー情報が含まれる。

【 0018 】

図 5 は、本発明による 1 つのビームについての部分的ビームフォーマの中身を示している。ASIC 250 はプログラム可能なエイリアシング防止 (a-a) フィルタ 252 を

10

20

30

40

50

含んでいる。図4内の要素に対応する要素には同じ参照符号を付してある。それらの要素の機能は図4に関して説明したものと同様であり、従ってそれ以上の説明はしない。a-aフィルタ252は通過帯域を有し、それは0～10MHzの「低域通過」すなわち低帯域260、5～15MHzの「帯域通過」すなわち中間帯域262、或いは10～20MHzの「高域通過」すなわち高帯域264のいずれかである。a-aフィルタ252はビームフォーマ110のために3つの個別の動作モードを提供し、その使用可能な周波数範囲は関連するa-aフィルタ252の選択された通過帯域に対応する。a-aフィルタ252によって出力されるデータ・ストリームA256は、一列のA1 A2 A3 A4 A5....等を含む。

【0019】

10

デシメータ254はa-aフィルタ252の異なるモードについて異なる作用を行う。低帯域260及び高帯域264モードでは、デシメータ254はデータ・ストリームA256の中の一つ置きのデータ・サンプルをデシメート（除去）して、一列のA1 X A3 X A5 X....等を含むデータ・ストリームC258を出力する。数学的には、データ・ストリームC258はサンプル・ストリーム[A1 A2 A3 A4 A5 A6....]に数列[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0]を乗算したものに対応する。その結果得られる波形のスペクトルは0Hzと20MHzを中心とした周波数成分を有するので、低帯域260及び高帯域264モードにおけるa-aフィルタ処理済み信号のスペクトルはデシメーション後にオーバーラップしない。当業者には、a-aフィルタ処理済み信号（データ・ストリームA256）内の情報の全てが、高帯域264のフィルタ処理済み信号の場合でもデシメーション処理を通じて完全に保存されることが認められよう。図5は、関連するa-aフィルタ252モードについて適用可能なデータ・ストリームC258を示している。データ・ストリームC266が低帯域260モードに関連し、またデータ・ストリームC270が高帯域264モードに関連している。

20

【0020】

a-aフィルタ252が中間帯域262モードにあるとき、a-aフィルタ252はA1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10....等のパターンを有するデータ・ストリームA256を出力する。デシメータ254はデータ・ストリームA256のうちの2つの相次ぐデータ・サンプルを通過させると共に、データ・ストリームA256のうちの2つの相次ぐデータ・サンプルをデシメートする。従って、デシメータ254は一列のA1 A2 X X A5 A6 X X A9 A10....等を含むデータ・ストリームC258を出力する。数学的には、データ・ストリームC258はサンプル・ストリーム[A1 A2 A3 A4 A5 A6....]に数列[1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0]を乗算したものに対応する。その結果得られる波形のスペクトルは0Hzと10MHzのみを中心とした周波数成分を有するので、この場合でもa-aフィルタ処理済み信号のスペクトルはデシメーション後にオーバーラップしない。当業者には、a-aフィルタ処理済み信号（データ・ストリームA256）内の情報の全てがデシメーション処理を通じて完全に保存されることが認められよう。図5は、関連する中間帯域262モードについてデータ・ストリームC268を示している。

30

【0021】

前の説明から明らかなように、0乃至20MHzの全周波数範囲が20MHzのみの（実際の）データ・レートにより3つのオーバーラップする周波数帯域でカバーされる。図5は40MHzのサンプリング周波数を例示しているが、40MHz以外のサンプリング周波数も使用することは勿論である。

40

【0022】

デシメーションによるデータ・レートの低減は、相異なるデータ・ストリームの遅延又は位相に影響を及ぼさない。従って、デシメーション処理はビーム形成する処理のどの段階でも実行することができる。代替例として、a-aフィルタ252及びデシメータ254を処理内の前方へ動かして、チャンネル毎のビームフォーマ212の一部分として複製することができる。

【0023】

50

図6は、2つの部分的ビームフォーマからのデータ・ストリームを多重化して单一の40MHzのデータ・ストリームを構成する方法を示している。各単一ビーム部分的ビームフォーマ270及び272は、8チャンネル又は16チャンネルのような一組のチャンネル毎のビームフォーマ212～216を有する。各単一ビーム部分的ビームフォーマ270及び272内のチャンネル毎のビームフォーマ212～216の数はハードウエアによる具現化の際に決定される。従って、単一ビーム部分的ビームフォーマ270及び272は、図4に関して前に説明したようなチャンネルを介して信号を受け取る。しかしながら、単一ビーム部分的ビームフォーマ270及び272は同じ一組のチャンネルからの信号を受け取り、典型的には、空間的に異なっている受信ビームである。単一ビーム部分的ビームフォーマ270及び272はそれぞれにデータ・ストリームA276及びデータ・ストリームB278を出力する。データ・ストリームA276は一列のA1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10....等を含み、またデータ・ストリームB278は一列のB1 B2 B3 B4 B5 B6 B7 B8 B9 B10....等を含む。

【0024】

a-aフィルタ252及びデシメータ254の機能は図5について前に説明したものと同じであり、図6にはa-aフィルタ/デシメータ282/284として示してある。モード選択線280により、システム制御器120からa-aフィルタ/デシメータ282/284へ、帯域通過モード、すなわち低帯域260、中間帯域262又は高帯域264の何れかを選択する入力が供給される。この入力は超音波システム100に対して所与のビームについてどの帯域で動作すべきかを指示する。

【0025】

低帯域260又は高帯域264の何れかが選択されたとき、データ・ストリームC286及びD288は次のパターン、すなわち、C=A1 X A3 X A5 X A7 X A9....等、及びD=B1 X B3 X B5 X B7 X B9....等を有する。データ・ストリームC286及びD288はMUX/FIFO290に入力される。MUX/FIFO290は2つの入力を多重化して、A1 B1 A3 B3 A5 B5 A7 B7 A9 B9...等のパターンを有するデータ・ストリームE292を出力する。

【0026】

中間帯域262モードが選択された場合、データ・ストリームC286及びD288は次の列、すなわち、C=A1 A2 X X A5 A6 X X A9 A10....等、及びD=B1 B2 X X B5 B6 X X B9 B10....等を含む。データ・ストリームC286及びD288はMUX/FIFO290に入力され、MUX/FIFO290は2つの入力を多重化して、E=A1 A2 B1 B2 A5 A6 B5 B6 A9 A10....等の列を有するデータ・ストリームE292を出力する。中間帯域262モードの場合のデータ・ストリームA276、B278、C286、D288及びE292が図6に明確に示されている。等価な機能を行う他の形態の多重化もまた存在すること、例えば、データ・ストリームE292をE=A1 B1 A2 B2 A5 B5 A6 B6 A9 A10....等とすることは勿論である。

【0027】

データ・ストリームE292は加算器228に送られ、加算器228はデータ・ストリームE292を縦列入力230と加算する。前に述べたように、遅延線路232はオプションである。典型的には、単一のASIC274は、単一ビーム部分的ビームフォーマ270～272、a-aフィルタ/デシメータ282～284及びMUX/FIFO290のうちの1つ又は複数の機能を実行するために使用することができる。完全なマルチビーム・ビームフォーマ・トポロジイは、単一のデータ・ストリームを使用して部分的ビームフォーマ270～272すなわちASIC274を接続する図3に示したのと同じやり方で、単一の40MHzデータ・ストリームにより相互接続された、縦列の複数の部分的ビームフォーマ270～272、すなわちASIC274を有する。従って、各々20MHzのデータ・レートを持つ2つ(N個)の単一ビーム部分的ビームフォーマ270～272すなわちASIC274を多重化することにより40MHzの出力データ・ストリームを形成することができるので、部分的ビームフォーマ270～272、すなわちASIC

10

20

30

40

50

274 相互の間の相互接続データ・レートを2分の1に低減することは、ビームフォーマ
110 の動作周波数範囲を損なうことなく達成することができる。

【0028】

図7は、図5及び6のシステムと接続して使用することのできる複素復調器300を示している。複素復調器300はRFプロセッサ112内に設けることができる。データ・ストリームC258(図5)又はデータ・ストリームE292(図6)のような、縦列構成の最後の部分的ビームフォーマからのビーム和出力データ・ストリーム308が、乗算器304に入力される。

【0029】

低帯域260又は高帯域264の場合、データ復調は以下のようにして行うことができる。
10 入力のデータ・ストリーム308は低帯域260又は高帯域264のデータの何れかと
することができ、データ・ストリームC286及びD288(図6)からのデータ・サンプルを含んでいる。RAMテーブル302が複素時間依存復調波形を乗算器304に供給する。例えば、この波形は

$$M = \exp(-j * 2 * \pi * f * k / fs / 2), \quad k=0,1,2,\dots$$

で表すことができ、ここで、簡単にするために、復調周波数fは一定であり、且つ復調振幅は1であると仮定している。サンプリング周波数fs = 40MHzであり、kは実行時間指数である。従って、デシメーション済みデータ・ストリームC286についての所望の復調データ・ストリームがMc1 Mc2 Mc3 Mc4であり、且つデータ・ストリームD288についての所望の復調データ・ストリームがMd1 Md2 Md3 Md4であると仮定する。
20 乘算器304は、RAMテーブル302から入力されたMにデータ・ストリームC286及びD288をインターリーブ(間挿)して、データ・ストリームF314を出力する。ここで、F = Mc1 Md1 Mc2 Md2 Mc3 Md3 Mc4 Md4...等である。

【0030】

データ・ストリームF314は、典型的には実係数を持つFIRフィルタ306によってフィルタ処理される。簡単にするために、FIRフィルタ306の所望のインパルス応答が、h1 h2 h3 h4..., h(N)のように両方のデータ・ストリームについて同じであると仮定する。従って、この場合の復調器の所望の動作はc = h conv(C * Mc) 及びd = h conv(C * Md)である。ここで、「conv」は「重畠積分する」ことを意味する。ゼロをインターリーブした所望のインパルス応答、H = {h1 0 h2 0 h3 0 ... h(N)}としてFIRフィルタ306の係数を選択することによって、出力復調データ・ストリームG310が所望通りにG = c1 d1 c2 d2 c2 d3 c3 d3...等になることが当業者には理解されよう。

【0031】

以下の説明は、ビーム和入力データ・ストリーム308がデータ・ストリームC268(図5)のような中間帯域262データである場合に当てはまる。数学的に云えば、復調は、入力データ・ストリーム308がCz = A1 A2 0 0 A5 A6 0 0 A9 A10 0 0...等によって表され得るように、中間帯域262のサンプル対の間に2つのゼロを挿入することによって行うことができる。RAMテーブル302は複素時間依存信号、例えば、

$$Mz = \exp(-j * 2 * \pi * f * k / fs), \quad k=0,1,2,\dots$$

を乗算器に供給する。ここで、簡単にするために、復調周波数fは一定であり、且つ復調振幅は1であると仮定している。復調波形Mzはfs = 40MHzのような最初のサンプリング周波数でサンプリングされている。乗算器304によって出力されるデータ・ストリームF314は、次いで所望の係数{h(k)}を持つFIRフィルタ306によってフィルタ処理される。ここで、k = 1, 2, 3, ..., Nである。フィルタの出力は、一つ置きのサンプルを捨て去ることによって2分の1にデシメートされて、20MHzの入力データ・レートと同じであるデータ出力レートを生じる。20MHzの出力復調データ・ストリームG310はG = g1 g2 g3 g4 g5...になる。

【0032】

上記の例で注目され得る点は、列Mz * Cz(すなわち、データ・ストリームF314

10

20

30

40

50

) のサンプルの半分が、出力和に寄与しないゼロであることである。更に、入力データ・ストリーム 308 の帯域幅が 10 MHz に制限されているので、複素データ出力のサンプリング・レートは情報の損失なしに 10 MHz に低減できる。

【0033】

従って、FIR フィルタ 306 / 乗算器 304 におけるデータ・レートの半分のみを必要とする代替の復調列は、ビーム和入力データ・ストリーム 308 が中間帯域 262 のデータであるときでさえ達成することができる。入力データ・ストリーム 308 は $Cz = A1 A2 A5 A6 A9 A10 \dots$ 等によって表すことができる。入力データ・ストリーム 308 は 20 MHz のレートで入力される。乗算器 304 は入力データ・ストリーム 308 と、 Cz の非ゼロ・サンプルに対応する RAM テーブル 302 からの Mz のサンプル、すなわち $k = 1, 2, 5, 6, 9, 10, \dots$ 等として {Mz(k)} とをインターリープする。
10

【0034】

FIR フィルタ 306 は、奇数及び偶数番号の時間指標について異なっている係数の組によりデータ・ストリーム F314 をフィルタ処理する。簡単にするために、m を整数として $N = 4 * m - 2$ と仮定すると、奇数サンプル係数は $\{ho\} = \{h1 h2 h5 h6 h9 h10 \dots h(N-1) h(N)\}$ であり、偶数サンプル係数は $\{he\} = \{0 h3 h4 h7 h8 h11 \dots h(N-2) 0\}$ である。従って、FIR フィルタ 306 の係数は一つ置きのサンプルについて $\{ho\}$ と $\{he\}$ の間で切り替わる。出力は前の例と同様に $G = g1 g2 g3 g4 g5 \dots$ になる。もし出力レートが 10 MHz に制限されている場合、時間依存係数を使用する複雑さを避けることができる。そこで $\{ho\}$ の様な唯一つの係数の組を使用し、且つ FIR フィルタ 306 からの奇数番号の出力データのみを使用することが可能である。偶数サンプルはデシメータ 312 によって捨て去る必要があり、これにより出力は $G = g1 X g3 X g5 X \dots$ になる。
20

【0035】

次の例は、前に述べたようにデータを 2 つずつインターリープしたデータ・ストリーム E292 (図 6) のような多重化した中間帯域 262 のデータを復調することを示す。簡単にするために、データ・ストリーム C286 についての所望の復調波形が $Mc1 Mc2 M c3 Mc4 \dots$ 等であり、且つデータ・ストリーム D288 についての所望の復調波形が $Md1 Md2 Md3 Md4 \dots$ 等であると仮定する。更に、FIR フィルタ 306 の所望のインパルス応答 $\{h1 h2 h3 h4 \dots, h(N)\}$ が両方のデータ・ストリーム C286 及び D288 について同じであると仮定する。言い換えると、所望の動作は $c = h \text{ conv}(C * M c)$ 及び $d = h \text{ conv}(C * M d)$ である。ここで、「conv」は「重畠積分する」ことを意味する。
30

【0036】

複素復調は、各々一度に 2 つずつのサンプルを取ってデータ・ストリーム C286 及び D288 をインターリープした M を作り、すなわち $M = Mc1 Mc2 Md1 Md2 Mc3 Mc4 Md3 Md4 \dots$ 等を作り、所望のインパルス応答にゼロをインターリープしたものとして FIR フィルタ 306 の係数を選択することによって得られる。10 MHz の出力レート (出力について 2 分の 1 のデシメーション) を仮定すると、唯一組の係数が必要となる。これらの係数は $Ho = \{ho(1) ho(2) 0 0 ho(3) ho(4) 0 0 ho(5) ho(6) 0 0 \dots ho(N-1) ho(N)\}$ になる。FIR フィルタ 306 から出力された復調データ・ストリーム G310 は $\{x c1 x d1 x c3 x d3 x c5 x d5 x c7 x d7 \dots\}$ である。明確にするために、x は、データ・サンプルをデシメータ 312 によって捨て去ったことを表し、また出力データは $\{c1 c3 c5 \dots\}$ 及び $\{d1 d3 d5 \dots\}$ であり、 $G = c1 d1 c3 d3 c5 d5 c7 d7 \dots$ 等である。
40

【0037】

データ・ストリーム C258 (図 5) 及び E292 (図 6) は図 7 に示されている複素復調器のような共通の複素復調器に送ることに留意されたい。従って、一つ置きのデータ・サンプルを除去したデータ・ストリームについて、またビームフォーマ 110 内のどのハードウェアを修正することなくソフトウェアにより FIR フィルタ 306 の係数を変更することによって 2 つ以上の相次ぐデータ・サンプルを除去したデータ・ス
50

トリームについて、同じFIRフィルタ306を使用することができる。

【0038】

このように、図5及び6に示されているようなデシメーション及び多重化システムを使用することによって、すなわち、少なくとも2つの相次ぐデータ・サンプルをデシメートすることによって、追加の帯域幅(5~15MHzの中間帯域262)又はデシメーション後のデータ・サンプリング・レートの4分の1~4分の3のデータ・サンプリング・レートを達成することができる。従って、デシメーション・モードにおいてビームフォーマの最大使用可能な周波数範囲は、例えば20MHzにデータ・レートを維持しながら、拡大することができる。オーバーラップする周波数帯域を得ることができるので、10MHzに近い中心周波数を持つトランステューサ10の画像性能が改善される。前に述べたように、他の中心周波数を持つトランステューサ10を使用して、画像性能を改善することもできる。
10

【0039】

本発明を様々な特定の実施形態について説明したが、当業者には、本発明が特許請求の範囲内で変更して実施できることが認められよう。

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図1】本発明の一実施形態に従って形成された超音波システムのブロック図を例示する。
。

【図2】本発明の一実施形態に従って形成された超音波システムを例示する。
20

【図3】受信ビームフォーマの典型的な構成を例示する。

【図4】図3の部分的ビームフォーマASICの中身を例示する。

【図5】一実施形態によるプログラム可能なエイリアシング防止(a-a)フィルタを含んでいる部分的ビームフォーマASICの中身を例示する。

【図6】一実施形態に従って2つのデータ・ストリームを多重化して単一のデータ・ストリームを生成する段階を例示する。

【図7】一実施形態に従って図4及び5のシステムに接続して使用することのできる複素復調器を例示する。

【符号の説明】

【0041】

10 トランステューサ

16 走査される超音波ボリューム

18 走査平面

100 超音波システム

104 素子

106 トランステューサ

114 RF / IQバッファ

122 画像バッファ

200 受信ビームフォーマ

202、204、206 ビームフォーマASIC

208 部分的ビーム和

210 最終的なビーム和

212、214、216 チャンネル毎のビームフォーマ

218 ビーム加算器

220 低域通過エイリアシング防止フィルタ

222 デシメータ

224 データ・ストリームA

226 データ・ストリームB

228 加算器

230 縦列入力

50

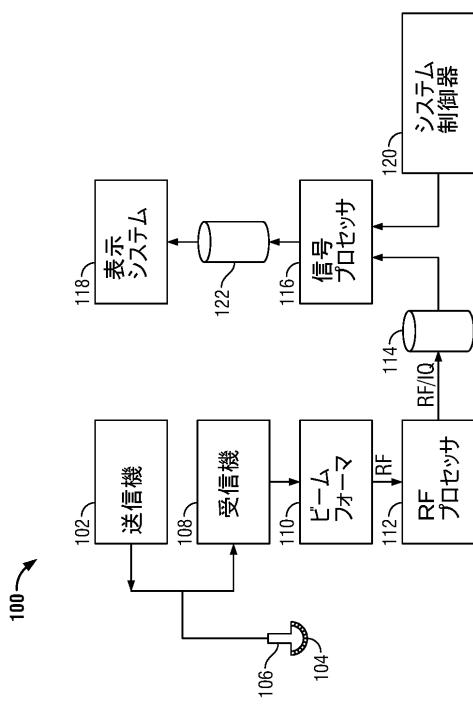
30

40

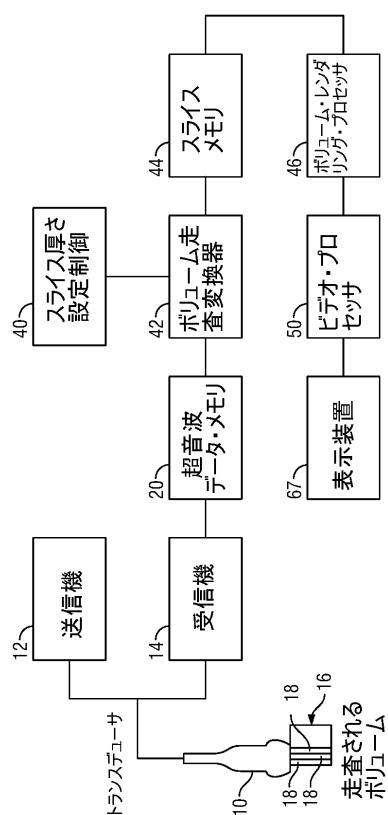
50

2 3 2	遅延線路	
2 5 0	A S I C	
2 5 2	プログラム可能なエイリアシング防止フィルタ	
2 5 4	デシメータ	
2 5 6	データ・ストリーム A	
2 5 8	データ・ストリーム C	
2 7 0	単一ビーム部分的ビームフォーマ	
2 7 2	単一ビーム部分的ビームフォーマ	
2 7 6	データ・ストリーム A	
2 7 8	データ・ストリーム B	10
2 8 0	モード選択線	
2 8 2	a - a フィルタ / デシメータ	
2 8 4	a - a フィルタ / デシメータ	
2 8 6	データ・ストリーム C	
2 8 8	データ・ストリーム D	
2 9 0	MUX / FIFO	
2 9 2	データ・ストリーム E	
3 0 0	複素復調器	
3 0 2	R A M テーブル	
3 0 4	乗算器	20
3 0 6	FIR フィルタ	
3 0 8	ビーム和出力データ・ストリーム	
3 1 0	データ・ストリーム G	
3 1 2	デシメータ	
3 1 4	データ・ストリーム F	

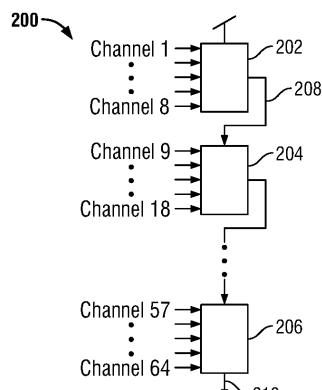
【図 1】



【図 2】

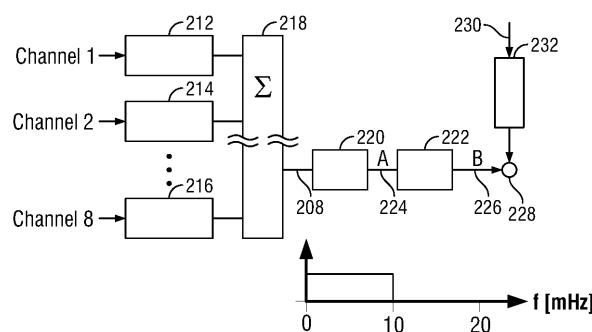


【図3】



(Prior Art)

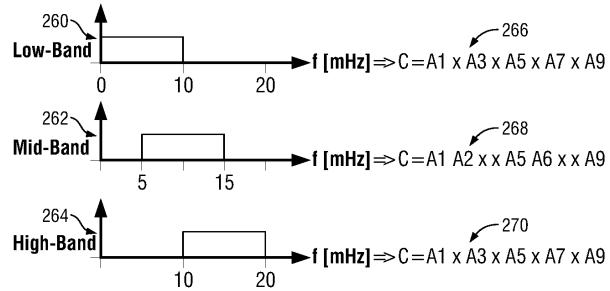
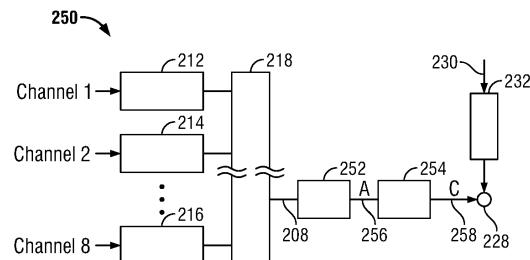
【図4】



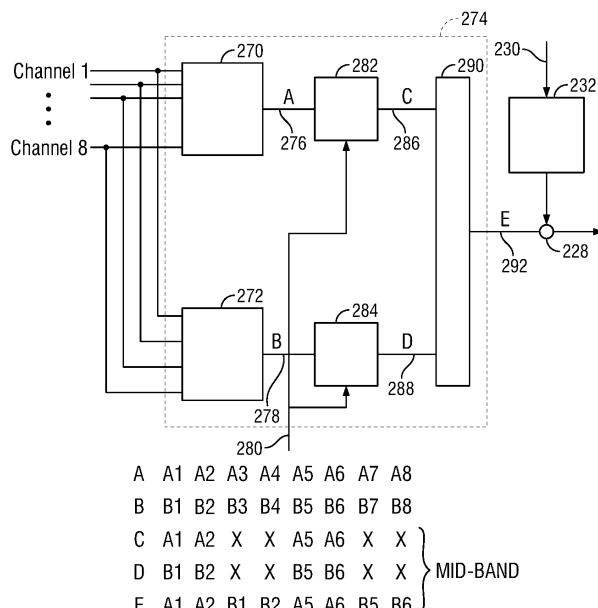
(Prior Art)

【図5】

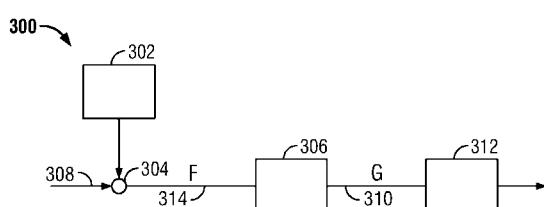
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(74)代理人 100129779

弁理士 黒川 俊久

(72)発明者 ケル・クリストファーセン

ノルウェー、0379、オスロ、モンテベロヴェイエン・7番

審査官 川上 則明

(56)参考文献 特表2002-515115(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A 61 B 8 / 00

H 04 R 3 / 00

H 04 R 17 / 00

I E E E X p l o r e

J S T P l u s (J D r e a m I I)

J M E D P l u s (J D r e a m I I)

医学中央雑誌W E B