

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2018-536498

(P2018-536498A)

(43) 公表日 平成30年12月13日(2018.12.13)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
A 6 1 B 8/14 (2006.01) A 6 1 B 8/14 4 C 6 0 1

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2018-529996 (P2018-529996) (86) (22) 出願日 平成28年12月9日 (2016.12.9) (85) 翻訳文提出日 平成30年6月8日 (2018.6.8) (86) 国際出願番号 PCT/EP2016/080409 (87) 国際公開番号 W02017/097968 (87) 国際公開日 平成29年6月15日 (2017.6.15) (31) 優先権主張番号 15198841.7 (32) 優先日 平成27年12月10日 (2015.12.10) (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)	(71) 出願人 590000248 コーニンクレッカ フィリップス エヌ ヴェ KONINKLIJKE PHILIPS N. V. オランダ国 5656 アーエー アイン ドーフェン ハイテック キャンパス 5, High Tech Campus 5, NL-5656 AE Eindhoven (74) 代理人 110001690 特許業務法人M&Sパートナーズ
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波撮像システムプローブ及びシステム、並びに撮像方法

(57) 【要約】

超音波撮像システムプローブは、撮像トランスデューサヘッドと、受信された反射超音波信号を処理するための受信回路とを備える。受信回路は、調整可能バンドパスフィルタを備える閉ループを備えるアナログ - デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備える。これにより、アナログ - デジタル・コンバータが所望の周波数帯のみを処理することが可能になる。このように、ADC変換帯域幅及びENOBはプログラム可能であり、より効率的なプローブ設計を提供し、信号処理チェーン内の早い段階でのアナログ - デジタル変換も可能にする。

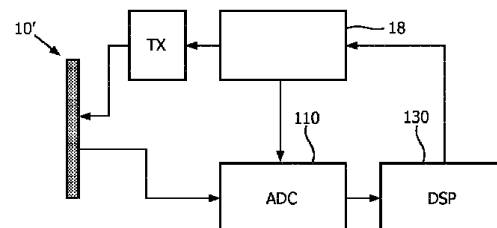


FIG. 11

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

送信超音波周波数で超音波信号を送信する撮像トランスデューサヘッドと、
受信された反射超音波信号を処理するための受信回路とを備え、
前記受信回路が、調整可能の中心周波数及び帯域幅を有する調整可能バンドパスフィルタを備える閉ループを備えたアナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備え、
前記調整可能バンドパスフィルタの通過帯域の中心が、前記送信超音波周波数に対応する第 1 の周波数と前記送信超音波周波数の所望の高調波に対応する第 2 の周波数との間で調整可能である、超音波撮像システムプロープ。

【請求項 2】

前記撮像トランスデューサヘッドは、トランスデューサ素子のアレイを備え、信号処理回路は、前記トランスデューサヘッドのトランスデューサ素子ごとに、前記アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備える、請求項 1 に記載の超音波撮像システムプロープ。

【請求項 3】

前記受信回路は、各トランスデューサ素子と各アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータとの間に増幅器を備える、請求項 2 に記載の超音波撮像システムプロープ。

【請求項 4】

前記調整可能バンドパスフィルタは、低分解能高帯域幅モードと高分解能低帯域幅モードとの間で調整可能である、請求項 1 乃至 3 の何れか一項に記載の超音波撮像システムプロープ。

【請求項 5】

前記調整可能バンドパスフィルタは、さらに中分解能中帯域幅モードに調整可能である、請求項 4 に記載の超音波撮像システムプロープ。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 の何れか一項に記載の超音波撮像システムプロープと、
プロープを制御するためのコントローラと、
ビームフォーマと、
前記受信回路からの信号を処理して超音波画像を生成するための信号処理回路とを備える、超音波システム。

【請求項 7】

前記コントローラは、前記超音波システムの様々な受信動作モード間の切替えと同期して前記調整可能バンドパスフィルタを制御する、請求項 6 に記載の超音波システム。

【請求項 8】

前記受信回路は、送信超音波信号の高調波である受信された反射超音波信号を処理する、請求項 6 又は 7 に記載の超音波システム。

【請求項 9】

撮像トランスデューサヘッドを使用して、画像化されるボリュームに超音波信号を与えるステップと、

アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータの閉ループ内のバンドパスフィルタを調整することにより、受信された反射超音波信号を処理するステップであって、前記バンドパスフィルタが調整可能中心周波数及び帯域幅を有する、ステップとを有する超音波撮像方法であって、

当該超音波撮像方法が、調整可能な前記バンドパスフィルタの通過帯域の中心を送信超音波周波数又は前記送信超音波周波数の所望の高調波に設定するステップを有する、超音波撮像方法。

【請求項 10】

前記撮像トランスデューサヘッドは、トランスデューサ素子のアレイを備え、前記超音波撮像方法は、前記トランスデューサヘッドの前記トランスデューサ素子ごとに、個々にアナログ・デジタル変換を実施するステップを有する、請求項 9 に記載の超音波撮像方法

10

20

30

40

50

。

【請求項 1 1】

超音波システムの様々な受信動作モード間の切替えと同期して調整可能な前記バンドパスフィルタを調整するステップを有する、請求項 9 又は 10 に記載の超音波撮像方法。

【請求項 1 2】

前記受信動作モードは、低分解能高帯域幅モードと高分解能低帯域幅モードとを含む、請求項 1 1 に記載の超音波撮像方法。

【請求項 1 3】

前記受信動作モードは、さらに中分解能中帯域幅モードを含む、請求項 1 2 に記載の超音波撮像方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波撮像システムプローブ及びシステム全体、並びに撮像方法に関する。本発明は、特に、このような撮像用途で使用するアナログ・デジタル・コンバータ回路に関する。

【背景技術】

【0002】

高調波超音波撮像は、関心が高まっている超音波撮像技法の 1 つの特定のタイプである。これは、超音波が身体組織を通して非線形伝搬することを利用する。波の圧力が高い部分は圧力が低い部分より速く伝わり、その結果、波の形状の歪みが生じる。この波形の変化が、組織からの高調波（基本周波数、すなわち送信された周波数の倍数）の発生をもたらす。たとえば、第 2 次高調波に続く高調波は振幅が減少し、したがって適切な画像を生成するのに不十分であるので、第 2 次高調波を使用して画像を生成することが知られている。

【0003】

組織内で発生する高調波は、最大強度地点までは深度と共に増加し、次いでさらに深度が深くなると減衰によって減少する。したがって、表面下の最適な深度で最大強度が得られる。

【0004】

高調波撮像は、高い透過率を可能にする比較的低い周波数の超音波の送信と、様々な散乱体に起因して反射波に現れる、送信された信号の 1 つ又は複数の高調波の受信とに基づく。このように、より高い透過深度が、より高い周波数で達成可能な、特別なより高い分解能と組み合わせられる。

【0005】

高調波撮像の用途は非常に広範であり、且つ増えつつある。高調波撮像は、典型的な超音波撮像において、低い周波数（たとえば 2 . 5 ~ 6 MHz）の超音波でより良い特別な分解能を得るために使用される。より高い周波数が使用されるとき、既存の方法は比例的に複雑且つ高価になるので、高調波撮像はさらに関心をもたれる撮像方法になる。特に、高周波数超音波の透過深度が浅いことは、この課題を回避する撮像技法を必要とする。

【0006】

典型的な撮像用途に加えて、高調波撮像は、組織性状診断のような用途において重要な役割を果たし、そこでは高調波撮像は、特定の周波数、又は周波数の組合せで正確な振幅測定を実現することにより、異なる組織間の正確な識別を可能にする。精度の高い振幅及び周波数分解能により、組織、境界、及び異常についての情報が提供される。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

超音波撮像システムの課題は、受信された情報の信号雑音である。これは、早い段階でアナログ・デジタル変換を施すことによって改良される（デジタル信号のほうが、接続性

10

20

30

40

50

及び信号処理が雑音及び干渉に対して頑健である)が、これは受信機回路の消費電力の増大を招く。

【0008】

Analog Integrated Circuits and Signal Processing、第48巻、2番、2006年5月9日121~132ページ(XP019390181)の論文「A 1.8V CMOS fourth-order Gm-C bandpass sigma-delta modulator dedicated to front-end ultrasonic receivers」は、受信機が様々な周波数で調整できるように、バンドパス・シグマ・デルタ・コンバータを使用する超音波受信機を開示している。

10

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明は、特許請求の範囲によって定義される。

【0010】

本発明の一態様に従った例によれば、

送信超音波周波数で超音波信号を送信するように構成された撮像トランスデューサヘッドと、

受信された反射超音波信号を処理するための受信回路とを備え、

受信回路が、調整可能の中心周波数及び帯域幅を有する調整可能バンドパスフィルタを備える閉ループを備えたアナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備え、

20

調整可能バンドパスフィルタの通過帯域の中心が、送信超音波周波数に対応する第1の周波数と送信超音波周波数の所望の高調波に対応する第2の周波数との間で調整可能である、超音波撮像システムプロープが提供される。

【0011】

このように、本発明はバンドパス・シグマ・デルタADCを利用する。1つ又は複数のアナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータが存在してもよい。これらのコンバータは、主にソフトウェア無線のような用途によって推進される最新技術から生まれた装置であり、このタイプのコンバータは、要求される柔軟性及びアーキテクチャのプログラミング性を提供する。プログラム可能な中心周波数が提供され、通過帯域は、超音波獲得電子装置によって選択される。さらに、ADCが効果的に配置されて所望の周波数帯のみを処理するように、通過帯域及び中心周波数は、たとえば送信信号周波数又は送信信号の所望の高調波の間で正確に調整される。これは、知られている送信周波数又はその高調波を基準として使用するバンドパス調整回路を導入することによってなされる。プロープは、ADC閉(帰還)ループに組み込まれるプログラム可能バンドパスフィルタに基づく、非常に高い周波数選択性及び振幅分解能を有する。アナログ・デジタル・コンバータは、プログラム可能なクロック周波数、及びDACの拡張性も有する。

30

【0012】

バンドパス変換は、所望の周波数帯のみを変換することによってエネルギー使用量を最適化することを目的とする。

【0013】

40

このように、調整可能バンドパスフィルタの通過帯域の中心は、送信超音波周波数又は送信超音波周波数の所望の高調波に対応する。帯域外の雑音はもはや動作に影響しないので、バンドパス変換は、達成可能な信号雑音比に影響を与える。これにより、ADCのビルディングブロックについての雑音特性を抑制(chaining)することなく、システムがより高い分解能を有する帯域に集中することが可能になる。

【0014】

トランスデューサヘッドは、トランスデューサ素子のアレイを備え、信号処理回路は、トランスデューサヘッドのトランスデューサ素子ごとに、又はトランスデューサ素子のグループについて、アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備える。このように、個々のトランスデューサ素子のレベルで、デジタル化が行われる。

50

【 0 0 1 5 】

受信回路は、次いで、各トランスデューサ素子と各アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータとの間に増幅器を備える。

【 0 0 1 6 】

バンドパスフィルタは、低分解能高帯域幅モードと高分解能低帯域幅モードとの間で調整可能である。その結果、これらの２つのモードは、プローブが使用される超音波撮像システムの異なる撮像モードに対応する。

【 0 0 1 7 】

バンドパスフィルタは、さらに中分解能中帯域幅モードに調整可能でもよい。その結果、少なくとも３つの異なる撮像モードが存在する。

【 0 0 1 8 】

本発明は、
上記で定義された超音波撮像システムプローブと、
プローブを制御するためのコントローラと、
ビームフォーマと、

受信回路からの信号を処理して超音波画像を生成するための信号処理回路とを備える超音波システムも提供する。

【 0 0 1 9 】

超音波システムは、送信超音波信号の高調波である、受信された反射超音波信号を処理する。

【 0 0 2 0 】

コントローラは、超音波システムの様々な受信動作モード間の切替えと同期して調整可能バンドパスフィルタを制御するように構成される。これらの受信動作モードにより、異なる分解能対帯域幅のオプションが定義される。したがって、バンドパスフィルタの調整は、使用される送信周波数及び使用される受信モードに依存する。

【 0 0 2 1 】

本発明の別の態様に従った例は、

撮像トランスデューサヘッドを使用して、画像化されるボリュームに超音波を与えるステップと、

アナログ・デジタル・シグマ・デルタ・コンバータの閉ループ内のバンドパスフィルタを調整することにより、受信された反射超音波信号を処理するステップであって、バンドパスフィルタが調整可能中心周波数及び帯域幅を有する、ステップとを有する超音波撮像方法であって、

方法が、調整可能バンドパスフィルタの通過帯域の中心を送信超音波周波数又は送信超音波周波数の所望の高調波に設定するステップを有する、超音波撮像方法を提供する。

【 0 0 2 2 】

さらに、通過帯域は、別の中心周波数又は帯域幅に設定されてもよい。これは、使用された送信ビーム形成又は信号タイプ（たとえばチャープ）により、異なる周波数帯の信号成分が現れるときに必要とされる。

【 0 0 2 3 】

トランスデューサヘッドは、トランスデューサ素子のアレイを備え、方法は、トランスデューサヘッドのトランスデューサ素子ごとに、個々にアナログ・デジタル変換を実施するステップを有する。

【 0 0 2 4 】

ここで、本発明の例が、添付図面を参照して詳細に説明される。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 5 】

【 図 1 】 本発明の超音波プローブ設計を使用するように変更が加えられた、知られている超音波撮像システムを示す図である。

【 図 2 】 プローブ信号のアナログ・デジタル変換に関する知られている第 1 の手法をより

10

20

30

40

50

詳細に示す図である。

【図 3】プローブ信号のアナログ - デジタル変換に関する知られている手法の第 2 の例をより詳細に示す図である。

【図 4】プローブ信号のアナログ - デジタル変換に関する手法の第 3 の例をより詳細に示す図である。

【図 5】異なる超音波プローブ技術、具体的には圧力電気変換トランスデューサが、どのように異なる周波数特性を有するかを示す図である。

【図 6】様々な動作モードがどのように使用されるかを示す図である。

【図 7】知られているシグマ・デルタ・アナログ - デジタル・コンバータを示す図である。

【図 8】図 7 のコンバータの出力信号の周波数特性を示す図である。

【図 9】本発明の超音波プローブで使用される調整可能シグマ・デルタ・アナログ - デジタル・コンバータを示す図である。

【図 10】3 つの異なる動作モードでの、図 9 のコンバータの周波数特性を示す図である。

【図 11】図 9 の調整可能シグマ・デルタ・アナログ - デジタル・コンバータの調整を制御するための制御回路を示す図である。

【図 12】調整可能バンドパスフィルタの第 1 の例での、図 9 の調整可能シグマ・デルタ・アナログ - デジタル・コンバータを示す図である。

【図 13】調整可能バンドパスフィルタの第 2 の例での、図 9 の調整可能シグマ・デルタ・アナログ - デジタル・コンバータを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0026】

本発明は、撮像トランスデューサヘッドと、受信された反射超音波信号を処理するための受信回路とを備える超音波撮像システムプローブを提供する。受信回路は、調整可能バンドパスフィルタを備える閉ループを備えたアナログ - デジタル・シグマ・デルタ・コンバータを備える。これにより、アナログ - デジタル・コンバータが、所望の周波数帯のみを処理することが可能になる。このようにして、ADC 変換帯域幅及び有効ビット数 (ENOB) はプログラム可能となり、より効率的なプローブ設計を提供し、信号処理チェーンの早い段階でのアナログ - デジタル変換も可能にする。

【0027】

最初に、超音波診断撮像システムの一般的な動作が、図 1 を参照して述べられる。

【0028】

本発明は受信チャネルのアナログ - デジタル変換に関するもので、以下ではシステムの受信機能が具体的に述べられることに留意されたい。

【0029】

システムは、超音波を送信してエコー情報を受信する CMUT トランスデューサアレイ 10 ' を有する超音波プローブ 10 を備える。別法として、トランスデューサアレイ 10 ' は、PZT や PVD F などの物質で形成される圧電トランスデューサ素子を備える。トランスデューサアレイ 10 ' は、2 D 平面、又は 3 D 撮像用の 3 次元を走査して読み込むことができる、トランスデューサ素子の 1 次元又は 2 次元のアレイである。

【0030】

トランスデューサアレイ 10 ' は、CMUT アレイセル又は圧電素子による信号の受信を制御する、プローブの (任意選択の) マイクロビームフォーマ 12 に結合される。米国特許第 5,997,479 号 (Savord ら)、米国特許第 6,013,032 号 (Savord)、及び米国特許第 6,623,432 号 (Powers ら) に記載されているように、マイクロビームフォーマは、トランスデューサ素子のグループ又は「パッチ」によって受信される信号を少なくとも部分的にビーム形成することができる。

【0031】

マイクロビームフォーマ 12 は、プローブケーブルによって送信 / 受信 (T / R) スイ

10

20

30

40

50

ッチ 16 に結合され、スイッチ 16 は、送信と受信との間で切り替わり、マイクロビームフォーマが使用されておらず、且つトランスデューサアレイがメインシステムビームフォーマによって直接操作されるとき、高エネルギーの送信信号からメインビームフォーマ 20 を保護する。トランスデューサアレイ 10 からの超音波ビームの送信は、T/R スイッチ 16 によってマイクロビームフォーマに結合されるトランスデューサコントローラ 18 と、ユーザインタフェース又は制御パネル 38 のユーザの操作からの入力を受信するメイン送信ビームフォーマ（図示せず）とによって指令される。

【0032】

トランスデューサコントローラ 18 で制御される機能のうちの 1 つは、ビームを向け、集束させる方向である。ビームは、（アレイに直交して）トランスデューサアレイからまっすぐ前方へ向けられてもよく、より広い視野を求めて様々な角度に向けられてもよい。トランスデューサコントローラ 18 を結合することにより、CMUT アレイのための DC バイアス制御器 45 が制御される。DC バイアス制御器 45 は、CMUT セルに印加される 1 つ又は複数の DC バイアス電圧を設定する。

【0033】

受信チャンネルでは、部分的にビーム形成された信号がマイクロビームフォーマ 12 によって生成されて、メイン受信ビームフォーマ 20 に結合され、ここでトランスデューサ素子の個々のパッチからの部分的にビーム形成された信号が組み合わさって、完全にビーム形成された信号になる。たとえば、メインビームフォーマ 20 は 128 個のチャンネルを有し、これらのチャンネルのそれぞれが、数十又は数百個の CMUT トランスデューサセル又は圧電素子からなるパッチから、部分的にビーム形成された信号を受信する。このように、トランスデューサアレイの数千個のトランスデューサ素子で受信された信号が、効率的に、ビーム形成された単一の信号に寄与する。

【0034】

ビーム形成された受信信号は、信号プロセッサ 22 に結合される。信号プロセッサ 22 は、バンドパスフィルタリング、デシメーション、I 成分及び Q 成分分離、並びに組織及びマイクロバブルから戻ってくる非線形（基本周波数の、より高い高調波）のエコー信号を識別することができるように、線形信号と非線形信号とを分離するように動作する高調波信号分離などの種々の方式で、受信したエコー信号を処理する。信号プロセッサは、スペckル低減、信号の合成、及び雑音除去などの追加的な信号強調も実施する。信号プロセッサ内のバンドパスフィルタは、トラッキングフィルタでもよく、より深い深度からのエコー信号が受信されるとき、そのフィルタの通過帯域が、より高い周波数帯からより低い周波数帯へスライドし、これにより、より高い周波数が解剖学的な情報を有さないより深い深度からの、これらのより高い周波数での雑音が除去される。

【0035】

送信用及び受信用ビームフォーマは様々なハードウェアで実施され、様々な機能を有する。当然、受信機ビームフォーマは、送信ビームフォーマの特性を考慮に入れて設計される。本発明は、受信信号処理チャンネルに関するもので、図 1 では、受信機ビームフォーマ 12、20 のみが示されている。完全なシステムでは、送信マイクロビームフォーマ及びメイン送信ビームフォーマを有する送信チェーンも存在する。

【0036】

マイクロビームフォーマ 12 の機能は、アナログケーブルの数を減らすために、信号の初期の組合せを提供することである。これは、通常はアナログ領域で実施される。

【0037】

最終のビーム形成は、メインビームフォーマ 20 でなされ、通常はデジタル化後になされる。

【0038】

送信チャンネル及び受信チャンネルは、固定周波数帯を有する同じトランスデューサアレイ 10' を使用する。しかし、送信パルスが占有する帯域幅は、使用された送信ビーム形成に応じて変化する。受信チャンネルは、トランスデューサの帯域幅全体を捉えてもよく（典

10

20

30

40

50

型的な手法)、またバンドパス処理を使用することにより、有用な情報を含む帯域幅(たとえばメイン高調波の高調波)のみを抽出してもよい。

【0039】

処理された信号は、Bモード(すなわち輝度モード、又は2D撮像モード)プロセッサ26及びドップラープロセッサ28に結合される。Bモードプロセッサ26は、体内の器官及び血管の組織などの体内の構造の撮像のために、受信された超音波信号の振幅の検出を利用する。米国特許第6,283,919号(Roundhillら)及び米国特許第6,458,083号(Jagoら)に記載されているように、身体の構造のBモード画像は、高調波画像モード、基本画像モード、又はその両方の組合せのいずれかで形成される。ドップラープロセッサ28は、画像フィールド内の血球の流れなどの物体の運動の検出のために、組織の動き及び血液の流れからの時間的に異なる信号を処理する。ドップラープロセッサ28は、通常は、選択されたタイプの体内の物質から戻ってくるエコーを通過させる、且つ/又は除去するように設定されるパラメータを有するウォールフィルタを含む。

10

【0040】

たとえば、ウォールフィルタは、より高速の物質からの比較的小さい振幅の信号は通過させ、より低速又は速度がゼロの物質からの比較的高い信号は除去する通過帯域特性を有するように設定される。この通過帯域特性は、流れている血液からの信号は通過させ、心臓の壁などの近くの静止した、又は動きの遅いものからの信号は除去する。逆の特性は、血流信号を除去する一方で、心臓の動いている組織からの信号は通過させることであり、これは、組織の運動を検出して描写する、いわゆる組織ドップラーイメージングと呼ばれている。ドップラープロセッサは、画像フィールド内の様々な地点からの、時間的に不連続なエコー信号のシーケンスを受信して処理し、特定の地点からのエコーのシーケンスは、アンサンブルと呼ばれる。比較的小さい時間に立て続けに受信されるエコーのアンサンブルを使用して、流れている血液のドップラーシフト周波数が推定され、ドップラー周波数と速度との対応関係が、血液の流速を示す。より長い時間にわたって受信されたエコーのアンサンブルは、より流れの遅い血液又はより動きの遅い組織の速度を推定するのに使用される。

20

【0041】

Bモードプロセッサ及びドップラープロセッサによって生成される構造的信号及び運動信号は、スキャンコンバータ32及び多断面再構成装置44に結合される。スキャンコンバータ32は、エコー信号が所望の画像形式で受信された際の空間的相関関係で、エコー信号を構成する。たとえば、スキャンコンバータは、エコー信号を、2次元の(2D)扇形の形式、又はピラミッド型の3次元の(3D)画像に構成する。スキャンコンバータは、画像フィールド内の地点における、それらの地点のドップラー推定速度での運動に対応する色を、Bモード構造的画像に重ね合わせて画像フィールド内の組織の運動及び血流を描写する、カラードップラー画像を生成する。米国特許第6,443,896号(Detmer)に記載されているように、多断面再構成装置は、身体のパリユメトリック領域の共通平面内の地点から受信したエコーを、その平面の超音波画像に変換する。米国特許第6,530,885号(Entrekinaら)に記載されているように、ポリウムレンダラー42は、3Dデータセットのエコー信号を、所与の基準地点から見た投影3D画像に変換する。

30

40

【0042】

2D画像又は3D画像は、画像ディスプレイ40上に表示するためのさらなる強調、バッファリング及び一時記憶のために、スキャンコンバータ32、多断面再構成装置44、及びポリウムレンダラー42から画像プロセッサ30に結合される。ドップラープロセッサ28で生成された血流値及びBモードプロセッサ26で生成された組織構造情報は、撮像用に使

50

測定が実施されるべきである地点などの、ユーザ制御パネル 38 からの入力を受信する。定量化プロセッサからの出力データは、ディスプレイ 40 に測定グラフィックス及び測定値を画像と共に再現するため、且つディスプレイ装置 40 からオーディオ出力するために、グラフィックスプロセッサ 36 に結合される。グラフィックスプロセッサ 36 は、超音波画像と共に表示するために、グラフィックオーバーレイも生成する。これらのグラフィックオーバーレイは、患者名、画像の日時、撮像パラメータなどの標準的な識別情報を含む。これらの目的のために、グラフィックスプロセッサは、ユーザインタフェース 38 からの、患者名などの入力を受け取る。ユーザインタフェースは、送信コントローラ 18 にも結合されて、トランスデューサアレイ 10' からの超音波信号の生成、したがってトランスデューサアレイ及び超音波システムで生成される画像を制御する。コントローラ 18 の送信制御機能は、実施される機能のうちの 1 つにすぎない。コントローラ 18 は、(ユーザから与えられた)動作モード、並びに受信機アナログ・デジタル・コンバータの、対応する必要な送信機構成及びバンドパス構成も考慮する。コントローラ 18 は、固定状態を有するステートマシンでもよい。

10

【0043】

ユーザインタフェースは、多断面再構成装置 44 にも結合されて、多断面再構成 (MPR) 画像の画像フィールドにおける定量化された指標を実施するのに使用される、複数の MPR 画像の面を選択及び制御する。

【0044】

本発明は、受信された反射信号の信号処理に関し、具体的には、アナログ・デジタル変換に関する。信号処理経路の早い段階でのアナログ・デジタルバンドパス変換により、より効率的なプローブ設計が可能になる。

20

【0045】

図 1 は、信号処理経路の前のマイクロビームフォーマ 12 及びビームフォーマ 20 を示しており、すなわち、これらはアナログ領域で作動する。

【0046】

様々なやり方で信号処理を実施する、知られている手法が存在し、具体的には、アナログ・デジタル変換は、任意のビーム形成が実施される前になされる。図 2 及び図 3 に示されるように、より早い段階でデジタル化する 2 つの異なる超音波撮像システムが存在する。

30

【0047】

図 2 は、受信した信号のビーム形成後の信号処理を、単一のブロック 50 として示す。しかし、これは対応する領域 50 内の、図 1 に示される様々なユニットの組合せを示す。

【0048】

図 2 では、受信された信号は、低雑音増幅器 (LNA) 54、プログラム可能時間利得補償 (TGC) 増幅器 56、及びアンチエイリアスフィルタ (AAF) 58、これらに続くアナログ・デジタル・コンバータ 60 を備える、アナログフロントエンド 52 を使用して処理される。送受信 (T/R) スイッチ 16 が示されており、これはアナログ多重化を含み、その結果、アナログ多重化装置が、ビームフォーマに接続される減じられた数のトランスデューサ素子のグループを選択する。選択された素子のグループは、次いで、音響ラインごとに電子的にアップデートされる。この手法は、たとえば 2D 超音波で使用される。これは、ビームフォーマ 20 でデジタルビーム形成を実施する前に、信号をデジタル化する。アナログ・デジタル変換機能は、プローブ自体では実施されない。その代わり、長尺で高価なケーブルが使用されて、信号をバックエンドに接続する。素子 54 はプローブの中にあり、素子 54 と素子 56 との間には長いケーブルが存在する。

40

【0049】

通常は 3D 撮像用に使用されるアーキテクチャを示す図 3 では、グループの個々のピクセルにアナログマイクロビーム形成がなされ、このグループ用のデジタルビーム形成がそれに続く。示されているように、トランスデューサアレイ 10' のトランスデューサ素子は、サブアレイ 10a ~ 10n に分割される。各サブアレイ内で、各トランスデューサは

50

、低雑音増幅器 (L N A) 5 4 及びプログラム可能時間利得補償 (T G C) 増幅器 5 6 、これらに続いてアナログ領域で作動するマイクロビームフォーマ 1 2 を有する。次いで、サブアレイについて信号加算が行われ、アナログ - デジタル・コンバータ 6 0 を使用したアナログ - デジタル変換がそれに続き、ビーム形成ユニット 2 0 を使用したビームのビーム形成がそれに続く。

【 0 0 5 0 】

超音波システムは、異なる機能ブロックがどこに配置されるかによっても違いが出る。図 2 では、通常は、たとえばアナログフロントエンド 5 2 の一部のみが、超音波プローブ内で実施される。対照的に、増幅、フィルタリング、ビーム形成及び制御は、走査機内に配置されるバックエンドシステム内で実現される。

10

【 0 0 5 1 】

さらに、各システムは、複数のチャネルを有し、チャネルのそれぞれが、送信機と、高電圧送信パルスをトランスデューサ素子へは通過させるが、これらのパルスが感度の高い受信機に到達することは妨げるスイッチ (ダイオードブリッジを含む) とを有する。エコーは各受信機に戻り、受信機は、ユーザ制御下にある T G C 用可変利得を有する増幅器を含む、連続的な増幅器から構成される。各チャネルの出力は、受信ビームフォーマ 2 0 に伝えられる。

【 0 0 5 2 】

身体からのパルスエコー信号は、アレイ素子で受信され、ユーザ調整可能な個々の T G C 増幅器を通過して、身体減衰及び距離に伴う回折によるエコーの弱まりを相殺する。これらの信号は、次いで、受信ビームフォーマ 2 0 に伝わる。

20

【 0 0 5 3 】

図 4 は、デジタル化された高並列フロントエンドを概略形態で示す。各トランスデューサ素子は、時間利得補償 (T G C) 機能を組み込む関連付けられた増幅器 2 0 に結合される。この手法により、受信された信号を早い段階でデジタル化することが実現する。次いで、プローブ内でアナログ - デジタル変換が実施され、その結果、接続ケーブルはデジタル領域への変換の後になる。

【 0 0 5 4 】

増幅器 2 0 からの出力は、加算器 6 4 での加算前に可変遅延を実施する、先入れ先出し (F I F O) レジスタ 6 2 でのバッファリングの前に、アナログ - デジタル・コンバータ 6 0 でデジタル化される。

30

【 0 0 5 5 】

3 D 撮像用のトランスデューサを含めた多くのタイプのトランスデューサ構成にとって、早い段階でのデジタル化を用いることには多くの利点がある。

【 0 0 5 6 】

しかし、早い段階でのデジタル化は、特にフロントエンド電子装置及び A D C 機能のサイズ及び消費電力についての厳しい要件を突きつける。有効ビット数 (E N O B) や変換帯域幅 (B W) などの分解能の観点における A D C 機能の要件は、動作モードによって著しく異なる。E N O B 及び B W は、特定の用途 (撮像モード又は撮像からのキー特徴抽出) の要件で決まる、最も重要な 2 つのパラメータである。これらのパラメータは、撮像システム全体の要件及び個々のビルディングブロックの詳細な仕様も決定する。

40

【 0 0 5 7 】

超音波撮像システムでは、使用可能な信号周波数帯は、超音波トランスデューサの周波数応答によって決まる。図 5 に示されるように、異なるトランスデューサは、異なる周波数範囲で作動する (これらのトランスデューサの音響特性は、送信された周波数に従って変化する) 。図 5 は、P Z T トランスデューサ、C M U T トランスデューサ、及び水晶 (X T A L) トランスデューサについての、周波数に対する信号を示す。

【 0 0 5 8 】

低い周波数はより高い透過率を可能にし、より高い周波数は改良された組織充填 (t i s s u e f i l l) 、より精度の高い細部、及び第 3 次高調波の撮像を可能にする。高

50

次高調波撮像は、広帯域トランスデューサを使用することによって、又は高調波撮像周波数で狭帯域トランスデューサを使用することによって可能になる。

【0059】

C M U Tトランスデューサは、最も広い作動周波数帯を有する。同時に、決して全周波数帯域幅が常に使用されるわけではない。実際、図6に示されるように大半の撮像モードは、全周波数帯の一部のみを使用する。図6は、異なる撮像モードについての、C M U Tトランスデューサの異なる周波数応答を示す。暗いプロット20は、スペクトルライブ(s p e c t r u m - l i v e)のドップラー測定モードを示す。異なる撮像モードについてのC M U Tトランスデューサ周波数応答に関するより詳しい内容は、W O 2 0 1 5 / 0 2 8 9 4 5 A 3を参照されたい。

10

【0060】

媒質中での超音波の減衰は、フロントエンド電子装置の構成に影響を及ぼす極めて重要な因子である。超音波は、線形目盛ではなく対数目盛で減衰する。

【0061】

本発明は、適合可能バンドパス信号処理手法を使用して、各測定値の帯域幅及び分解能が各撮像モードの要件に従って適合されるという認識に基づく。

【0062】

従来のA D Cはローパスであり、これはA D CがD Cと周波数 F_N との間に位置する信号を変換することを意味し、ここで F_N はシステムのナイキスト周波数である。

20

【0063】

図7は、超音波画像処理に好適なシグマ・デルタA D Cの構造を示す。

【0064】

アナログ入力 $i(t)$ は、1ビットアナログ・デジタル・コンバータ72でクロック制御されてデジタル出力 $o[Ts]$ を発生させる前に、フィルタ70でローパスフィルタされる。帰還経路は、1ビットデジタル・アナログコンバータ74を含み、アナログ帰還信号 $f_b(t)$ は入力と組み合わせられて、ローパスフィルタ70に与えられる差信号 $d(t)$ を引き出す。

【0065】

代わりに、マルチビットA D C及びD A Cが帰還ループで使用されてもよいことに留意されたい。

30

【0066】

図8は、所望の信号帯域80、ナイキスト周波数82、及びオーバーサンプリングされた周波数帯84を示す。

【0067】

このコンバータは、その典型的なローパス動作では、所望の入力信号の帯域幅の数倍を超える、かなり広い信号帯域幅を変換する。さらに、得られる精度は、主として変換帯域幅の大きさに依存する。所望の信号が高周波数の狭帯域にある場合、両方のコンバータは、消費電力及び特性の観点で非常に非効率になり、それに加えて、適切な画像構成にとって有用でない大量のデータを生成することは明らかである。

40

【0068】

図9は、本発明に従って変更が加えられたアナログ・デジタル・コンバータ110を示す。アナログ入力 $i(t)$ は、1ビットアナログ・デジタル・コンバータ72に(図7にも示される)によって振幅及び時間において量子化されてデジタル出力 $o[Ts]$ を発生させる前に、フィルタ112でフィルタされる。帰還経路は1ビットデジタル・アナログコンバータ74を含み、アナログ帰還信号 $f_b(t)$ は入力と組み合わせられて、フィルタ112に与えられる差信号 $d(t)$ を引き出す。

【0069】

上で説明されたように、一般的な場合、閉ループにおけるA D C及びD A Cは、マルチビットでもよい。

【0070】

50

アナログ・デジタル・コンバータは、プログラム可能クロック周波数及びDAC拡張性を有する。

【0071】

クロック周波数は、以下の利点を得るために調整される。

(i) クロック周波数を増やして、この帯域についてのオーバーサンプリング比を効果的に増加させることにより、変換通過帯域における分解能を上げる。

(ii) 省電のために、クロック周波数を減らす(これにより、必要でないときのいくらかの分解能が犠牲になる)。

(iii) クロック周波数を使用して、システムも調整する。システムの動作は、ループフィルタとクロック周波数との相互作用の結果である。ループフィルタ係数について正確な所望の値を実施することが困難なときでも、クロック周波数を適合させることにより、全体的な所望の特性が依然として達成される。

10

【0072】

システム全体を単純化して実施するために、固定クロック周波数が好ましい。

【0073】

クロック周波数が変わる場合、DACは、新たなクロックで同じDAC出力を保証するために、再スケール変換される。さらに、DACは、様々な最大入力信号に対応するようにスケール変換される。

【0074】

フィルタ112は、調整可能バンドパスフィルタである。通過帯域の最適位置を実現させるために、フィルタのプログラミング性は、特定の撮像モードで使用される送信信号から引き出される同期信号によって制御される。これにより、信号処理チェーン全体のさらなる最適化が可能になり、コンバータの設計が単純化される。

20

【0075】

輝度モード(Bモード又は2Dモード)やドップラーモードなどの最も典型的なモードは、所望の帯域幅のみを変換するという利点をもたらす、提案された原理を使用してもよい。

【0076】

さらに、送信と受信とが同じトランスデューサアレイを使用する高調波撮像モードが(たとえば所与の周波数について)利用される。たとえば、送信機は、トランスデューサの周波数帯の下の方の1/3を有する信号を送信し、受信機は、周波数帯の上の方の1/3で作動して、送信信号の3次高調波を捉える。

30

【0077】

さらに、送信は、ある低周波数トランスデューサの帯域全体を使用し、受信機は、3倍高い周波数に位置する受信帯域を有する、別の高周波数トランスデューサを使用する。

【0078】

図10は、フィルタ112の通過帯域及び完全なADCの変換帯域を示す。領域120は、狭帯域超高分解能モードを示し、たとえば200kHzの帯域幅の場合、100dBを上回る。これにより、組織性状診断向けの狭周波数帯において、非常に正確な振幅測定が可能になる。

40

【0079】

領域122は、中帯域中分解能モードを示し、たとえば1MHzの帯域幅の場合、80dBを上回る。領域124は広帯域低分解能モードを示し、たとえば3MHzの帯域幅の場合、50dBを上回る。

【0080】

このように、バンドパスフィルタは、低分解能高帯域幅モードと高分解能低帯域幅モードとの間で調整可能である。高帯域幅モードは、たとえば1MHzを超える通過帯域、たとえば1.5MHzを超える、場合によっては3MHzを超える通過帯域を有するが、一方、低/狭帯域幅モードは、1MHz未満の通過帯域、たとえば750kHz未満、たとえば500kHz未満、場合によっては250kHz未満の通過帯域を有する。図10の

50

y 軸は、完全な A / D コンバータの達成可能なダイナミックレンジ (DR) を示す。通常、ダイナミックレンジを使用して、有効ビット数 (ENOB) の観点における分解能が導かれる。 $ENOB = (SNR - 1.76) / 6.04$ であり、ここで理想的な場合は、 SNR (信号雑音比) = DR である。

【0081】

通過帯域の中心周波数は、送信周波数又は送信周波数の高調波に調整される。送信周波数については多くのオプションが存在する。通常、診断撮像は 2 MHz ~ 5 MHz を使用するが、カテーテルを用いる体内の撮像については、30 MHz 以上の周波数が使用される。微小血管構造に関しては、さらに高い周波数が利用される。

【0082】

アナログ - デジタル・コンバータの中心周波数の調整は、回路レベルで実施される。バンドパスフィルタは、たとえば能動回路と受動回路の組合せで実現される。これらを使用して、フィルタの中心周波数及び通過帯域が、上に概要を述べた様々なモードに適合される。これらのモードは、以下でより詳しく述べられる。

【0083】

1 MHz を下回る超音波獲得向けの狭帯域幅モードは、数十 kHz の狭さ、たとえば 100 kHz の帯域幅を有する。対応する高分解能は、獲得電子装置のダイナミックレンジ (DR) 及び信号雑音比 (SNR) を基準とする。これらは、12 ビット有効ビット数 (ENOB) 未満の典型的な B モード撮像の値を超える場合、高分解能であると考えられる。狭帯域信号獲得を用いた高い精度及び高い電力効率でのみ分析される特徴的な狭帯域反射を生じる異なる組織間の微妙な差が、狭帯域獲得に対する主要な要求をもたらす。このモードは、たとえば (連続波及びパルス) ドップラー撮像用に使用される。

【0084】

中程度帯域幅モードは、たとえば ADC の中心周波数が送信周波数の高調波である高調波撮像用である。高調波撮像に関する利点は、より高い周波数信号がより減衰するとき、その周波数信号を取得するのに、いっそうの利得が必要とされることにある。これらの周波数についてのみ利得を適用することは、より低い周波数のより強い信号からのクリッピングを避けるために、アナログプレフィルタリングを必要とする。アナログフィルタリングは、通常は面積又は電力の点でコストがかかる。

【0085】

広帯域幅モードは、たとえば B モード又は A モードの 2D 及び 3D 撮像用である。帯域幅は、ADC トランスデューサの帯域幅と整合するように設定される。

【0086】

3つのモードは、完全に独立しているとみなすことができるが、3つのモードはたとえば順に使用されてもよい。どのモードを使用するかは、用途又はその用途内での測定法に依存する。

【0087】

たとえば、妊娠走査では B モード撮像が一般的な撮像として使用され、ドップラー撮像は、たとえば胎児の心臓の血流の特定の測定用に使用される。両方のモードを1つの超音波フロントエンドで実施するのを可能にすることにより、効率及びコスト削減が実現される。組織性状診断は、組織又は組織境界のより優れた性状診断のために体外で使用される、又は体内 (たとえばカテーテル上での使用) で使用される、やはり完全に独立した測定である。

【0088】

このように、撮像手順は、はじめに B モード撮像 (高帯域幅でより低い分解能獲得) を使用することを含み、より高い分解能を有する高調波撮像が次に続き、最後に (狭帯域幅モードを使用して達成可能な) 最高精度の画像獲得の測定タイプで完了する。これは、最初のより低い分解能撮像モードで得られたデータを使用して、たとえば非常に高精度で画像化されなければならないボリュームを絞ることによってより精密なモードをガイドするときに、有用である。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 9 】

モードを切り替えるための種々の方式が存在する。1つの手法は、3つのモードが順次実行され、1つのモードから次のモードに移るのに、少数のパラメータのみが要求されるものである。別法として、これらのモードは交互になされる。たとえば、Bモードで小さいボリュームを走査した後に、ドップラー又は組織性状診断を使用して、その結果をより詳しく評価する、又はそれに続くBモード獲得に与え入力を与える。

【 0 0 9 0 】

図11は、コンバータ110のフィルタの通過帯域を制御するための制御回路を示す。フィルタからの出力は、トランスデューサコントローラ18を制御するDSP130に与えられる。トランスデューサコントローラ18からの同期信号を使用して、フィルタが制御される。

10

【 0 0 9 1 】

DSPブロック130は、どの信号が送信（周波数及び帯域幅）及び所望の撮像モード（どの周波数帯が変換されなければならないかを決定する）に使用されたかを考慮する。この場合、DSP130は、ループ内のアナログバンドパスフィルタを、所望の変換帯域幅の中心になるように調整する必要がある。知られている固定周波数（たとえば送信信号の主な周波数成分）を基準として使用してどのようにアナログフィルタ応答を調整するかについての、知られている手法が存在する。

【 0 0 9 2 】

フィルタ係数のプログラミング性（積算器の単一利得周波数、フィードフォワードの値、及び図に示されるループフィルタ内の帰還係数）を導入することにより、設計によって様々な動作モードが可能になる。プログラミング性を実施する好ましいやり方は、フィルタの設計に依存する。通常好ましいアクティブ抵抗器コンデンサ（RC）又は相互コンダクタンスコンデンサ（Gm-C）フィルタの場合、係数は、抵抗器、コンデンサ、及び相互コンダクタンス値について適切な値を選択することによって実現される。

20

【 0 0 9 3 】

たとえば、図12及び図13のトポロジー（以下で述べられる）については、中心周波数は、積算器の単一利得周波数及び局所帰還経路で決まる。

【 0 0 9 4 】

フィルタの中心周波数を所望の高調波に変更するには、すべての係数がスケール変換されなければならない。通常、固定クロックについては、すべての係数が、事前に計算された同一のスケール因子Nでスケール変換される。さらに、係数ごとに、少なくとも2つの値、すなわち公称値と公称値のN倍とがハードウェアで実施される。実施中、新たな帯域幅ごとに、新たなNの値が使用され、ハードウェアが有効にされなければならない。

30

【 0 0 9 5 】

すべての係数が同じ因子Nでスケール変換される場合、中心周波数は変化するが、帯域幅は変化しない。帯域幅も調整するためには、伝達関数 $H(s)$ の異なるポールは、異なる因子でスケール変換される。スケーリング因子はやはり事前に計算され、ハードウェア内で有効にされる。

【 0 0 9 6 】

このスケール変換は、変換の中心周波数が $f_s/4$ （ f_s はサンプリング周波数）未満である限り、固定クロックについて使用される。この要件は、ADCの安定性を維持するために必要とされる。さらに、ポールと同様に、伝達関数 $H(s)$ の（伝達関数の分子においての）零点は、同じ係数でスケール変換されるべきである。このように、送信周波数及びその高調波は、公称伝達関数係数及びスケーリング因子Nの較正のために使用される。

40

【 0 0 9 7 】

この可変通過帯域信号デジタル化が超音波撮像システムで使用されるとき、非常にフレキシブルでエネルギー及び面積が効率的な構成が可能になる。

【 0 0 9 8 】

50

コンバータは、アナログビーム形成を伴う図 3 のシステムで使用されてもよい。しかし、デジタル化が信号処理チェーン内の非常に早い段階で任意のビーム形成前に実施される場合、それは種々の新たなオプションを可能にする。

【0099】

具体的には、手法は、次いで以下の課題に対処する。

(i) 数 MHz の広周波数範囲のアナログ - デジタル変換は、電力及びチップ面積の点で、非常にコストがかかる。コストは要求される分解能にも大いに依存し、その結果、広帯域高精度コンバータ ($> 13 \text{ ENOB}$) は、通常は消費電力が数百 mW である。バンドパス構成では、電力要件は、変換帯域幅の減少に伴い、著しく低下する。

(ii) バンドパス・シグマ・デルタ・コンバータは、非常にフレキシブルであり、獲得フロントエンドは少数のコンフィギュレーションビットを用いて電子的に構成されて、超狭帯域モード (たとえば C M U T ベース撮像向けの数 kHz) から C M U T 帯域幅全体まで作動する。これは C M U T バイアス電圧の適合なしでも非常に素早く実行され、したがって再構成速度が上がり、バイアススイッチングによるアーチファクトが避けられる。

(iii) 実際に取得されるのは特定の撮像モダリティで必要とされる周波数範囲のみであるので、バンドパス獲得は、自然にデータ量を制限する。不所望な雑音帯域は、単純なデジタルフィルタで容易にフィルタされる。これは完全なシステムに対する要件をさらに単純化し、その消費電力及びコストを低減させる。

【0100】

アナログバンドパスフィルタが使用される典型的なアナログバンドパス獲得とは対照的に、ここで提案される実施は、より高速であるという利点を有する。アナログバンドパスフィルタは、連続した信号獲得ごとに整定時間を必要とするので、通常はかなり低速である。バンドパス・シグマ・デルタ・コンバータでは、整定処理は立上げ時に行われ、通常動作中は組込みフィルタが定常状態モードから作動し、したがって入力信号の変化に非常に素早く反応する。

【0101】

また実施は、よりいっそう安定的である。アナログバンドパスフィルタは、通常は共振器又は正帰還を有する他のフィルタを組み込むので、特に高次のフィルタで非常に不安定になりやすい。バンドパス・シグマ・デルタ・アーキテクチャでは、安定性は既存の負帰還ループによって保証され、フィルタ構成が、その安定性を保証する。

【0102】

また設計は、より容易にスケール変換可能且つ構成可能である。これは、バスバンド中心周波数及び帯域幅の非常に幅広いコンフィギュアビリティを可能にするクロック速度、DAC 及び量子化器のプログラミング性などの、導入されるいくつかの追加的な柔軟性から生じる。

【0103】

フィルタが使用されて、電子的フロントエンド再構成を用いて、ある周波数で送信し、別の周波数で検出することが可能になる。

【0104】

フィルタ 112 は、種々の方式で実施される。

【0105】

図 12 は、マルチレベルの ADC 72 及び DAC 74 を有する図 9 の回路の実施を示す。調整可能バンドパスフィルタ 112 は、帰還構造を有し、ここではアナログ帰還信号は、係数 f_x を有する第 1 の利得素子 120 を通って、構造の加算ノードに印加される。係数 g_x を有する第 2 の利得素子 122 は、加算ノードへの帰還経路にある。ノード間には積算器が存在する。

【0106】

図 13 は、やはりマルチレベルの ADC 72 及び DAC 74 を有する図 9 の回路の実施を示す。調整可能バンドパスフィルタ 112 は、フィードフォワード構造を有し、ここではアナログ帰還信号は、構造の第 1 の加算ノードのみに印加される。係数 f_x を有する、

10

20

30

40

50

最終の加算ノードに通じるフィードフォワード利得素子 130 が存在する。係数 g_x を有する、構造の加算ノードに通じる帰還利得素子 132 も存在する。ノード間には、やはり積算器が存在する。

【0107】

これらは、コンバータ内で使用される考えられるプログラム可能バンドパスフィルタ構造の、知られている例の 2 つに過ぎない。他のフィルタ構造も利用され得る。

【0108】

フィルタは、アーキテクチャの係数 f_x 及び g_x を上述のようにプログラム可能にすることによって、プログラム可能である。

【0109】

一例として、コントローラ 18 とアナログ・デジタル・コンバータ 110 との間のリンク（図 11）は、フィルタの周波数応答が基準信号に整合されるように係数 f_x 及び g_x を適合させることに使用される基準周波数信号でもよい。これは、たとえば、基準信号に対するフィルタ応答が最大化されるまで係数を適合することによってなされる。

【0110】

コントローラ 18 からコンバータ 110 への 2 つ以上の基準信号が存在してもよい。信号は、フィルタを事前にプログラムされた知られている状態に切り替えるために静的でもよく、又はフィルタを基準信号に適合させるためでもよい。基準信号は時間可変でもよい。最も単純な実施は、すべてのモードを設計時にハードウェア内で有効にさせる。次いでコントローラはモードを切り替え、必要な場合は単に較正する。

【0111】

開示された実施形態の他の変形形態は、当業者が特許請求された発明を実践する際に、図面、明細書、及び添付の特許請求の範囲の検討から理解され、実施される場合がある。特許請求の範囲では、「備える」という語は、他の要素又はステップを除外するものではなく、不定冠詞「a」又は「an」は、複数のものを除外するものではない。いくつかの方策が単に互いに異なる従属請求項に記載されているということは、これらの方策の組合せが有利に使用できないということを示すものではない。特許請求の範囲に記載の任意の参照符号は、その範囲を限定するものと解釈されるべきではない。

10

20

【図 1】

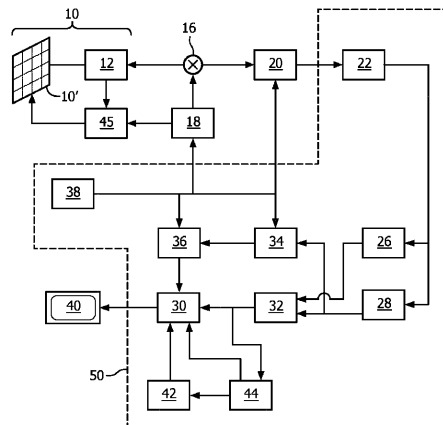


FIG. 1

【図 2】

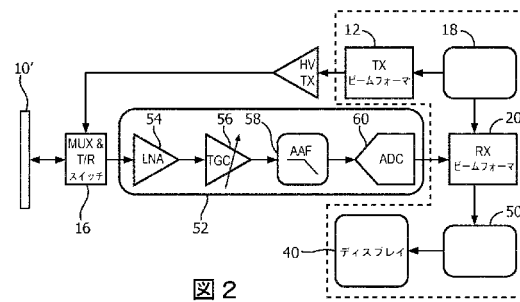


図 2

【図 3】

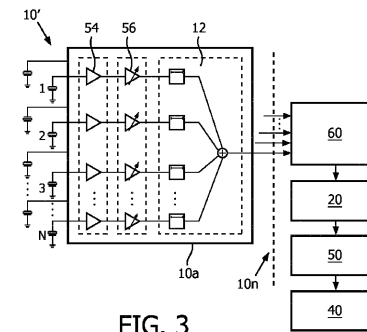


FIG. 3

【図 4】

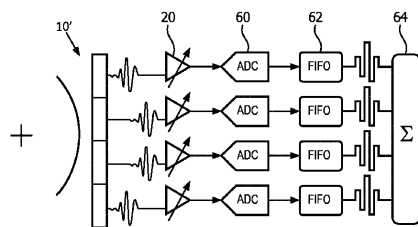


FIG. 4

【図 6】

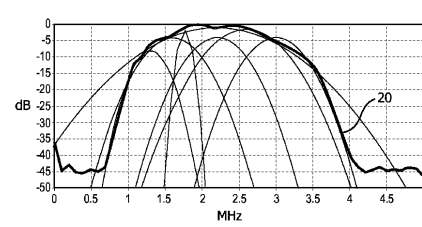


FIG. 6

【図 5】

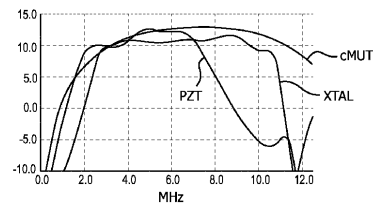


FIG. 5

【図 7】

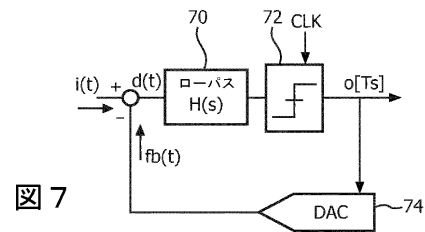


図 7

【 図 8 】

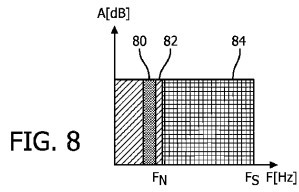


FIG. 8

【 図 9 】

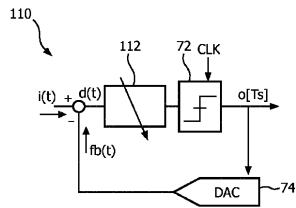


FIG. 9

【 図 10 】

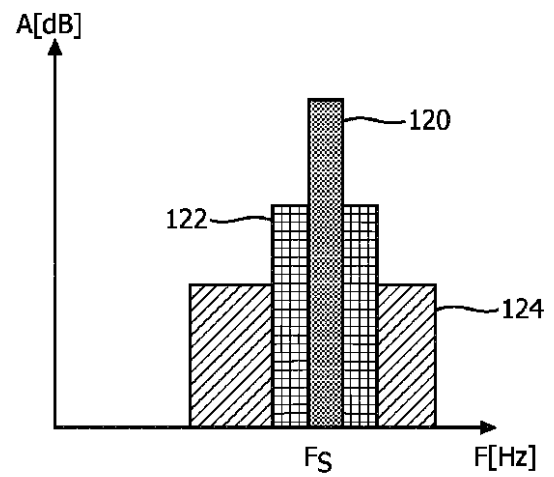


FIG. 10

【 図 11 】

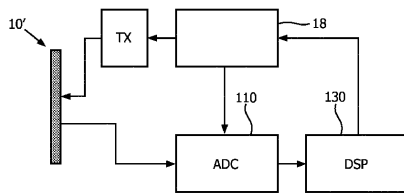


FIG. 11

【 図 13 】

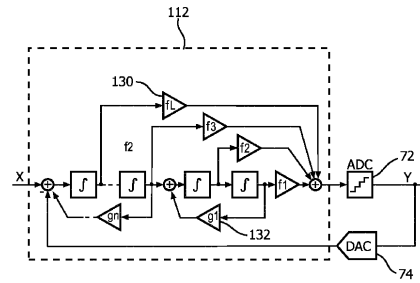


FIG. 13

【 図 12 】

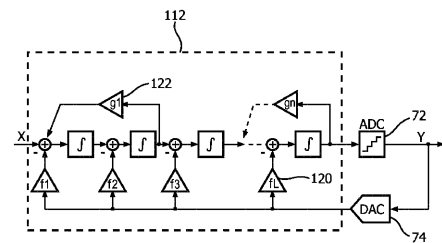


FIG. 12

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2016/080409

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. A61B8/00 A61B8/08 G01S7/52 H03M3/00
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

A61B H03M G01S

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	LISHENG QIN ET AL: "A 1.8 V CMOS fourth-order Gm-C bandpass sigma-delta modulator dedicated to front-end ultrasonic receivers", ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, BO, vol. 48, no. 2, 9 May 2006 (2006-05-09), pages 121-132, XP019390181, ISSN: 1573-1979, DOI: 10.1007/S10470-006-6997-0 abstract section "1. Introduction" figures 2-4 section "5. Conclusion" ----- -/-	1-13

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"B" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

9 February 2017

Date of mailing of the international search report

20/02/2017

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel: (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Montes, Pau

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2016/080409

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	NORMAN O: "A BAND-PASS DELTA-SIGMA MODULATOR FOR ULTRASOUND IMAGING AT 160 MHZCLOCK RATE", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, USA, vol. 31, no. 12, 1 December 1996 (1996-12-01), pages 2036-2041, XP000691825, ISSN: 0018-9200, DOI: 10.1109/4.545828 abstract section "I. Introduction" figures 1-2 -----	1-13
A	JP 2007 082806 A (TOSHIBA CORP; TOSHIBA MEDICAL SYS CORP) 5 April 2007 (2007-04-05) paragraph [0023] - paragraph [0038] figures 1-2 -----	1-13

Information on patent family members

PCT/EP2016/080409

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (April 2005)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ

(72)発明者 オウゾウノフ ソティル フィリポフ

オランダ国 5 6 5 6 アーエー アインドーフェン ハイ テック キャンパス 5

Fターム(参考) 4C601 BB03 DD03 DE01 DE08 EE04 GB04 GB06 GB18 HH01 HH29

HH31 JB01 JB13 JB19 JB30 JB33 JC25

专利名称(译)	超声成像系统探头和系统，以及成像方法		
公开(公告)号	JP2018536498A	公开(公告)日	2018-12-13
申请号	JP2018529996	申请日	2016-12-09
[标]申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦电子股份有限公司		
申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦NV哥德堡		
[标]发明人	オウゾウノフソティルフィリポフ		
发明人	オウゾウノフ ソティル フィリポフ		
IPC分类号	A61B8/14		
CPC分类号	A61B8/42 A61B8/48 A61B8/5207 G01S7/52025 G01S7/52038 G01S7/5208 G01S15/8915 G01S15/8993 H03M3/458 A61B8/065 A61B8/488 G01S7/52046 G01S7/52077 G01S7/52092 G01S15/8925		
FI分类号	A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/BB03 4C601/DD03 4C601/DE01 4C601/DE08 4C601/EE04 4C601/GB04 4C601/GB06 4C601/GB18 4C601/HH01 4C601/HH29 4C601/HH31 4C601/JB01 4C601/JB13 4C601/JB19 4C601/JB30 4C601/JB33 4C601/JC25		
优先权	2015198841 2015-12-10 EP		
其他公开文献	JP2018536498A5		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

超声成像系统探头包括成像换能器头和用于处理接收到的反射超声信号的接收电路。接收器电路包括带闭环的模数西格玛-德尔塔转换器，带可调带通滤波器。这允许模数转换器仅处理所需的频带。这样，ADC转换带宽和ENOB是可编程的，从而提供了更有效的探头设计，并且还可以在信号处理链的早期实现模数转换。

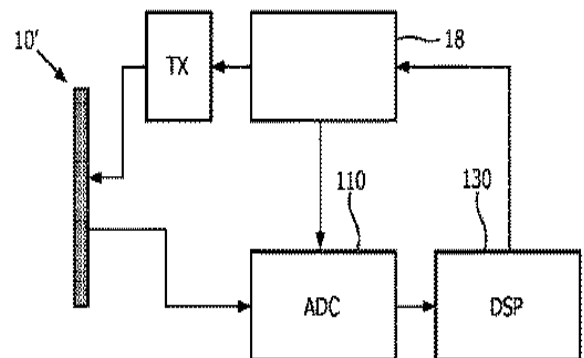


FIG. 11