

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被検体の所定部位を所定の映像化モードに従って超音波で走査し、超音波画像を取得する超音波診断装置において、

前記被検体に対し超音波を送信し、当該超音波からのエコー信号を受信する超音波プローブと、

前記映像化モードに応じて、画像化する信号の周波数帯域及びダイナミックレンジを決定する制御手段と、

前記エコー信号から、前記決定された周波数帯域に属する信号成分を抽出して前記決定されたダイナミックレンジでアナログ - デジタル変換を施し、デジタル信号を取得する信号変換手段と、

を具備することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

前記制御手段は、前記周波数帯域を前記画像化する信号の中心周波数と帯域幅とで決定するものであり、

前記映像化モードがドプラモードである場合には、前記画像化信号が狭帯域信号となるように前記所定の帯域幅を狭く設定し、

前記映像化モードが前記エコー信号の振幅自体を画像化するモードである場合には、前記画像化信号が広帯域信号となるように前記所定の帯域幅を広く設定すること、

を特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 3】

前記制御手段は、前記超音波プローブの中心周波数に応じて前記所定の中心周波数を制御することを特徴とする請求項 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

制御手段は、

前記映像化モードがドプラモードである場合には、前記画像化する信号のダイナミックレンジを広く設定し、

前記映像化モードが前記エコー信号の振幅自体を画像化するモードである場合には、前記画像化する信号のダイナミックレンジを狭く設定すること、

を特徴とする請求項 1 乃至 3 のうちいずれか一項記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記信号変換手段は、

前記エコー信号を入力する加算器と、

前記加算器の後段に設けられ、当該加算器が出力する信号のうち前記周波数帯域に属する第 1 の信号のみを通過させる共振器と、

前記第 1 の信号をアナログ - デジタル変換する第 1 の変換器と、

前記変換されたデジタル信号のデシメーションを行うデジタルフィルタと、

前記第 1 の変換器が出力する前記デジタル信号を前記共振器の入力に帰還させる帰還ループに設けられ、前記デジタル信号をデジタル - アナログ変換して第 3 の信号を取得する第 2 の変換器と、を有し、

前記加算器、前記共振器、前記第 1 の変換器、前記第 2 の変換器はシグマ - デルタ変調システムを構成すること、

を特徴とする請求項 1 乃至 3 のうちいずれか一項記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

前記信号変換手段は、A S I C 化されていることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のうちいずれか一項記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、C W (C o n t i n u o u s W a v e) ドプラモード、及び B モード等に

10

20

30

40

50

よるによる映像化が可能な超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

昨今の超音波診断装置は、そのクラスによらず広範囲にデジタル化されてきている。例えば、プローブで受信された反射エコーは、プリアンプで増幅された後ただちにデジタル信号に変換され、その後必要な処理はデジタル信号処理によって行われる。この様にデジタル化されると、アナログ部品では逃れられない部品ばらつき、温度変化等の誤差から解放され、設計した精度の範囲で一様に装置を生産することができる。また、デジタル回路はIC化に向いていること、及び近年のLSI技術の大幅な発展により、ひとつのICに広範囲な処理回路を作りこむことが可能である。よって、ユーザに小型・低価格の製品を提供することが可能になってきている。 10

【0003】

このような状況の背景としては、高速・高精度のAD変換器(ADC)が、比較的低価格で利用できるようになってきたことによるところが大きい。例えばデジタル超音波診断装置が世に出てきた当初、ハイエンド機であっても採用できるAD変換器は8-bit 20MSPS程度であった。しかし現在では、普及機クラスでも10-bit 40MSPSが採用されていることも多く、さらに高級機では12-bit 40MSPS以上が当然となりつつある。

【0004】

ところで、このようなデジタル化の状況にあっても、CWドプラ信号処理に関しては旧来のアナログ信号処理回路に頼らざるを得ない。これは次のようなCWドプラ信号処理特有の動作事情による。すなわち、ドプラ法のターゲットは血流であり、超音波の反射体は血球等の微小物体になる。従って、反射体を組織とするBモード等と比較した場合、受信信号は微弱になる。また、CWドプラ法では、常に送信波を体内に送ることになる。このため、安全上送信振幅が制限され、この点からも受信信号の振幅は制限される。さらに、受信信号の増幅器による増幅には限界がある。なぜなら、ドプラ信号成分が重畳されている比較的振幅の大きいキャリア成分が、増幅により飽和するという問題があるからである。 20

【0005】

これらの事情から、CWドプラ信号処理における受信信号を扱うAD変換器には、微弱なドプラ信号成分からキャリア成分までを表現し得る、大きなダイナミックレンジが要求されることになる。しかしながら、従来型のAD変換器に関しては、この要求を満たすようなものは今のところ存在しない。従って、後段のデジタル信号処理回路を他の映像化モード(例えばBモード)の信号処理系と共有することができず、CWドプラ信号の処理には、専用のアナログ信号処理回路が必要とされる。 30

【0006】

すなわち、CWドプラ対応の超音波診断装置は、少なくとも二つの信号処理系を有することになる。以下、図10を参照しながら、従来のCWドプラ対応の超音波診断装置の信号処理系について説明する。

【0007】

CWドプラモードにおいて受信される信号は、多種・多様のアナログ部品で構成されている専用のアナログ回路であるCWビームフォーマ51において、ビーム形成処理を受ける。後段の信号処理・画像生成部53は、ビーム形成処理を受けた信号に基づいて、高速フーリエ変換処理等によりドプラ周波数、血液流速を算出する。 40

【0008】

一方、他の映像化モード、例えばBモード等において受信された信号は、信号受信部52のAD変換器52aにおいて例えば10-bit 40MSPSでデジタル・データに変換され、Rxビームフォーマ52bでビーム形成のための処理を受ける。従来、このような用途のAD変換器としては、「パイプライン型」と呼ばれる構成のものが使われている。これは(1)数ビットの「フラッシュ型」AD変換器により入力信号をデジタル 50

量に変換する、(2)それをD/A変換器によりアナログ量にもどしてやり、入力信号から引いて残差を求める、(3)残差を適当に増幅し、次段の「フラッシュ型」A/D変換器に入力する、の(1)乃至(3)の処理を数回行い、最終的な変換データを求めるものである。

【0009】

図11は、パイプライン型A/D変換器の構成を示した図である。同図に示したフラッシュ型はいちばん単純な構成例であり、例えば2ビットであれば、入力レンジを4分割した電圧をそれぞれ用意し、入力電圧をそれらと比較して近い値からコードを出力するというものである。この型では、分割数だけコンパレータが必要であり、従って分解能を大きくしようとすると、極端に回路規模と消費電力が増加することになる。例えば、8ビットから10ビットに分解能を上げようとすると、コンパレータの数は256から1024個に増加する。

10

【0010】

そこで、パイプライン型A/D変換器では、数ビットのレンジごとのフラッシュA/D変換を繰り返すことで最終的な変換データを求める手法を採用している。この手法であれば、8ビットの場合にフラッシュ2ビットを4段で構成していたとして、10ビットになり1段増えてもコンパレータの増加は4個で済む。パイプライン方式による出力遅延という短所はあるものの、データ・レート自体はサンプル・ホールド“S/H”のサンプリング・レートと同様であり、高速変換が可能である。

【発明の開示】

20

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかしながら、上記構成を有する、従来のCWDプラ対応の超音波診断装置では、例えば次のような不利な点がある。

【0012】

第1に、C/Wビームフォーマ51は、アナログ部品を多く含むためコストが高く、またその実装にある程度の面積が必要とされる。従って、C/Wビームフォーマ51を実装する場合には、超音波診断装置を小型化・低価格化を図ることは困難である。

【0013】

第2に、パイプライン型A/D変換器は、フラッシュ型と比較して回路規模は小さいといっても、図11のように構成要素は多い。従って、高集積ICへの組み入れ等には不向きであり、超音波診断装置を小型化・低価格化を図ることは困難である。超音波診断装置の場合、例えば受信ビームフォーマのASICにA/D変換器まで組み込んでしまうという考え方があり、これは、図10の例で言えば、点線で囲んだ部分を専用IC(ASIC)として開発する手法等である。この手法により上記パイプライン型A/D変換器を採用した場合、同図A/D変換器の部分の回路規模が小さくならず、集積度があがらなくなってしまう。換言すると、1個のASICに実現できるチャンネル数が限られており、この点も小型で低価格の装置を開発する上での阻害要因となっている。

30

【0014】

第3に、従来のCWDプラ対応の超音波診断装置においては、少なくとも二つの信号処理系と、これを実装するための空間とが必要である。これは、超音波診断装置の大型化・高価格化を招く。

40

【0015】

また、前述したCWDプラ信号処理にも適用可能なA/D変換器を探求しようという動きがある。これは、パイプライン型の分解能を上げることで実現するというものが主流である。しかしこのやり方であると、技術的に革新的な進歩がない限り、16ビットより大きなものが必要になってくると思われる。このレベルになると、多チャンネル入りASICを考えた場合、回路規模・消費電力は莫大になり、低コストをねらったのにかえって高つくという結果になりかねない。

【0016】

50

本発明は、上記事情を鑑みてなされたもので、ドプラモードにおける信号処理、及びそれ以外の映像化モードにおける信号処理に適用可能なダイナミックレンジを有し、かつ回路規模が小さい新方式のＡＤ変換器を採用することにより、小型で低価格な超音波診断装置を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【００１７】

本発明は、上記目的を達成するため、次のような手段を講じている。

【００１８】

本発明の視点は、被検体の所定部位を所定の映像化モードに従って超音波で走査し、超音波画像を取得する超音波診断装置において、前記被検体に対し超音波を送信し、当該超音波からのエコー信号を受信する超音波プローブと、前記映像化モードに応じて、画像化する信号の周波数帯域及びダイナミックレンジを決定する制御手段と、前記エコー信号から、前記決定された周波数帯域に属する信号成分を抽出して前記決定されたダイナミックレンジでアナログ・デジタル変換を施し、デジタル信号を取得する信号変換手段と、を具備することを特徴とする超音波診断装置である。

10

【発明の効果】

【００１９】

以上本発明によれば、ドプラモードにおける信号処理、及びそれ以外の映像化モードにおける信号処理に適用可能なダイナミックレンジを有し、かつ回路規模が小さい新方式のＡＤ変換器を採用することにより、小型で低価格な超音波診断装置を実現することができる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【００２０】

以下、本発明の第１実施形態及び第２実施形態を図面に従って説明する。なお、以下の説明において、略同一の機能及び構成を有する構成要素については、同一符号を付し、重複説明は必要な場合にのみ行う。

【００２１】

また、以下の各実施形態においては、説明を具体的にするため、ＣＷドプラモードを用いた映像化について本発明を適用する場合を例とする。しかしながら、これに拘泥されず、本発明の技術的思想は、ドプラモードを用いた全ての映像化において適用可能である。

30

【００２２】

（第１実施形態）

まず、本実施形態に係る超音波診断装置の構成を、図１を参照しながら説明する。

【００２３】

図１は、本超音波診断装置１０のブロック構成図を示している。同図に示すように、超音波診断装置１０は、超音波プローブ１１、Ｔ／Ｒスイッチ１３、送受信部１５、Ｂモード処理部１７、ドプラ処理部１９、画像生成部２１、表示部２３、入力装置２５、ＣＰＵ２７を有している。

【００２４】

超音波プローブ１１は、超音波送受信部１５からの駆動信号に基づき超音波を発生し、被検体からの反射波を電気信号に変換する複数の圧電振動子、当該圧電振動子に設けられる整合層、当該圧電振動子から後方への超音波の伝播を防止するバックリング材等を有している。当該超音波プローブ１１から被検体に超音波が送信されると、当該送信超音波は、体内組織の音響インピーダンスの不連続面で次々と反射され、エコー信号として超音波プローブ１１に受信される。このエコー信号の振幅は、反射することになった不連続面における音響インピーダンスの差に依存する。また、送信された超音波パルスが、移動している血流や心臓壁等の表面で反射された場合のエコーは、ドプラ効果により移動体の超音波送信方向の速度成分に依存して、周波数偏移を受ける。

40

【００２５】

Ｔ／Ｒスイッチ１３は、送信と受信とで信号経路を切り替えるためのスイッチである。

50

【0026】

送受信部15は、図示しないトリガ発生回路及び遅延回路、パルサ150等を有している。パルサ150では、所定のレート周波数 f_r Hz(周期; $1/f_r$ 秒)で、送信超音波を形成するためのレートパルスが繰り返し発生される。また、遅延回路では、チャンネル毎に超音波をビーム状に集束し且つ送信指向性を決定するのに必要な遅延時間が、各レートパルスに与えられる。トリガ発生回路は、このレートパルスに基づくタイミングで、プローブ11に駆動パルスを印加する。

【0027】

また、送受信部15は、LNA(Low Noise Amplifier)152、TGC(Time Gain Compensation)153、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154(以下、単に「制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154」と呼ぶ。)、ビームフォーマ155を有している。LNA152は、プローブ11を介して取り込まれたエコー信号をチャンネル毎に低ノイズで増幅する。TGC153は、増幅されたエコー信号が返ってくる時間に合わせて、制御された利得により、LNA152の出力信号を増幅する。制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154は、共振器コントローラ16からの制御信号に基づいて、映像化モード毎の所定の中心周波数、所定のダイナミックレンジによるフィルタリングを行って所定帯域のアナログ信号を抽出し、これをAD変換(アナログ-ディジタル変換)する。この制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の詳しい構成については、後述する。ビームフォーマ155は、AD変換されたエコー信号に対し受信指向性を決定するのに必要な遅延時間を与え、その後加算処理を行う。この加算により、エコー信号の受信指向性に応じた方向からの反射成分が強調され、受信指向性と送信指向性とにより超音波送受信の総合的なビームが形成される。

【0028】

共振器コントローラ16は、CPU27の統括制御に基づいて、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154が抽出するアナログ信号の帯域幅Bw、中心周波数Fcを、映像化モードに応じて制御する。

【0029】

Bモード処理部17は、送受信部15からエコー信号を受け取り、対数増幅、包絡線検波処理などを施し、信号強度が輝度の明るさで表現されるデータを生成する。このデータは、画像生成部21に送信され、反射波の強度を輝度にて表したBモード画像として表示部23に表示される。

【0030】

ドブラ処理部19は、送受信部15から受け取ったエコー信号から速度情報を周波数解析し、ドブラ効果による血流や組織、造影剤エコー成分を抽出し、平均速度、分散、パワー等の血流情報を多点について求める。得られた血流情報は画像生成部21に送られ、平均速度画像、分散画像、パワー画像、これらの組み合わせ画像として表示部23にカラー表示される。

【0031】

画像生成部21は、超音波スキンの走査線信号列を、テレビなどに代表される一般的なビデオフォーマットの走査線信号列に変換し、表示画像としての超音波診断画像を生成する。

【0032】

表示部23は、画像生成部21からのビデオ信号に基づいて、Bモード信号処理により得られた組織画像、ドブラ信号処理等により得られた血流画像を表示するモニタ等である。

【0033】

入力装置25は、装置本体に接続され、オペレータからの各種指示、条件、関心領域(ROI)の設定指示、種々の画質条件設定指示等を装置本体にとりこむための各種スイッチ、ボタン、トラックボール、マウス、キーボード等を有している。

【 0 0 3 4 】

C P U 2 7 は、情報処理装置（計算機）としての機能を持ち、本超音波診断装置本体の動作を制御する制御手段である。

【 0 0 3 5 】

（バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器）

次に、制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の構成について詳しく説明する。本制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 は、共振器コントローラ 1 6 の制御によって抽出するアナログ信号の中心周波数と帯域を制御し、各映像化モードで最適な値をもってエコー信号（アナログ信号）の A D 変換を実行するものである。

【 0 0 3 6 】

図 2 は、本制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の構成を示したブロック図である。同図に示すように、制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 は、加算器 1 5 4 a、共振器 1 5 4 b、コンパレータ 1 5 4 c、1 - b i t D A C 1 5 4 d、デジタルフィルタ 1 5 4 c を有している。

【 0 0 3 7 】

加算器 1 5 4 a は、フィードバックされアナログに逆変換された 1 ビット信号を、入力したアナログ信号から差し引く。これにより、量子化雑音を不用帯域に追いやり、関心周波数の量子化雑音を低減させる。

【 0 0 3 8 】

共振器 1 5 4 b は、共振器コントローラ 1 6 からの制御信号に基づき、中心周波数 F_c 、帯域幅 B_w によるフィルタリング（抽出）を行う。この F_c 、 B_w は、映像化モードによって制御される。例えば、C W ドプラモードの場合には必要な信号帯域は狭いが広いダイナミックレンジが必要であるから、使用するプローブ 1 1 に応じた中心周波数 F_c と、帯域を搾るための B_w とが共振器 1 5 4 b に供給される。また、B モードの場合にはより広い周波数帯域の信号が必要とされるので、使用するプローブ 1 1 に応じた中心周波数 F_c と、帯域を広げるための B_w とが共振器 1 5 4 b に供給される。

【 0 0 3 9 】

コンパレータ 1 5 4 c は、所定の基準電圧と比較することで共振器出力信号を 1 ビットのデジタル信号に変換する。

【 0 0 4 0 】

1 - b i t D A C 1 5 4 d は、帰還ループに設けられており、コンパレータ 1 5 4 c によって生成された 1 ビットのデジタル信号をデジタル - アナログ変換して、入力信号から差し引くために加算器 1 5 4 a に送り出す。

【 0 0 4 1 】

デジタルフィルタ 1 5 4 c は、コンパレータ 1 5 4 c から出力されたデジタル信号（ビット列）のデシメーションを行う。このデシメーションにより抽出された所定帯域のデジタル信号は、ビームフォーマ 1 5 5 に送り出される。

【 0 0 4 2 】

次に、この制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の動作について説明する。本制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 は、共振器コントローラ 1 6 の制御に基づき、抽出するアナログ信号の帯域幅 B_w 及び中心周波数 F_c を映像化モードに応じて変更するものである。以下、ドプラモード、特に高ダイナミックレンジが必要な C W ドプラモードと、振幅自体を画像化するような映像化モード（例えば、B モード、A モード、M モード等。ここでは、簡単のため B モードとする。）との双方における動作について述べる。

【 0 0 4 3 】

C W ドプラモードにおいては、狭帯域且つ大きなダイナミックレンジで信号を抽出するように、制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 を制御する。ドプラモードにおいては、必要信号成分が、中心周波数の周辺の狭い帯域に限られており、変換器の帯域を絞ることが可能である。狭帯域にすることにより、ノイズ低減効果も大きくとれるの

10

20

30

40

50

で、ダイナミックレンジを広く取ることができる。

【0044】

図3(a)は、CWドラモードにおける制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の制御例であり、図中の実線は制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の信号伝達関数、点線はノイズ伝達関数を示している。同図に示すように、CWドラモードにおいては、例えば中心周波数 $F_c = 2\text{MHz}$ とし帯域幅 $B_w = 100\text{kHz}$ として、狭帯域にて信号を抽出する。これにより、ノイズ低減効果を大きくすることができ、 S/N 比も大きくとることができる。なお、中心周波数 $F_c = 2\text{MHz}$ は、プローブの中心周波数に合わせたものである。

【0045】

一方、Bモードにおいては、広帯域で信号を抽出するように、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154を制御する。このよう広帯域とするのは、Bモード等では、高分解能な画像を得るために、広い帯域にわたる受信信号を利用することが重要だからである。なお、広帯域に信号を抽出することにより、CWドラと比較するとノイズ低減効果は小さくなる。しかしながら、Bモードのように反射エコーの振幅自体を画像化するようなモードでは、この点はCWドラモードほど問題にはならない。

【0046】

図3(b)は、Bモードにおける制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の制御例であり、図3(a)と同じく実線は制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の信号伝達関数、点線はノイズ伝達関数を示している。同図に示すように、Bモードにおいては、例えば中心周波数 $F_c = 10\text{MHz}$ とし、帯域幅 $B_w = 8\text{MHz}$ として帯域を広げてやり必要な信号が通過するように制御する。これは、結果として共振器154bのQ値を小さくすることに相当する。従って、図のようにノイズ伝達関数の特性は「ゆるく」なり、CWドラと比較するとノイズ低減効果は小さくなる一方、広い帯域の信号を通過させることが可能となる。なお、中心周波数 $F_c = 10\text{MHz}$ は、プローブの中心周波数に合わせたものである。

【0047】

従来のCWドラ以外のモードにおいては、10ビット、ハイエンド機で12ビットのパイプライン型AD変換器が利用されている。実用上これ以上のものは必要ない。つまり、それらのAD変換器が持つ S/N 程度を実現できるのなら、高帯域モードでのノイズ低減効果減少は問題ではないと考えられる。

【0048】

次に、上記制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154を超音波診断装置10に採用した場合の効果について、他の二つの型のシグマ・デルタAD変換器との比較の観点から説明する。

【0049】

まず、第1型のシグマ・デルタAD変換器について説明する。図4は、第1型のシグマ・デルタAD変換器50の構成を示したブロック図である。図5(a)乃至(c)は、本第1型のシグマ・デルタAD変換器50の特性を説明するための図である。

【0050】

この第1型のシグマ・デルタAD変換器50は、図4に示すようにモジュレータの部分に積分器が組み込まれている。従って、低周波側の信号を通し、量子化ノイズを高周波側においてやるように意図されている。その意味で、第1型のシグマ・デルタAD変換器50はローパス型のフィルタ機能を有する。

【0051】

一般に、サンプリング理論では、その量子化ノイズは、図5(a)に示すようにナイキスト帯域内に一様に分布し、そのトータル・パワーは入力レンジと分解能で決まる。従って、必要な帯域より大きな周波数でサンプリングし、後に必要な帯域のみフィルタで抽出(間引き:デシメーション)すると、図5(b)に示すようにフィルタによる帯域制限の分だけ量子化ノイズを減らすことができる。いわゆるオーバー・サンプリングである。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 2 】

第 1 型のシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 は、図 5 (c) に示すように、さらにシグマ・デルタ変調によりノイズ分布を制御し、それを帯域外におしやり、信号帯域内のノイズをさらに小さくするものである。このような機能により、A D 変換器のノイズ源として支配的であった量子化ノイズを、その他のノイズと同等以下まで落とすことが可能である。

【 0 0 5 3 】

しかしながら、この第 1 型のシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 を、超音波診断装置へ素朴に適用するには問題がある。なぜなら、シグマ・デルタ A D 変換器 5 0 はオーバー・サンプリングを前提としているからである。すなわち、変換すべき信号の周波数は最大 1 0 数 M H z に達するので、クロック周波数として数 1 0 0 M H z のものが必要になってくる。回路基板上でこのような高周波を生成し配線するにはリスクがあり、また A D 変換器自体もそのような高いレートで動作するようなものが必要になり、消費電力も増える。従来のシグマ・デルタ A D 変換器の応用がオーディオ帯域に限られていた理由はここにあると考えられる。

【 0 0 5 4 】

なお、そのシンプルさゆえに回路規模を小さくするという目的で、この型の A D 変換器を超音波診断装置に適用しようという提案がある（例えば、S.E. Noujaim, S. L. Garver ick, and M. O' Donnell " Phased array ultrasonic beam forming using oversampled A/D converters, " U.S.P.5,203,35, April 20, 1993、K.W.Rigby " Delta-sigma beamformers with minimal dynamic focusing artifacts, " U.S.P.6,366,227, April 2 2002, S .R.Freeman et al., " Delta-sigma oversampled ultrasound beamformer with dynamic delays, " IEEE Trans. Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control, vol.46,p .p.320-332, March 1999.）。しかしながらいずれも高周波クロックの存在とその周波数での動作を前提としていて、上で述べた実際的な問題は考慮されていない。

【 0 0 5 5 】

次に、第 2 型のバンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器について説明する。図 6 (a) は、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 の構成を示したブロック図である。この第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 は、同図に示すようにモジュレータの部分に、積分器に換えて共振器が組み込まれている。従って、所定の中心周波数（固定）とその回りの所定帯域幅（固定）の信号のみを通過させるように意図されている。その意味で、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 は固定式バンドパス型のフィルタ機能を有する。また、その出力には、中心周波数 ± 設定帯域に存在する信号成分と、中心周波数で小さくなるよう制御された量子化ノイズが現われることになる。

【 0 0 5 6 】

この第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 の特性を、第 1 型のシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 の特性と比較しながら説明する。図 6 (b) は、第 1 型のシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 の特性を示した図である。また、図 6 (c) は、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 の特性（中心周波数 F_c 、帯域幅 B_w ）を示した図である。図 6 (b) と図 6 (c) とを比較するとわかるように、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 では、所定の中心周波数 F_c とそのまわりの狭帯域信号に関し、高 S/N の A D 変換が可能になる。この特性は、C W ドブラ信号処理に適していると言える。なぜなら、ドブラ信号成分はあるキャリア周波数の周辺 ± 数 1 0 k H z に存在し、逆にこれ以外の帯域は、ドブラ信号処理に限っていえば興味がないからである。また、オーバー・サンプリング・レシオは、設定帯域とサンプリング周波数の比で考えることができる。従って、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 によれば、サンプリング周波数を極端に大きくとらなくても高周波信号の A D 変換が可能である。

【 0 0 5 7 】

しかしながら、第 2 型のシグマ・デルタ A D 変換器 6 0 は、C W ドブラモードとそれ以外の映像化モードを含むオールモード対応の受信ビームフォーマへの採用を考えると、次のような不利な点がある。第 1 に、第 2 型のバンドパス・シグマ・デルタ A D 変換器 6 0

10

20

30

40

50

の中心周波数は、固定であることである。すなわち、超音波診断における受信エコー信号の中心周波数はプローブに依存する。従って、そのままでは使用するプローブが極端に制限され、診断の自由度を狭めることになってしまう。第2に、第2型のバンドパス・シグマ・デルタAD変換器60は、広帯域の信号処理をカバーできないことである。すなわち、CWドブラ信号成分は狭帯域であるが、その他のモードでは広い帯域が必要とされる。従って、CWドブラモードにおける信号処理、及びそれ以外の映像化モードにおける信号処理に対応することができない。

【0058】

なお、この型のAD変換器を超音波診断装置用ビームフォーマに應用しようという研究は、過去に報告されている（例えば、O. Norman, "A band-pass delta-sigma modulator for ultrasonic imaging at 160 MHz clock rate," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, p.p.2036-2041, Dec.1996）。この例では、外付けの素子で帯域を制御する方法を採っている。そのため、制御の自由度が小さく、また依然として中心周波数をひとつしか設定できないという制約から逃れられていない。

【0059】

本制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154は、これら第1型及び第2型のバンドパス・シグマ・デルタAD変換器を凌駕し、上記各問題を解決するものである。すなわち、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154は、中心周波数、帯域幅Bw、ダイナミックレンジのそれぞれを自由に制御することができるから、映像化モードに応じて必要な帯域の信号を抽出することが可能である。

【0060】

従って、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154により、一つの受信系によるオールモード対応の受信ビームフォーマを実現することができ、従来必要だったCWドブラモード専用アナログ信号処理回路を削除することができる。その結果、従来に比して小型且つ低価格な受信ビームフォーマ、及び超音波診断装置を実現することができる。

【0061】

（実施例1）

次に、制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154の実施例について説明する。図7は、本実施例に係る制御式バンドパス型シグマ・デルタAD変換器154を示した図である。同図に示すバンドパス型シグマ・デルタAD変換器154は、共振器154bの部分にGm・Cフィルタと呼ばれるアナログ・アクティブフィルタを利用したものである。

【0062】

このGm・Cフィルタは、トランスコンダクタGm_Q（帯域幅Bw制御）又はGm_F（中心周波数Fc制御）とコンデンサCとにより所望の伝達関数を実現し、これによりフィルタとしての周波数特性を持つものである。トランスコンダクタはいわゆるV・I変換器であるが、ここでは制御電圧あるいは電流によりV・I特性を可変にできるようなものを作ることが可能である。

【0063】

図8(a)は、例えばCMOSにおける最も基本的な形のトランスコンダクタの例（特性固定型）を示している。基本的なソース結合差動入力回路である。出力電流と入力電圧の関係を求めると次の式(1)のようになる。

【数1】

$$i_o = \sqrt{2 \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_d \cdot (v_+ - v_-)} \quad (1)$$

【0064】

ここで、μはMOS-FETチャネルの平均電子移動度、C_{ox}は酸化膜の誘電率と厚さの比、W、Lはそれぞれチャネルの幅と長さである。式(1)に示すように、電流は固

定的なプロセス・パラメータおよびバイアス電流を介して、入力電圧で決定されるので、図 8 (a) の形態の回路は $V \cdot I$ 変換器たりえる。トランスコンダクタンス g_m は、次の式 (2) によりただちに求めることができる。

【数 2】

$$g_m = \frac{i_o}{v_+ - v_-} = \sqrt{2 \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_d} \quad (2)$$

【 0 0 6 5 】

また、図 8 (b) は、図 8 (a) に示したトランスコンダクタの特性を制御パラメータにより可変とした例 (特性可変型) を示している。新たに追加した CMOS - M3 は、非飽和領域で等価的に電圧制御抵抗として動作させる。この抵抗成分を R で表すと、図 8 (b) の回路のトランスコンダクタ G_m はもとの g_m を用いて次の式 (3) のように表わせる。

【数 3】

$$G_m = \frac{1}{\frac{2}{g_m} + R} \quad (3)$$

20

【 0 0 6 6 】

ここで、 R は M3 のゲート・ソース間電圧で決まるのでゲート電圧 V_{tune} で制御可能である。従って式 (3) は次の式 (4) のように表すことができ、可変トランスコンダクタンスとなる。

【数 4】

$$G_m(V_{tune}) = \frac{1}{\frac{2}{g_m} + R(V_{tune})} \quad (4)$$

30

【 0 0 6 7 】

以上のような要素技術を利用することにより、図 7 のようなモジュレータを実現することが可能となり、よって中心周波数と帯域を制御可能なバンドパス型シグマ・デルタ AD 変換器 154 を得ることができる。

【 0 0 6 8 】

(実施例 2)

次に、制御式バンドパス型シグマ・デルタ AD 変換器 154 の他の実施例について説明する。本実施例に係る AD 変換器 154 は、回路規模・消費電力が小さいというシグマ・デルタ型 AD 変換器の特徴を生かしたものであり、装置の小型化に好適な例である。

【 0 0 6 9 】

図 9 は、本実施例に係る制御式バンドパス型シグマ・デルタ AD 変換器 154 を内蔵した受信ビームフォーマ 157 を示した図である。図 1 と対応させると、本受信ビームフォーマ 157 は、デジタル受信ビームフォーマ ASIC としてのビームフォーマ 155 に、制御式バンドパス型シグマ・デルタ AD 変換器 154 を含めたものである。

40

【 0 0 7 0 】

制御式バンドパス型シグマ・デルタ AD 変換器 154 は、チャンネル毎に複数個 (例えば 128 個) 設けられ、既述の内容にて AD 変換を実行する。「Beamforming Logic」の部分は、従来のデジタル・ビームフォーマと同等の機能を有しており、整相加算と受信開口制御を行う。

【 0 0 7 1 】

50

既述の如く、制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 は回路規模・消費電力が小さく、I C 内蔵化に向いていると言える。従って、これをディジタル受信ビームフォーマ A S I C に内蔵した場合、より多くのチャンネルをひとつの I C に組み込むことが可能である。すなわち、図 9 における「C h N」の N に関して、装置を大型化せずにより大きな値を期待することができ、受信ビームフォーマ回路として高集積度化が可能である。

【 0 0 7 2 】

以上、本発明を実施形態に基づき説明したが、本発明の思想の範疇において、当業者であれば、各種の変更例及び修正例に想到し得るものであり、それら変形例及び修正例についても本発明の範囲に属するものと了解される。

10

【 0 0 7 3 】

例えば、上記実施例 1 では、G m ・ C フィルタによるモジュレータの実現を示したが、これに限定する趣旨ではない。例えば、プログラマブル・スイッチド・キャパシタ回路によっても実現することが可能である。

【 0 0 7 4 】

また、例えば、上記各実施形態における制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器は、構成要素の内部 A D 変換器 / D A 変換器について 1 ビットを仮定している。しかしながら、これに拘泥されず、複数ビットの場合にも適用可能である。

【 0 0 7 5 】

さらに、上記各実施形態における制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器は、超音波診断装置に拘泥されず、その他の機器（例えば、ラジオ、携帯電話等の通信機器）にも使用することができる。

20

【 0 0 7 6 】

また、各実施形態は可能な限り適宜組み合わせて実施してもよく、その場合組合わせた効果が得られる。さらに、上記実施形態には種々の段階の発明が含まれており、開示される複数の構成要件における適宜な組み合わせにより種々の発明が抽出され得る。例えば、実施形態に示される全構成要件から幾つかの構成要件が削除されても、発明が解決しようとする課題の欄で述べた課題が解決でき、発明の効果の欄で述べられている効果の少なくとも 1 つが得られる場合には、この構成要件が削除された構成が発明として抽出され得る。

【産業上の利用可能性】

30

【 0 0 7 7 】

以上本発明によれば、C W ドプラ信号処理にも適用可能なダイナミックレンジを有し、かつ回路規模が小さい新方式の A D 変換器を採用することにより、小型で低価格な超音波診断装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 8 】

【図 1】図 1 は、本超音波診断装置 1 0 のブロック構成図を示している。

【図 2】図 2 は、本バンドパス型 A D 変換器 1 5 4 の構成を示したブロック図である。

【図 3】図 3 (a) は、C W ドプラモードにおけるバンドパス型 A D 変換器 1 5 4 の制御の一例である。図 3 (b) は、B モードにおけるバンドパス型 A D 変換器 1 5 4 の制御の一例である。

40

【図 4】図 4 は、シグマ・デルタ A D 変換器 5 0 の構成を示したブロック図である。

【図 5】図 5 (a) 乃至 (c) は、シグマ・デルタ A D 変換器 5 0 の特性を説明するための図である。

【図 6】図 6 (a) は、従来のバンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器の構成を示したブロック図である。図 6 (b) は、ローパス型であるシグマ・デルタ A D 変換器 5 0 の特性を示した図である。図 6 (c) は、バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の特性を示した図である。

【図 7】図 7 は、バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の実施例を示した図である。

50

【図 8】図 8 (a) は、例えば C M O S における最も基本的な形のトランスコンダクタの例を示している。図 8 (b) は、図 8 (a) に示したトランスコンダクタの特性を制御パラメータにより可変とした例を示している。

【図 9】図 9 は、バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器 1 5 4 の他の実施例を示した図である。

【図 1 0】図 1 0 は、従来の超音波診断装置 5 0 の構成を示したブロック図である。

【図 1 1】図 1 1 は、パイプライン型 A D 変換器の構成を示した図である。

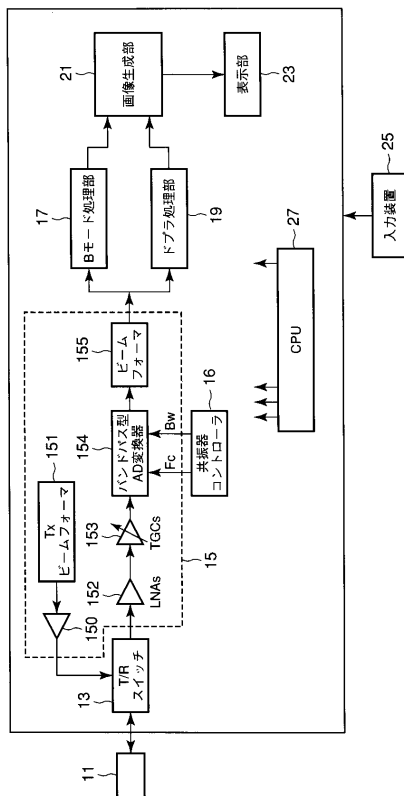
【符号の説明】

【 0 0 7 9 】

1 0 ... 超音波診断装置、 1 1 ... 超音波プローブ、 1 3 ... T / R スイッチ、 1 5 ... 超音波送受信部、 1 6 ... 共振器コントローラ、 1 7 ... B モード処理部、 1 9 ... ドプラ処理部、 2 1 ... 画像生成部、 2 3 ... 表示部、 2 5 ... 入力装置、 2 7 ... C P U、 1 5 0 ... パルサ、 1 5 2 ... L N A、 1 5 3 ... T G C、 1 5 4 ... 制御式バンドパス型シグマ・デルタ A D 変換器、 1 5 4 a ... 加算器、 1 5 4 b ... 共振器、 1 5 4 c ... コンパレータ、 1 5 4 d ... 1 b i t - D A C、 1 5 4 e ... デジタルフィルタ、 1 5 5 ... ビームフォーマ

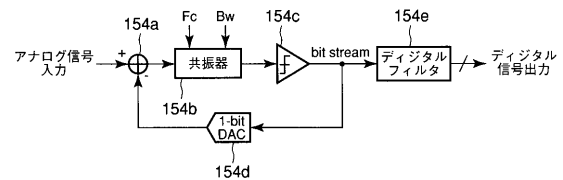
【 図 1 】

図 1



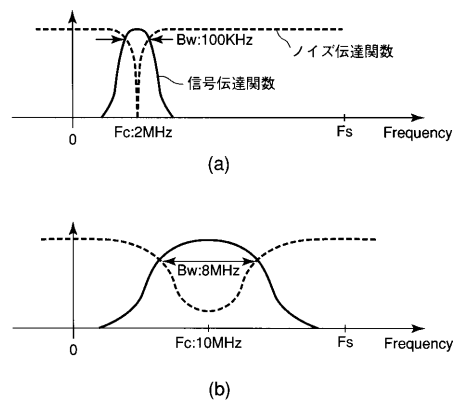
【 図 2 】

図 2



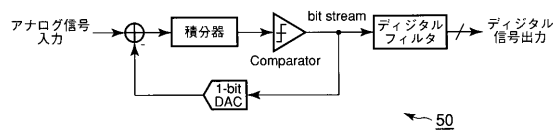
【 図 3 】

図 3



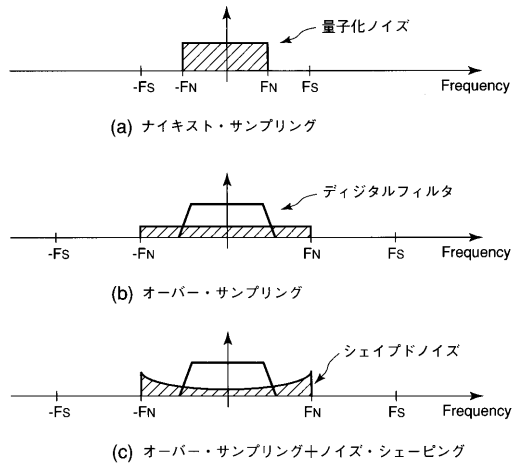
【 図 4 】

図 4



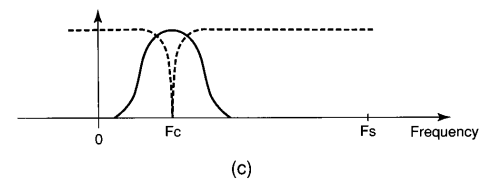
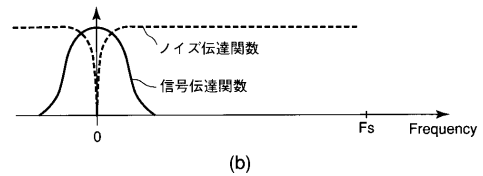
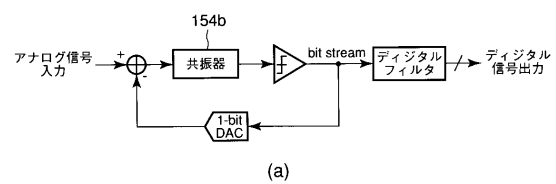
【 図 5 】

図 5



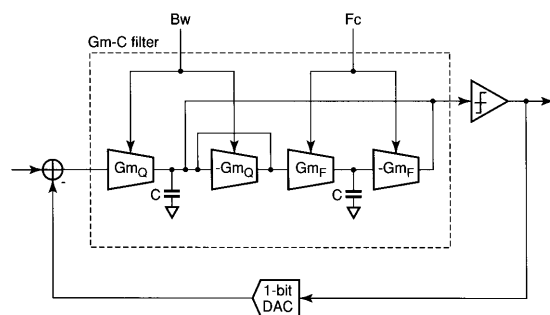
【 図 6 】

図 6



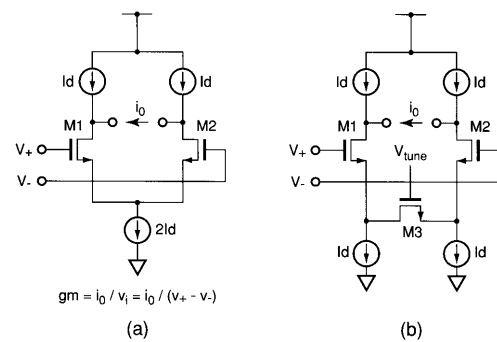
【 図 7 】

図 7



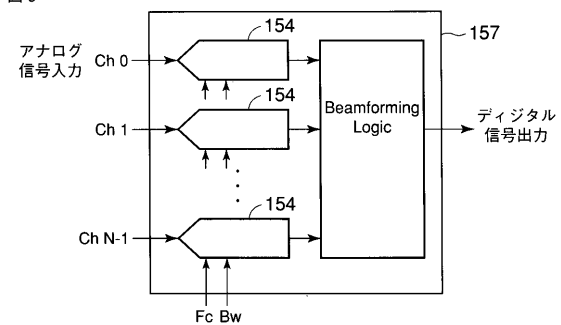
【 図 8 】

図 8



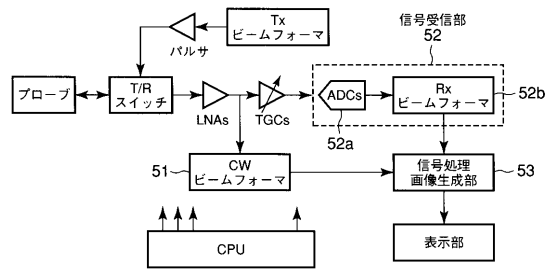
【 図 9 】

図 9



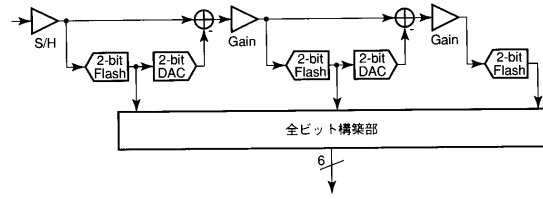
【図 10】

図 10



【図 11】

図 11



フロントページの続き

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 石塚 正明

栃木県大田原市下石上 1 3 8 5 番地 東芝メディカルシステムズ株式会社社内

F ターム(参考) 4C601 DE02 EE12 EE14 JB19 JB31

5J064 AA04 BA03 BC06 BC08 BC10 BC11 BD04

5J098 AA03 AA14 AB03 AC02 AC03 AC12 AD14 AD26 CA05 CB06

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2007082806A	公开(公告)日	2007-04-05
申请号	JP2005276094	申请日	2005-09-22
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝 东芝医疗系统株式会社		
申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
[标]发明人	石塚正明		
发明人	石塚 正明		
IPC分类号	A61B8/00 H03M3/02 H03H11/12		
FI分类号	A61B8/00 H03M3/02 H03H11/12.A		
F-TERM分类号	4C601/DE02 4C601/EE12 4C601/EE14 4C601/JB19 4C601/JB31 5J064/AA04 5J064/BA03 5J064/BC06 5J064/BC08 5J064/BC10 5J064/BC11 5J064/BD04 5J098/AA03 5J098/AA14 5J098/AB03 5J098/AC02 5J098/AC03 5J098/AC12 5J098/AD14 5J098/AD26 5J098/CA05 5J098/CB06		
代理人(译)	河野 哲 中村 诚		
其他公开文献	JP4728756B2		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

解决的问题：通过采用具有适用于CW多普勒信号处理的动态范围并且具有小电路规模的新型AD转换器来提供一种紧凑且廉价的超声诊断设备。谐振器控制器16根据成像模式和要使用的超声波探头11自由地设定可控带通 Σ - Δ AD转换器154的中心频率 F_c ，带宽 B_w 和动态范围。要控制。结果，可以通过一个接收系统实现与所有模式兼容的接收波束形成器，并且可以消除传统上需要的CW多普勒模式专用模拟信号处理电路。结果，可以实现比传统接收器更小且更便宜的接收波束形成器和超声诊断设备。[选型图]图1

