

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5918763号

(P5918763)

(45) 発行日 平成28年5月18日(2016.5.18)

(24) 登録日 平成28年4月15日(2016.4.15)

(51) Int.Cl.	F I
GO 1 S 7/491 (2006.01)	GO 1 S 7/491
HO 4 N 5/232 (2006.01)	HO 4 N 5/232 Z
GO 6 T 1/00 (2006.01)	GO 6 T 1/00 3 1 5
GO 1 C 3/06 (2006.01)	GO 1 C 3/06 1 2 0 Q
GO 1 S 17/36 (2006.01)	GO 1 C 3/06 1 4 0
請求項の数 4 (全 26 頁) 最終頁に続く	

(21) 出願番号	特願2013-520860 (P2013-520860)	(73) 特許権者	314015767
(86) (22) 出願日	平成23年7月21日(2011.7.21)		マイクロソフト テクノロジー ライセン
(65) 公表番号	特表2013-538342 (P2013-538342A)		シング, エルエルシー
(43) 公表日	平成25年10月10日(2013.10.10)		アメリカ合衆国 ワシントン州 9805
(86) 国際出願番号	PCT/US2011/044800		2 レッドモンド ワン マイクロソフト
(87) 国際公開番号	W02012/012607		ウェイ
(87) 国際公開日	平成24年1月26日(2012.1.26)	(74) 代理人	100140109
審査請求日	平成26年7月18日(2014.7.18)		弁理士 小野 新次郎
(31) 優先権主張番号	13/021, 484	(74) 代理人	100075270
(32) 優先日	平成23年2月4日(2011.2.4)		弁理士 小林 泰
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100101373
(31) 優先権主張番号	61/400, 061		弁理士 竹内 茂雄
(32) 優先日	平成22年7月21日(2010.7.21)	(74) 代理人	100118902
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 山本 修
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 階層的な飛行時間 (TOF) システムのディエリアシング方法およびシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

位相型飛行時間 (TOF) システムの距離 Z 範囲を階層的にディエリアシングする方法であって、

(a) 変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ を別個に用いて前記 TOF システムからデータを取り込むステップであって、前記 TOF システムを前記変調周波数の内 1 つのみで動作させた場合、 $Z_1, Z_2, \dots, Z_m$ のエリアシング・インターバル範囲が生ずるステップと、

(b) n 個の中間周波数 $f_{DE1}, f_{DE2}, \dots, f_{DEN}$ を、 $f_D < f_{DE1} < f_{DE2} < \dots < f_{DE(N-1)} < f_E$ という関係を有するように順に生成し、 $f_{DE0} = f_D, f_{DEN} = f_E$ と置き、ステップ (a) において取り込んだデータから、 f_D および f_E を含めた中間周波数について、その対応する位相を計算するステップと、

(c) 前記 f_D および f_E を含めた中間周波数を用いて、前記計算した位相を階層的にディエリアシングするステップと、を備えており、

前記 TOF システムが、あたかも非常に低い変調周波数 f_D において動作しているかのように、有効エリアシング・インターバル範囲 $Z_D > Z_k, (k=1 \dots n)$ を与えつつ、同時に前記 TOF システムが高い変調周波数 f_E で動作しているかのような深度分解能確実性を与える、方法であって、

前記ステップ (c) は、

正しいディエリアシング・インターバル m_k を求めることによって、 $f_{DE(k+1)}$ に対応する位相 $\theta_{DE(k+1)}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) について、

10

20

$$\theta_{DEk_{scaled}} \cong \theta_{DE(k+1)} + m_k 2\pi$$

ただし、

$$\theta_{DEk_{scaled}} = \frac{f_{DE(k+1)}}{f_{DEk}} \theta_{DEk}$$

となるように階層的にディエリアシングするサブステップと、
 f_E のアンラップ位相を、

$$\theta_E + m_{N-1} 2\pi + m_{N-1} \frac{f_{DE(N-1)}}{f_{DE(N-2)}} 2\pi + \dots + m_k \frac{f_{DE(k+1)}}{f_{DEk}} 2\pi + \dots + m_1 \frac{f_{DE1}}{f_D} 2\pi \quad 10$$

から求めるサブステップを含み、

前記階層的にディエリアシングするサブステップが、k に順次 0, 1, ..., N-1 を代入して、一度に 1 つの階層ずつ行われることを特徴とする、
 方法。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の方法において、 f_E が、全ての変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ の関数であり、前記関数が、(i) $f_1, f_2, \dots, f_m$ の算術平均、および、(ii) $f_1, f_2, \dots, f_m$ の加重平均の内少なくとも 1 つから選択される、方法。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載の方法を コンピュータで実行するためのプログラム。

【請求項 4】

請求項 1 又は 2 に記載の方法を コンピュータで実行するためのプログラム を記録した記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

[0001] 本発明は、一般的には、深度撮像システムに関し、特に、放出された光エネルギーと検出された反射光エネルギーとの間の位相シフト (θ) を比較することによって、距離 (Z) における深度画像を取り込む飛行時間 (TOF) 撮像システムに関する。 Z の変化は、位相シフト θ の変化を生ずるが、最終的には、位相シフトは繰り返し始め、例えば、 $\theta = \theta + 2 \cdot \pi$ 等となる。つまり、距離 Z は、モジュロ $2 \cdot \pi \cdot C / 2 \cdot \omega = C / 2 \cdot f$ であることが知られており、ここで f は変調周波数である。本発明は、特にノイズが存在するときに、位相シフト θ および距離 Z の検出値間における固有な曖昧さを明確にする (disambiguating) (またはディエリアシング (dealiasing)) することを対象とする。

【背景技術】

【0002】

[0002] 最近の飛行時間 (TOF) システムは、位相 (ϕ) がわかっている変調光エネルギーを放出し、目標から TOF システムに反射して戻って来る光信号の位相シフトを調べることによって、目標物体までの深度距離 (Z) を確認することができる。このような位相型 TOF システムの例が、Canesta 社に授与され Microsoft 社に譲渡された様々な米国特許に記載されている。このような特許には、米国特許第 6, 515, 740 号 "Method for CMOS-Compatible Three-Dimensional Imaging Sensing Using Quantum Efficiency Modulation" (量子効率変調を用いた CMOS 互換三次元撮像検知)、Methods and Devices for Charge Management for Three Dimensional Sensing" (三次元検知のための電荷管理方法およびデバイス) と題する第 6, 906, 793 号、第 6, 678, 039 号 "Method and System to Enhance Dynamic Range Conversion Useable With CMOS Three-Dimensional Imaging" (CMOS 三次元撮像と共に使用可能なダイナミック・レンジ変換を改良する方法およびシステム)、第 6, 587, 186 号 "CMOS-Compatible Three-Dimensional Image Sensing Using Reduced Peak Energy" (使用するピーク・

エネルギーを低減したCMOS－互換三次元画像検知)、第6,580,496号"Systems for CMOS-Compatible Three-Dimensional Image Sensing Using Quantum Efficiency Modulation" (量子効率変調を用いたCMOS互換三次元画像検知)が含まれる。

【0003】

[0003] 本発明は、このような先行技術の位相型TOFシステムと共に用いられるので、この時点でその動作を検討することは有用である。図1Aは、先に引用した特許、例えば、'186特許に基づき、代表的な位相型TOFシステムを示す。

【0004】

[0004] 図1Aにおいて、代表的な位相シフトTOF深度撮像システム100は、IC110上に製作することができる。IC110は、画素検出器140の二次元アレイ130を含み、これらの画素検出器はその動作がシングル・エンドまたは差動型でもよい。好ましくは、画素検出器140の各々は、関連する検出器によって出力される検出電荷を処理するために専用回路150を有する。また、IC110は、好ましくは、マイクロプロセッサまたはマイクロコントローラー・ユニット160、メモリー170 (好ましくは、ランダム・アクセス・メモリ即ちRAM、およびリード・オンリー・メモリー即ちROM)、高速分配可能クロック180、ならびに種々の計算および入力/出力(I/O)回路190も含む。機能の中でもとりわけ、コントローラー・ユニット160は、物体までの距離および物体の速度の計算を実行することができる。

【0005】

[0005] マイクロプロセッサ160の制御の下で、光エネルギー源120は、励起器115によって周期的に付勢され、変調光エネルギーを物体目標20に向けて放出する。エミッタ120は、少なくとも1つのLEDまたはレーザ・ダイオード(1つまたは複数)であり、低パワー(例えば、恐らく1W)の周期的波形を放出し、シャッター時間として知られている時間期間(恐らく10ms)の間、既知の周波数(恐らく数十MHz)の光エネルギー放出を行う。通例、エミッタ120は、近IRで、恐らく800nmの波長で動作する。放出された光エネルギーを合焦するために、レンズ125が一般に用いられる。

【0006】

[0006] 放出された光エネルギー(S_{out} で示す)の一部は、目標物体20の表面で反射される(S_{in} で示す)。この反射光エネルギー S_{in} は、纏めて135で示すアパーチャー・フィールド・ストップ/レンズ(aperture field stop and lens)を通過して、画素または光検出器140の二次元アレイ130に達する。反射光エネルギー S_{in} がアレイ130における光検出器140に入射すると(impinge)、光検出器内部にある光子が放出され、少量の検出電流に変換される。説明を容易にするために、入射する光エネルギーを $S_{in} = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta)$ とモデル化することができる。ここで、Aは明るさまたは光度係数であり、 $\omega \cdot t$ は周期的変調周波数を表し、 θ は位相シフトである。距離Zが変化すると、位相シフト θ が変化し、図1Bおよび図1Cは、放出信号と検出信号との間における位相シフト θ を示す。位相シフト θ データーを処理すると、所望のZ深度情報を得ることができる。アレイ130内において、画素検出電流を積分して、有意な検出信号を蓄積し、深度画像を形成するために用いる。このようにして、TOFシステム100は、取り込んだデーターのフレーム毎に、センサー・アレイ130における各画素検出器140においてZ深度情報を取り込み、供給することができる。

【0007】

[0007] システム100のような位相型TOFシステムにおける信号検出について、本明細書では後に図2Bに関して更に詳しく説明するが、端的に言うと、画素検出情報を少なくとも2つの離散位相、好ましくは0°および90°において取り込み、処理してZデーターを求める。

【0008】

[0008] システム100は、以下に示す飛行時間により、距離Zにおける位相シフト θ を求める。

10

20

30

40

50

【0009】

【数1】

$$\theta = 2 \cdot \omega \cdot Z / C = 2 \cdot (2 \cdot \pi f) \cdot Z / C \quad (1)$$

【0010】

[0009] ここで、Cは光速であり、300,000 Km/秒である。上の式(1)から、距離Zは次の式で示されることになる。

【0011】

【数2】

10

$$Z = \theta \cdot C / 2 \cdot \omega = \theta \cdot C / (2 \cdot 2 \cdot \pi f) \quad (2)$$

【0012】

そして、 $\theta = 2 \cdot \pi$ のとき、変調周波数fと関連のあるエリアシング間隔範囲(aliasing interval range)は、次のように示される。

【0013】

【数3】

$$Z_{AIR} = C / (2 \cdot f) \quad (3)$$

20

【0014】

[0010] 実際には、Zの変化によって位相シフト θ の変化が生ずるが、最終的には、位相シフトは繰り返し始め、例えば、 $\theta = \theta + 2 \cdot \pi$ 等となる。つまり、距離Zは既知のモジュロ($2 \cdot \pi \cdot C / 2 \cdot \omega$) = $C / 2 \cdot f$ となり、ここでfは変調周波数である。つまり、位相シフト θ および距離Zの検出値間には固有の曖昧さがある可能性があり、多周波数方法を採用して、この位相シフト・データーを明確にする、即ち、ディエリアシングする。このため、システム100が距離 Z_1 を報告した場合、実際には、実際の距離は、 $Z_N = Z_1 + N \cdot C / 2 f$ のいずれかである可能性がある。ここで、Nは整数である。この曖昧さの性質は、図1Dおよび図1Eを参照すると一層良く理解できる。

30

【0015】

[0011] 図1Dは、システム100について、検出位相 θ と距離Zとのマッピングである。システム100は、目標物体20について位相角度 θ' を決定したと仮定する。この位相情報は、例えば、50MHzの変調周波数 f_1 において取り込まれた。図1Dに示すように、この特定の位相角度によって表すことができる様々な距離、例えば、 Z_1 、 Z_2 、 Z_4 、 Z_5 等があるが、これらは正しい距離であろうか？図1Dでは、 Z_{AIR1} 、周波数 f_1 において取り込まれたZデーターと関連のあるインターバル範囲(interval range)をエリアシングしたZ距離を表し、 Z_1 から Z_2 、または Z_2 から Z_4 まで、または Z_4 から Z_5 までの距離等である。これら種々の距離 Z_1 、 Z_2 、 Z_4 、 Z_5 は、曖昧であり、正しい距離値を特定するためには、明確化またはディエリアシングを必要とする。明確にする(disambiguate)およびディエリアシングする(dealias)という用語、または明確化およびディエリアシングという用語は、本明細書では相互交換可能に用いることができるものとする。

40

【0016】

[0012] エリアシング・インターバル範囲 Z_{AIR1} の大きさ(magnitude)を増大することによって、Zデーターをディエリアシングすることが望ましい。従来技術の手法の1つでは、これを行う際に、比率 $C / 2 f$ を高める、即ち、変調周波数fを低下させる。式(3)を参照のこと。また、図1Dは、もっと低い変調周波数 f_2 について取り込んだ位相データーも太線で示す。図1Dにおいて、 f_2 は恐らく20MHzであり、 f_2 波形の傾き $d\theta / dz$ は、 f_1 波形の傾きの約半分未満である。ここで、傾き $d\theta / dz$ は、変調

50

周波数 f_m に比例する。図 1 E は、極表現であり、時計回り方向に回転する線として示したベクトルが、速度 $\omega = d\theta / dt = 2\pi f$ で回転する。先行技術のシステム 100 では、少なくとも 2 つの離散した位相、例えば、 0° および 180° において、画素検出器からデーターを取り込む。

【0017】

[0013] つまり、図 1 D では、低い方の変調周波数 f_2 を採用すると、位相 θ' によって表される候補距離値は z_3 、 z_6 等となる。図 1 D においてわかるように、エリアシング・インターバル範囲 Z_{AIR2} は、短い範囲 Z_{AIR1} （高い方の変調周波数 f_1 と関連のある）からより広い範囲 Z_{AIR2} に広がったという利点がある。エリアシング・インターバル範囲増大の比率は、比率 f_2 / f_1 となる。しかし、低い方の変調周波数 f_2 において位相データーを取り込むと、高い方の変調周波数 f_1 において取り込んだ場合よりも、精度 (precision) または分解能が劣る Z 値が得られる。この低精度が生ずるのは、周波数 f_2 の曲線の傾きが、変調周波数 f_1 の傾きの約半分であるからである。つまり、 f_2 において取り込んだ位相の測定値は、 f_1 において取り込んだ位相の誤差よりも、 Z において大きな誤差に転化する。同じ信号／ノイズ比では、 f_1 および f_2 において取り込んだ位相の誤差は同じであるが、低い方の f_2 変調周波数において取り込んだ Z 使用位相 ($Z_{use\ phase}$) における対応する不確実性誤差は、図 1 D の表現に対して約 2 倍の大きさとなる。したがって、全ての事項が等しいとすると、変調周波数を低下させる程、 Z を精度高く決定する際の分解能が低下する（不確実性が大きくなる）望ましくない結果となる。

【発明の概要】

【0018】

[0014] このように、エリアシング範囲インターバルを増大させることは望まれるが、変調周波数 f を低下させることによってそうするのは望ましくない。このディエリアシングに対する変調周波数低下手法は、無駄である。何故なら、変調周波数が低くなる程、エミッタ 120（図 1 A 参照）からの照明電力のワット当たりの画素センサー 140 の精度が低下することを意味するからである。例えば、変調周波数を $1/2.5$ に低下させると、例えば、 $f = 50\text{ MHz}$ から $f = 20\text{ MHz}$ に低下させると、同じ倍率だけエリアシング・インターバルが増大するとう利点がある。例えば、3 m から 7.5 m に増大するが、周囲の日光による効果を見捨てることと仮定して、同様の不確実性性能を達成するためには、動作電力の著しい増大、 $(2.5) \times (2.5) = 6.25$ 倍の増大を要するという不利益が生ずる。更に別の例として、50 MHz および 10 MHz の変調周波数を用いると、ディエリアシング範囲は 3 m から 30 m に増大するが、同じレベルの不確実性を得るためには動作電力が 25 倍増大する。つまり、実際には、単に変調周波数を低下させることによって TOF システムをディエリアシングするには、甚大な性能上の不利益を伴う。

【0019】

[0015] 理想的なのは、TOF システムのディエリアシングによって、高変調周波数には距離分解能を与えつつ、低変調周波数に対して明白範囲 (unambiguous range) を得ることであろう。しかし、ノイズが存在するときのディエリアシングは課題であり、特に高変調周波数、または大きな明白範囲を求めるときには課題となる。

【0020】

[0016] 位相型 TOF システムに求められているのは、特にノイズが存在するときに、 Z データーの結果をディエリアシングする即ち明確にする方法である。好ましくは、ディエリアシングは、高変調周波数とでも、または大きな明白範囲を求めるためにでも、ノイズが存在しても正しく機能してしかるべきである。

【0021】

[0017] 本発明は、位相型 TOF システムにおいてディエリアシングする方法およびシステムを提供する。

[0018] 本発明の実施形態は、位相型飛行時間 (TOF) システムによって取り込まれた深度距離 Z を階層的にディエリアシングする。深度データーは、好ましくは、3 つの変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ において別個に用いて、TOF システムによって取り込む。ここで

、前記 T O F システムを前記変調周波数の内 1 つのみで動作させる場合、エリアシング・インターバル範囲 $Z_1, Z_2, \dots, Z_m$ が得られる。次に、 n 個の中間周波数を $f_{DE1}, f_{DE2}, \dots, f_{DEn}$ 生成し、 $f_{DE1} < f_{DE2} < \dots < f_{DEn}$ の順序に並び替え、これらの対応する位相を、3 つ以上の変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ を用いて別個に取り込んだデーターから計算する。最後に、生成した中間周波数を用いて、別個に、3 つ以上の変調周波数について取り込んだデーターの階層的なディエリアシングを行う。階層的ディエリアシングは、望ましければ、1 回に 1 ステップずつ実行してもよい。

【0022】

[0019] この結果、前記 T O F システムが低変調周波数 f_D で動作したかのように、T O F システムは、有効なエリアシング・インターバル範囲 $Z_D > Z_k$ ($k=1 \dots n$) を規定しつつ、同時に、前記 T O F システムが高い変調周波数 f_E で動作したかのように、深度分解能確実性を与える。好ましくは、高変調周波数 f_E は、全ての変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ の関数であり、この関数は、限定ではなく、 $f_1, f_2, \dots, f_m$ の算術的平均、または $f_1, f_2, \dots, f_m$ の加重平均としてもよい。

【0023】

[0020] 一実施形態では、中間周波数 $f_{DE1}, f_{DE2}, \dots, f_{DEn}$ の選択は、連続である必要はないがここでは簡略化のために示す 2 つの周波数 $f_{DE(k+1)} / f_{DEk}$ に基づくことができる。この比率は、不確実性の要件によって決定される比率に制限される。

【0024】

[0021] 他の実施形態では、階層的ディエリアシングは、段階的シーケンスで実行することもできる。これは、 f_D の位相を用いた第 1 ディエリアシング位相データー f_{DE1} と、 f_{DE1} の位相を用いた f_{DE2} のディエリアシング位相とを含む。望ましければ、各ステップにおいて、最後のステップまで、 f_{DEk} の位相を用いて、 $f_{DE(k+1)}$ の位相をディエリアシングする。最後のステップにおいて、 f_{DEn} の位相を用いて位相 f_E をディエリアシングして、 f_E のアンラップ位相 (unwrapped phase) を求める。一実施形態では、 f_E のアンラップ位相は、階層的ディエリアシングの最後のステップにおいて、 f_{DEn} を用いて各変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ のディエリアシング位相を用い、次いで、 f_E と $f_1, f_2, \dots, f_m$ との間の関数を用いて、 f_E のアンラップ位相を得ることによって、計算可能である。

【0025】

[0022] 一実施形態では、 f_{DEk} の周波数を用いて $f_{DE(k+1)}$ の位相をディエリアシングする各ステップにおいて、直前のディエリアシング・ステップからの $[0, 2\pi]$ サイクル内で補正した f_{DEk} の位相サイクルを用いて、 f_{DEk} のサイクル内において補正した $f_{DE(k+1)}$ の位相サイクルを求める。次いで、これによって、完全な明白範囲 Z_D 内において補正した $f_{DE(k+1)}$ の正しいサイクル、または f_D のサイクルを求めることが可能になる。

【0026】

[0023] 本発明は、データーをディエリアシングすることに成功する困難さが、比率 f_E / f_D が高くなる程、高くなることを認識した。これは、 θ_{DS} を計算するために θ_E を用いるときに、 θ_E におけるノイズがこの比率によって増幅されるからである。その結果、高い有効周波数 f_E に対応する高い変調周波数では、または小さな差周波数に対応する非常に大きな明白範囲 f_D では、このように増幅されたノイズは、ディエリアシング・インターバル K を推定するとき、誤った結果を生ずる。この結果は、明白範囲の中央でエリアシングを生じさせる可能性がある。

【0027】

[0024] 本発明の実施形態は、ハードウェアおよび／またはソフトウェアで実現することができ、このハードウェアおよび／またはソフトウェアは、本発明を実施する T O F システムの一部であってもよい。本発明の実施形態による階層的ディエリアシングは、比較的損失が少ないことが望ましい。

【0028】

[0025] 本発明のその他の特徴および利点は、添付図面と関連付けて好ましい実施形態を詳細に明記した以下の詳細な説明から明らかとなろう。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図1A】図1Aは、先行技術による位相型飛行時間三次元差撮像システムを示すブロック図である。

【図1B】図1Bは、先行技術による図1Aの撮像システムと関連のある放出および反射光エネルギー波形を示す。

【図1C】図1Cは、先行技術による図1Aの撮像システムと関連のある放出および反射光エネルギー波形を示す。

【図1D】図1Dは、先行技術にしたがって、2つの変調周波数に対して取り込んだ位相対距離Zの関係を示し、更にエリアシング・インターバル、および距離曖昧さを示す。

【図1E】図1Eは、先行技術にしたがって、変調周波数の関数として取り込んだ位相データーの極表現である。

【図2A】図2Aは、米国特許出願第12/459,033号の実施形態による、ディエリアシングを用いる位相型飛行時間三次元撮像システムを示す。

【図2B】図2Bは、本発明の実施形態による0°、および180°、90°および270°における位相キャプチャ例の詳細を示す。

【図3】図3は、米国特許出願第12/459,033号の実施形態による、2つの接近した変調周波数および仮想周波数 f_D 、 f_E 、および f_{DS} に対して取り込んだ位相対距離Zの関係、ならびに結果的に得られた大きなエリアシング・インターバル Z_{AIR} を示す。

【図4A】図4Aは、米国特許出願第12/459,033号の実施形態による、1つの画素検出器からの8つの異なるキャプチャのシーケンス、ならびに結果的に得られた位相シフトおよびフレーム構造(construction)を示す。

【図4B】図4Bは、米国特許出願第12/459,033号の実施形態にしたがって、4つの隣接する画素検出器が1回のキャプチャにおいて4つの位相を取り込むシーケンス、ならびにその結果得られた位相シフトおよびフレーム構造を示す。

【図4C】図4Cは、米国特許出願第12/459,033号の実施形態にしたがって、同じ画素検出器からのデーターを用いて各位相におけるキャプチャからオフセットを打ち消すシーケンス、ならびにその結果得られた位相シフトおよびフレーム構造を示す。

【図4D】図4Dは、米国特許出願第12/459,033号の実施形態にしたがって、 θ_E の直接計算を行うシーケンスを示し、更にその結果得られた位相シフトおよびフレーム構造を示す。

【図5】図5Aは、米国特許出願第12/459,033号の最小公倍ディエリアシング実施形態にしたがって、2つの変調周波数を用いて決定した目標物体の実位置および仮想位置を示す。図5Bは、米国特許出願第12/459,033号の最小公倍ディエリアシング実施形態にしたがって、2つの変調周波数を用いて決定した目標物体の実位置および仮想位置を示す。

【図6】図6は、本発明の実施形態による、階層的なディエリアシングを用いる、位相型飛行時間三次元撮像システムを示す。

【図7】図7Aは、本発明の実施形態による、階層的ディエリアシングにおける種々のステップに対する位相対距離Zの関係を示す。図7Bは、本発明の実施形態による、階層的ディエリアシングにおける種々のステップに対する位相対距離Zの関係を示す。図7Cは、本発明の実施形態による、階層的ディエリアシングにおける種々のステップに対する位相対距離Zの関係を示す。

【発明を実施するための形態】

【0030】

[0040] 本発明の実施形態は、少なくとも3つの周波数を用いて飛行時間(TOF)位相を階層的にディエリアシングする方法およびシステムを実現し、図6から図7Dを参照しながら説明する。従来のディエリアシングは、2つの周波数の使用を拠り所とする。しかしながら、3つ以上の周波数を用いると、ノイズを著しく増大することなく、TOFシステムの明確な距離を大幅に延長できるという利点がある。本発明の態様は、位相の確率

10

20

30

40

50

分布、および楕円補正の態様を含む、階層的ディエリアシングに取り組むことができる。

【0031】

[0041] しかしながら、階層的三次元周波数ディエリアシングの一層深い認知および理解は、最初に米国特許出願第12/459,033号による二周波数ディエリアシングを検討することによって得られる。米国特許出願第12/459,033号によるディエリアシングは、損失がなく、低変調周波数に対応する、比較的大きなエリアシング・インターバル範囲を与えることができるという利点がある。これは、最も高い変調周波数 f_m に近い変調周波数に対応する、所与のZ値に関して高い精度確実性も与えつつ、達成された。最初に、米国特許出願第12/459,033号の説明を、図2Aから図5Bを参照しながら行う。

10

【0032】

[0042] 図2Aは、図1A～図1Cに関して説明したものと同様の位相型TOFシステム200を示すが、米国特許出願第12/459,033号の実施形態を実現するために追加のコンポーネント210およびソフトウェア220が含まれていることを除く。したがって、ソフトウェア220および210は、TOFシステム200のディエリアシング・サブシステムと見なすこともできる。出力DATA'は、図1AにおいてTOFシステム100によってDATAとして提供される情報を含むこともできる。システム100（図1A）または200（図2A）のようなTOFシステムは、正常な状態では、何らかの最大変調周波数 f_m 、おそらく100MHzで動作可能である。これは、本システムを f_m よりも高い変調周波数で動作させることができないと言おうとしているのではなく、このような更に高い変調周波数では、システムの性能が最終的に劣化することがわかっている。つまり、 f_m は、システムが正常に動作可能な最も高い変調周波数を示すのであって、動作させることができる最も高い変調周波数を示すのではないことは言うまでもない。

20

【0033】

[0043] システム200のディエリアシング動作について説明する前に、図2Bを参照して、多位相検出について端的に説明することは有用である。図2Bは、アレイ130内にある多くの光検出器(PD)の内2つ、即ち、光検出器140-1および140-Nと、それらと関連のある電子回路の一部、即ち、150-1、150-Nを示す。この特定の実施形態は、量子効率(QE: quantum efficiency)変調差動光検出器または画素140を採用しており、その画素検出情報を少なくとも2つの離散位相0°および90°において取り込み、更に好ましくは、4つの離散位相0°および180°、90°および270°において取り込む。これらの画素検出器の離散位相動作を、検出しようとしている位相シフト・データー θ と混乱してはならない。これらの離散位相は、変調器115と光エネルギー・エミッタ120との間におけるシフトを表し、一方検出しようとしている位相シフト・データー θ は、エミッタ120から放出された光エネルギー S_{out} と、アレイ130（図2A参照）における画素検出器140との間のシフトである。

30

【0034】

[0044] 離散位相で取り込まれる検出位相データーを、ここでは、キャプチャ C^0 および C^{180} 、 C^{90} および C^{270} で示し、米国特許出願第12/459,033号にしたがって、ディエリアシングを実現するために処理する。4つの位相を用いた取り込みは、いわゆる固定パターン・オフセットを除去するには好ましい。 C^0 の取り込みによってデーターが得られるが、0からの誤差オフセットを含むかもしれない。例えば、値 C^0 は、検出すべき信号がないときに0ではないかもしれない。同様に、 C^{180} の取り込みは、同じであるが反転したデーターを有するはずであり、同じ固定パターン・オフセットを有する。減算($C^0 - C^{180}$)を行い、そして好ましくは減算($C^{90} - C^{270}$)も行うことによって、位相およびZデーター情報を保存し、固定パターン・オフセットを打ち消すという利点がある。しかしながら、シングル・エンド位相検出器、およびQE変調検出を採用しない検出システムから得られる多位相TOFデーターをディエリアシングするためにも、米国特許第12/459,033号の実施形態を用いることができる。

40

【0035】

50

[0045] 位相角 θ は、以下のように、キャプチャ C^0 、 C^{90} 、 C^{180} 、 C^{270} から計算することができる。

【0036】

【数4】

$$\theta = \text{atan2}(C^{90} - C^{270}, C^0 - C^{180}) \quad (4)$$

【0037】

ここで、 $\text{atan2}(X, Y)$ は、 $\text{atan}(Y/X)$ に対応する三角関数である。

[0046] 図2Bに示すものの構成および動作は、先に引用した米国特許第6,580,496号および第7,906,793号における固定位相遅延実施形態(図10)に関して説明したものと同様である。図2Bでは、各QE変調差動画素検出器、例えば、140-1からの検出生成光電流が差動的に検出され(DIF.DETECT)、差動的に増幅されて(AMP)、信号 $B \cdot \cos(\theta)$ 、 $B \cdot \sin(\theta)$ を生成する。ここで、Bは明るさ係数であり、Aは固定離散 C^0 または C^{90} 位相シフト遅延(DELAY)であり、更に好ましくは、固定 C^0 または C^{180} または C^{90} または C^{270} 位相シフトは、位相選択制御信号(PHASE SELECT)に応答して切り替え可能に挿入可能である。位相選択制御信号は、クロック・ユニット180'によって命令する(command)することができる。位相データー、例えば、 C^0 および C^{180} 、 C^{90} および C^{270} は、これらの離散位相において、画素検出器から取り込まれる(acquired or captured)。このような位相検出についての更に詳細な説明は、先に引用した特許において見いだすことができるが、限定ではなく、固定離散位相シフトは、クロック・ユニット180'によって挿入することもでき、その信号は、検出器アレイ130を駆動するために用いられる。あるいは、固定離散位相シフトは、変調器115によって導入することもできる。図2Bを参照のこと。

【0038】

[0047] 米国特許出願第12/459,033号によれば、好ましくは互いに接近し、各々通例システム最大変調周波数(f_m)よりも低い変調周波数 f_1 および f_2 を組み合わせる。その結果各々から取り込まれる位相データーを、 θ_1 および θ_2 と呼ぶこととし、次の2つの目標を達成するために用いる。(1)低レベルのZ分解能不確実性を生成するシステム200から高変調周波数測定値の等価値(equivalent)を得る、および(2)長いエリアシング・インターバルZ範囲を与えるシステム200からの低変調周波数測定値の等価値を得る。このようにして、近似Z範囲を長いエリアシング・インターバルから決定し、一方高変調周波数測定値からZ値の更に正確な(precise)決定を行う。

【0039】

[0048] 再度図2Aを参照する。ソフトウェア220は、プロセッサ160によって実行すると、コンポーネント210のためにクロック回路180'の通常動作を変更することができる。つまり、システム200は、少なくとも第1および第2周波数 f_1 、 f_2 を用いて動作させられる。ここで、 $f_1 > f_2$ であり、 f_1 は f_m に近く、好ましくは f_m の約40%以内にあり、 f_2 は、 f_1 の約35%以内にあり、好ましくはもっと近い。つまり、 f_1 は、 f_m が例えば100MHzである場合に、 f_1 が約60MHzから高くても100MHzの周波数を有するように、 f_m の周波数の約60%から100%の範囲にあることができる。同様に、 f_2 の範囲は、 f_1 が例えば90MHzである場合に、 f_2 が約58.5MHzから約89.1MHzの周波数を有するように、 f_1 の周波数の約65%から約99%となる。

【0040】

[0049] 米国特許出願第12/459,033号によれば、変調周波数 f_1 および f_2 を用いると、システム200が($f_1 - f_2$)に好ましくは比例する非常に遅い(slow)変調周波数 f_D で動作させられていた間に位相データーが収集されたかのように、ディエリアシング・インターバルに関してシステム200を機能させる(behave)。例えば、変調周波数 f_1 におけるシステム200の動作がエリアシング・インターバル範囲 Z_{AIR1} を与え、変調周

10

20

30

40

50

波数 f_2 におけるシステム200の動作がエリアシング・インターバル範囲 Z_{AIR2} を与えると仮定する。米国特許出願第12/459,033号の実施形態は、変調周波数 f_1 および変調周波数 f_2 において取り込んだデーターを処理して、有効エリアシング・インターバル範囲 $Z_{AIRD} > Z_{AIR2} Z_{AIR1}$ を得る。

【0041】

[0050] 更に、好ましくは互いに接近する変調周波数 f_1 および f_2 のこのような使用では、システム200が f_m に近い高い有効変調周波数、恐らく $(f_1 + f_2)/2$ または f_1 および f_2 の他の組み合わせで動作して位相データーを収集していたかのように、Z測定値の高い分解能精度(good resolution precision)が得られた。尚、周波数 $(f_1 - f_2)$ 、 $(f_1 + f_2)/2$ 、またはこれらの変調周波数の他の組み合わせは、実際には数学的構造(mathematical construct)または仮想周波数であり、システム200は物理的にはこれらの仮想周波数では動作しないことを注記しておく。勿論、2つよりも多い変調周波数 f_1 、 f_2 を用いてもよいことは言うまでもなく、これらの異なる変調周波数は、好ましくは互いにそして f_m に周波数が近い。また、多数の変調周波数を用いると、Z分解能確実性または精度は、TOFシステムが変調周波数 f_1 で動作していた間にだけ取り込んだデーターを処理し、変調周波数 f_2 において取り込んだデーターを無視した場合、または変調周波数 f_2 において動作し変調周波数 f_1 で取り込んだデーターを無視した場合よりも、高くなる。

【0042】

[0051] 図3に示すことから認められるであろうが、 f_m を低下させてシステム効率の損失を伴う先行技術とは対照的に、米国特許出願第12/459,033号の実施形態では、システム200を高い周波数、好ましくは、 f_m に近い周波数で動作させて、高いシステム動作効率を維持する。更に、変調周波数 f_1 および f_2 は好ましくは互いにそして f_m に近いので、1つの変調周波数において画素検出器140によって取り込まれた位相情報を、他の変調周波数（または、2つよりも多い変調周波数が採用される場合には、複数の周波数）において取り込まれたデーター・フレームと共有することができる。

【0043】

[0052] 図3は、米国特許出願第12/459,033号による位相対距離Zのプロットである。第1変調周波数 f_1 を用いて取り込まれた位相データーの波形が示されており、このデーターを θ_1 と呼ぶ。説明の目的上、 f_1 が約50MHzであると仮定する。また、図3は、多少低い第2変調周波数 f_2 を用いて取り込まれた位相データーのプロットも示し、そのデーターを θ_2 と呼ぶ。説明の目的上、 f_2 は約31MHzであると仮定し、したがって、その傾きは f_1 波形のそれよりも小さく、その周期（またはエリアシング・インターバル範囲）は長い。 f_1 および f_2 のこれら代表値に対して、システム200に対する f_m の典型的な値は、70MHzになるであろう。図における明確さを高めるために、 f_2 波形は、 f_1 波形よりも太い線で描かれている。図1Dに記載したプロットと同様、 2π の位相倍数において、データーは折り返す(fold over or wrap around)。この折り返しのために、本明細書では後に記すように、 θ_E および θ_{DS} の計算がいくらか複雑になる。

【0044】

[0053] 先に注記したように、米国特許出願第12/459,033号の一態様または目標は、システム200があたかも比較的低い変調周波数を用いて、段階的に調整した位相データー(phased phase data)を取り込むかのように見えさせることによって、大きなエリアシング・インターバル範囲 Z_{AIR} を得ることであった。以下の説明では、好ましくは f_1 および f_2 の関数である差周波数 f_D を定義し、更に位相差 $\theta_D = (\theta_1 - \theta_2)$ を定義することによって、大きなエリアシング・インターバル範囲に適した低い変調周波数を与えるという目標を達成することを実証する。限定ではなく、 f_D の関数例は、差関数 $(a \cdot f_1 - b \cdot f_2)$ とすることができ、ここでaおよびbは重み係数とするとよい。

【0045】

[0054] 数学的に、位相遅延 θ は、絶対ターゲット距離Zに関して次のように表すことができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 6 】

【数 5】

$$\theta = 2\pi \left(\frac{2fZ}{c} + N \right) \quad (5)$$

【 0 0 4 7 】

[0055] 式 (5) を微分することによって、次の式を得る。

【 0 0 4 8 】

【数 6】

$$\delta\theta = \frac{4\pi Z \delta f}{c} \quad (6)$$

10

【 0 0 4 9 】

[0056] したがって、絶対（ディエリアシングした）距離 Z_{ABS} は、次の式で示される。

【 0 0 5 0 】

【数 7】

$$Z_{ABS} = Z = \frac{c \delta\theta}{4\pi \delta f} \quad (7)$$

20

【 0 0 5 1 】

[0057] この場合、式 (7) における微分は、精度を失うことなく、小さな差と置き換えて、次の式を得ることができる。

【 0 0 5 2 】

【数 8】

$$Z = \frac{c \Delta\theta}{4\pi \Delta f} \quad (8)$$

【 0 0 5 3 】

[0058] 式 (8) は、 θ_D である $\Delta\theta$ から（即ち、 $\theta_1 - \theta_2$ ）そして Δf から、 Z を決定できることを示す。尚、これは、変調周波数 $\Delta f = f_D = f_1 - f_2$ および位相 $\Delta\theta = \theta_D = \theta_1 - \theta_2$ から Z を決定するために用いるのと同じ式であることを注記しておく。つまり、 f_1 、 f_2 、 θ_1 、 θ_2 が分かれば、実際の変調周波数が物理的に $(f_1 - f_2)$ であるときの Z の計算と類似する、距離 Z の測定値を計算することができる。これは、システム 200 があたかも非常に低い変調周波数で動作している間に位相データーを取り込んでいたかのように、大きなエリアシング・インターバル範囲を得る、変調周波数 f_1 および f_2 の組み合わせを表す。勿論、この目標を達成するためには、 f_1 および f_2 の他の多くの組み合わせを用いることもでき、2つよりも多い変調周波数、例えば、 f_1 、 f_2 、 $f_3 \dots$ も採用することもできる。好ましくは、これらの変調周波数の内最も高い周波数 f_1 が、システムの最も高い最大変調周波数 f_m に近く、 f_m の少なくとも 40% 以内に入る。好ましくは、種々の変調周波数の内少なくとも互いに最も近い周波数は、互いの約 ± 35% 以内であり、好ましくはそれよりも互いに近い。

30

40

【 0 0 5 4 】

[0059] 好ましくは、最大変調周波数 f_m は T O F システム 200 の最適動作点に近い。これが意味するのは、 f_m が動作効率の最大値に近く、したがって、システム動作効率の曲線が f_m の近傍では比較的平坦になるということである。一般に、この最大値は非常に平坦であり、したがって、動作周波数 f_1 および f_2 もシステム 200 の最適動作条件に近くなる。

【 0 0 5 5 】

[0060] Z 分解能不確実性の所望の低レベルに対応する非常に有効な（例えば、仮想的

50

な) 変調周波数を実現するときの設計考慮事項について、これより米国特許出願第 12 / 459, 033 号にしたがって紹介する。変調周波数 f_1 および f_2 で動作するシステム 200 (図 2 A 参照) から得られた位相データーを組み合わせ、周波数 f_E における有効 (仮想) 周波数測定値を求める。変調周波数 f_1 または変調周波数 f_2 で動作するシステム 200 のみから得られたデーターの使用ではなく、米国特許出願第 12 / 459, 033 号の実施形態は、双方の変調周波数において取り込んだデーターを組み合わせ、Z データーの不確実性を更に低下させる利点がある (尚、追加の変調周波数、例えば、 f_3 、 f_4 、... も用いた場合、システム 200 がこれらの変調周波数において動作していた間に取り込まれた位相データーも用いることが好ましい)。

【0056】

10

[0061] 用いた全ての変調周波数 (例えば、現在の例においては、 f_1 および f_2) からの位相データーを組み合わせ、位相データー測定値におけるノイズを平均化し、 f_1 または f_2 のみから取り込んだデーターだけを用いて得られるノイズよりもノイズが低減するという利点がある。更に、変調周波数 f_1 および f_2 は最大変調周波数 f_m に比較的近いことが好ましいので、各測定値は、比較的高い精度および低減したノイズと共に得られる。一般に、互いに近い周波数同士 f_1 および f_2 では、システム 200 の機能 (behavior) はある程度同様となる。有利なことに、周波数 f_1 および f_2 からのデーターを組み合わせ後に得られる不確実性は、変調周波数 f_1 または変調周波数 f_2 のみを道いて位相データーを取り込んだときの約 0.7 倍になる。

【0057】

20

[0062] このように、米国特許出願第 12 / 459, 033 号の第 2 の態様は、異なる (しかし、互いに近いことが好ましい) 変調周波数において動作しているシステム 200 によって取り込まれた位相データーを組み合わせ、低い Z 分解能不確実性が得られる高い変調周波数におけるシステムの動作をエミュレートすることに関する。いくつかの具体的なデーター組み合わせ方法についてこれより説明するが、多くの他の組み合わせも用いることができることは言うまでもない。

【0058】

[0063] この第 2 の態様または目標に関して、1 つの手法は、変調周波数 f_1 において得られたキャプチャ ($C_1^0, C_1^{90}, C_1^{180}, C_1^{270}$) からアレイ 130 (図 2 A および図 2 B 参照) における画素検出器 140 からの生データー読み取り値を組み合わせ、そしてこの生データーを、周波数 f_2 において得られたデーター読み取り値 ($C_2^0, C_2^{90}, C_2^{180}, C_2^{270}$) に加算して、($C_1^0 + C_2^0, C_1^{90} + C_2^{90}, C_1^{180} + C_2^{180}, C_1^{270} + C_2^{270}$) を生成することである。この組み合わせの例は、極表現においてそれぞれの位相ベクトルを互いに加算して、和ベクトルに対して位相角を得ることと等価である。

30

【0059】

[0064] ここで、所与の距離 Z にある目標物体 20 についての位相ベクトルの極表現が、変調周波数 f_1 または変調周波数 f_2 において動作しているシステム 200 によって取り込まれた場合について検討する。(図 1 E は、1 つの位相ベクトルに対する極形式と見なすこともできる。) 位相ベクトルは、変調周波数 f_1 、 f_2 におけるキャプチャに対して、極形式ではそれぞれ $V_1 = (\rho, \theta_1)$ および $V_2 = (\rho, \theta_2)$ と表現することができる。説明を容易にするために、変調周波数の小さな変化は変調コントラスト (modulation contrast) に影響を及ぼさず、したがって V_1 および V_2 は双方とも同じ大きさ ρ を有すると仮定する。(「変調コントラスト」という用語は、画素検出器 140 における収集効率の尺度、例えば、信号 S_{in} からの着信光子エネルギーをどのようにに取り込み、検出信号に変換するかを示す。高い変調コントラストが望ましい。)

40

[0065] 位相ベクトル $V_1 = (\rho, \theta_1)$ および $V_2 = (\rho, \theta_2)$ を加算すると、次の式が得られる。

【0060】

【数 9】

$$V_1 + V_2 = (2\rho \cdot \sin((\theta_1 - \theta_2)/2), (\theta_1 + \theta_2)/2) \quad (9)$$

【0061】

[0066] つまり、 $(\theta_1 - \theta_2)$ が π の倍数でない場合、ベクトルをヌル(null)にする $(V_1 + V_2)$ の位相は、変調周波数 $(f_1 + f_2)/2$ において測定した目標物体 20 に対する位相ベクトルと同じ位相 $(\theta_1 - \theta_2)/2$ となる。しかしながら、実際には、変調コントラストは周波数と共に変化するので、この追加方法の実施が複雑になる。別の複雑なことは、温度による変調コントラスト比の変化であり、このために数学的計算が扱い難くなる。

10

【0062】

[0067] 代替実施形態では、変調周波数 f_1 および f_2 における 2 つの測定値 θ_1 および θ_2 からの実際の位相角自体を組み合わせて有効位相角 θ_E を求める。通例、位相角の平均値 $(\theta_1 + \theta_2)/2$ を用いるが、実際の位相角の他の組み合わせも可能である。

【0063】

[0068] 先に注記したように、 θ_E および θ_D の値は、種々の方法で決定することができる。これらの値を得るために用いられる具体的な方法には関係なく、好ましくは、図 3 によって示すように、 θ_E および θ_D の双方を用いて距離 Z を決定する。図 3 は、 f_1 、 f_2 、 $f_D = (f_1 - f_2)$ 、および $f_E = (f_1 + f_2)/2$ とそれぞれ関連付けられた位相角 θ_1 、 θ_2 、 $\theta_D = (\theta_1 - \theta_2)$ および $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2)/2$ を示す。尚、 $Z=0$ について 0 になるように、 θ_1 および θ_2 を正規化することを注記しておく。また、図 3 は、 θ_{DS} も示す。 θ_{DS} は、 θ_D から $\theta_{DS} = \theta_D \cdot f_E/f_D$ として導き出すことができる。角度 θ_{DS} は、 θ_E と同じ周波数に対応し、したがって、図 3 に示すように、 θ_E と同じ傾きを有する。しかしながら、角度 θ_{DS} は数学的に θ_D から導き出されるので、 θ_D と同じ大きなエリアシング・インターバルを有する利点がある。このエリアシング・インターバルを、 Z_{AIR} と呼ぶ。

20

【0064】

[0069] 尚、 θ_1 および θ_2 の折り返し(foldover or wrap around)の繰り返しの考慮するために、 θ_D および θ_E の双方を調節することを注記しておく。例えば、 θ_E の最初のエリアシング・インターバルの終端の前に、 θ_1 が折り返す。単純に $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2)/2$ を計算すれば十分なのではない。何故なら、 θ_1 が折り返すと、 θ_E は π だけ減少するからである。しかしながら、 $\theta_1 < \theta_2$ であるとき、 θ_1 は既に折り返しており、したがって π を θ_E に加算しなければならないことがわかる。このような三角関数的補正(trigonometric correction)は当技術分野では周知であり、データーに対して既に行われていると仮定する。

30

【0065】

[0070] このように θ_E および θ_D をしかるべく三角関数的に補正し終わると、 θ_{DS} および θ_E は同じ傾きを有しそのエリアシング・インターバルだけ異なるので、ノイズがなければ、 $\theta_{DS} = \theta_E + K 2\pi$ に従う。 K は、 θ_E のエリアシング・インターバルのインデックスを表す整数である。ノイズがあると、 $\theta_{DS} = \theta_E + K 2\pi$ となる。正しいエリアシング・インターバルを求めるには、 $(\theta_{DS} - \theta_E + K 2\pi)$ の絶対値を最小にする K を選択することが必要となる。すると、 $\theta_E + K 2\pi$ は高精度な Z の尺度を表すが、エリアシング・インターバルは未知である。式 $\theta_E + K 2\pi$ は、 θ_E のディエリアシングされた値を表す。勿論、目標物体は、 f_D に対するエリアシング・インターバルよりも短い距離のところにありと仮定する。なお、 K に適した値を決定するために、他の同等な数学的手法を採用してもよいことは言うまでもない。

40

【0066】

[0071] しかるべき差周波数 f_D を選択することは重要である。 f_D が大きすぎると、 f_D に対する対応するディエリアシング・インターバルが小さくなりすぎる場合がある。逆に、 f_D が小さすぎると、 f_D における Z 測定の分解能確実性が大きくなりすぎる可能性がある。

50

つまり、差周波数 f_D は、分解能不確実性に影響を及ぼすノイズ拘束を受け、できるだけ小さい方がよい。エリアシング・インターバル・インデックス K は、適性なディエリアシング・インターバルが確実に選択されるために、高い確実性で決定されなければならない。

【0067】

[0072] $f_D < f_E$ と仮定すると、 $\text{error}(\theta_{D_S}) > \text{error}(\theta_E)$ となり、一般に θ_E からの誤差を無視することができる。 $K_S = ((\theta_{D_S} - \theta_E) / 2\pi)$ とする。すると、 K が K_S に最も近い整数となる。正しい K を求めるためには、 K_S の誤差は < 0.5 でなければならない、これが意味するのは、 $\theta_{D_S} / 2\pi = \theta_D \cdot f_E / f_D / 2\pi$ の誤差が 0.5 よりも相当小さくなければならないということである。

【0068】

10

[0073] これより、以下の章において、米国特許出願第12/459,033号にしたがって変調周波数 f_1 および f_2 に対する正しいキャプチャ・シーケンスを特定する手法例について説明する。ディエリアシングされたフレームを生成するには、多くの異なるキャプチャ・シーケンスを用いることができる。フレームは、センサー・アレイ130によって取り込まれた完全なZ画像を表し、このアレイにおける各画素検出器140が、目標物体20からの対応するZ値と関連付けられていると言う。システム200における画素検出器140は一度に1回のキャプチャしかできないと最初に仮定する。この仮定の下では、シーケンス例は次のようになる。

【0069】

[0074] 第1の事例を図4Aに示す。この図では、8回の異なるキャプチャを通じて同じ画素検出器を順次用いて(sequenced)して所望の位相シフト・データー θ_1 、 θ_2 を取り込むと仮定する。つまり、図4Aに示すように、システム200が変調周波数 f_1 で動作しており、一連のキャプチャ $C_1^0, C_1^{90}, C_1^{180}, C_1^{270}$ がときの経過と共に取り込まれる。次に、システム200が変調周波数 f_2 で動作しており、一連のキャプチャ $C_2^0, C_2^{90}, C_2^{180}, C_2^{270}$ が取り込まれ、その後システムは変調周波数 f_1 における動作に戻され、一連のキャプチャ $C_1^0, C_1^{90}, C_1^{180}, C_1^{270}$ が行われる等となる。このように、図4A(図4Bから図4Dにおいても同様)では、関連のある一連のキャプチャの直下に表示されている位相情報は、関連する変調周波数で動作するシステム200によって取り込まれた位相データーである。つまり、下付文字1は、変調周波数 f_1 と関連のあるキャプチャを示し、下付文字2は、変調周波数 f_2 と関連のあるキャプチャを示す。位相情報の直下に表示されているフレーム情報は、図示されているシーケンスにしたがって、どのようにフレームを組み立てるのが好ましいのかを示す。一旦 θ_1 および θ_2 が決定されたなら、 θ_E を $(\theta_1 + \theta_2) / 2$ から計算することができる。

20

30

【0070】

[0075] 図4Bは、他のシーケンス例を示し、ここでは、画素アレイにおいてブロックとして示される4つの隣接する画素検出器を用いて、1回のキャプチャにおいて4つの位相全てを取り込む。図4Aの8回のキャプチャから成るシーケンスは、8つのキャプチャ全てを取り込むための時間長による動きのぶれを生ずる虞れがあるが、図4Bに示すシーケンスは本来動きのぶれが少ない。しかし、図4Bでは、異なる画素からのデーターを用いて、 $C^0 - C^{180}$ オフセット打ち消しが行われ、オフセットが完全には打ち消されないことから、性能が低下する可能性がある。以前と同様に、 $(\theta_1 + \theta_2) / 2$ によって θ_E を計算する。

40

【0071】

[0076] 図4Cは、更に他のシーケンス配列例を示す。これは、ブロックとして示す同じ画素検出器によって、 $C^0 - C^{180}$ オフセット打ち消しに関して位相毎のキャプチャを打ち消す。この構成では、性能は非常に高く、動きのぶれは容認可能である。以前と同様に、 $(\theta_1 + \theta_2) / 2$ によって θ_E を計算する。

【0072】

[0077] 図4Dは、位相 θ_1 および位相 θ_2 に $C^0 - C^{180}$ オフセットが補正されていない代替実施形態を示す。その結果、データー品質はいくらか貧弱であるが、 θ_E を直接キャ

50

プチャ $C_1^0 + C_2^{180}$ および $C_1^{90} + C_2^{270}$ から計算できるという利点がある。この方法については既に説明しており、 C_2^{180} が C_2^0 と交換され、 C_2^{270} が C_2^{90} と交換される。利点を挙げると、 θ_E のデータ品質が高いことであるが、 $\theta_D = \theta_1 - \theta_2$ の品質が低く、その結果、ディエリアシング・インターバル判断の品質が影響を受ける。

【0073】

[0078] 明示的には図示しない代替実施形態が、図4Dのそれに類似するが、 θ_E を $(\theta_1 + \theta_2)/2$ から計算する。先に注記したように、取り込んだ位相角は、好ましくは、 $Z = 0$ についてゼロから開始するように正規化する。この代替実施形態では、 θ_1 および θ_2 間における正規化前の差が小さい場合、 θ_1 および θ_2 においてオフセットによって誘発される誤差は、互いに逆であり、 $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2)/2$ において部分的に打ち消されるという利点がある。Oが仮定される小さなオフセットであるとする、式(4)から、 $\theta_1 = \text{atan2}(C_1^0 + 0, C_1^{90} + 0)$ 、そして $\theta_2 = \text{atan2}(-C_2^{180} + 0, -C_2^{270} + 0)$ となる。変調コントラストが、変調周波数 f_1 および f_2 の双方について同様であり、 θ_1 、 θ_2 である場合、 C_1^0 、 C_2^{180} 、および C_1^{90} 、 C_2^{270} となる。つまり、 $\theta_1 = \text{atan2}(C_1^0 + 0, C_1^{90} + 0)$ 、および $\theta_2 = \text{atan2}(C_1^0 - 0, C_1^{90} - 0) + \pi$ となる。したがって、位相 θ_1 および θ_2 は逆方向に、オフセット0に関してほぼ等しい量だけ動く。このように、和 $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2)/2$ において、オフセット0の効果は部分的に打ち消されるという利点がある。高度なTOFシステムの中には、飛行時間画素がキャプチャ毎に1つよりも多い位相または変調周波数を取り込むものもある。例えば、このような多位相・キャプチャ画素は、これらが同時に C_1^0 および C_1^{90} を取り込むかのように効果的に機能する。このような有効な機能は、例えば、異なる変調周波数および／または位相間において素早くタイム・スライシング(time slicing)または時間多重化(time-multiplexing)を行うことによって、あるいは異なる変調周波数および／または位相において動作する多数の検出器を用いることによって、実装することができる。このような画素を用いると、ディエリアシングしたフレームに対してシーケンスを組み立てる時間が大幅に短縮される。本明細書において先に説明した基本的な方法でも同じである。

【0074】

[0079] これまで、説明した種々のディエリアシングの実施形態は無損失であり、例えば、ディエリアシングを実行しても、TOFシステムの性能上の不利益は非常に少なかった。損失のある、いわゆる最小公倍数(LCM)ディエリアシングの実施形態について、これより図5Aおよび図5Bを参照しながら説明する。図5Aおよび図5Bでは、2つの変調周波数 f_1 および f_2 を用いて、2回の距離測定を行う。これらの周波数に対して、 Z_{AIR1} および Z_{AIR2} は、関連する最大の明確なエリアシング・インターバル範囲を表す。図5Aにおいて、 f_1 は25MHzであり、 Z_{AIR1} は3Mである。一方、図5Bにおいて、 f_2 はそれよりも低い18.75MHzであり、 Z_{AIR2} はそれよりも長い4Mである。目標物体がTOFセンサー・アレイから7mのところにあると仮定する。1つの変調周波数 $f_1 = 25\text{MHz}$ を用いてデータを取り込む場合、物体のZ距離は、図5Aの網掛けした矩形領域によって示唆されるように、1m、4m、7m、または12mのいずれかであると推論することができる。一方、1つの変調周波数 $f_2 = 18.75\text{MHz}$ を用いる場合、目標物体は、図5Bにおける網掛けした矩形領域によって示唆されるように、3m、7m、または11mのいずれかであると推論することができる。

【0075】

[0080] LCM実施形態によれば、以上の2つの結果を組み合わせ、目標物体は7mの距離にあるはずであるという結論を導く。目標物体は、図5Aおよび図5Bでは、仮想位置から区別するために太い線で描かれている。仮想位置は点線で描かれている。目標物体の真の位置は、未だなおも19Mにある他の位置と混乱する可能性があるが、1つの変調周波数を用いる場合と比較すると、2つの変調周波数の使用により、明確なインターバル範囲が大幅に広がっている。米国特許出願第12/459,033号によれば、2つの変調周波数を用いると、 Z_{AIR1} および Z_{AIR2} のLCM最小公倍数にしたがって、有効な明確なインターバル範囲が増大する。変調周波数を選択する際の1つの方策は、互いに近い2

つの周波数を選択することによって、対応する明確なインターバル範囲のLCMを最大にすることである。

【0076】

[0081] 米国特許出願第12/459,033号の他の実施形態では、損失のあるいわゆる分岐および限定階層手法(branch and bound hierarchical approach)をディエリアシングに提案する。この実施形態によれば、相対的に非常に低い変調周波数を用いて、目標物体が第1または第2のZ範囲またはビン以内にあるか否か、例えば、恐らく0mから50mの範囲の間、または恐らく50mから100mの範囲の間にあるか否か判断することができる。TOFシステム200が、目標物体が、例えば、0mから50m以内にあると判断した場合、ソフトウェア200はクロック180'に変調周波数を2倍に上昇させて、目標物体が0mから25mの小範囲(sub-range)（または、より狭いビン）以内にあるか、または25mから50mの小範囲（または狭いビン）以内にあるか否か判断することができる。同様の分析および変調周波数の変更は、物体が最初に50mから100mの範囲にあることが発見されている場合にも行われる。この目標物体に対する距離範囲を推定し、次いで変調周波数を変更してこの距離範囲をより良く確認する方法は、好ましくは、所望の範囲粒度でこの範囲が決定されるまで繰り返す。この場合も、この方法は、ソフトウェア220のコマンドの下で自動的に実行することが好ましい。勿論、この例では種々の代わりの範囲またはビンが2X離れているが、他の比率を用いてもよい。

10

【0077】

[0082] 分岐および限定階層ディエリアシングプロセスの間、各変調周波数において最大の確実性（例えば、最高の粒度）を得る必要はない。変調周波数が低い程、低い分解能が得られれば十分である。例えば、0mから50m、および50mから100mの範囲またはビンの間で決定するには、かなり粗いレベルの分解能で十分である。例えば、システム200によって取り込まれる最高品質の深度画像が、例えば、10ビットであるとする、かなり粗いレベルの分解能であれば、3ビットまたは4ビットの分解能しか必要としないのでよい。したがって、低変調周波数におけるキャプチャは、これらの要件緩和を反映して、短いシャッター時間で行うことができるという利点がある。一般に、変調周波数の階層的掃引、例えば、1MHz、10MHz、100MHzでは、最も高い掃引周波数、ここでは100MHz以外では、シャッターは短い。こうすることにより、低変調周波数でセンサー・アレイを動作させる積分時間量を短縮し、更に効果的な機能を高めるとい

20

30

【0078】

[0083] 理解できるであろうが、分岐および限定階層ディエリアシングを用いる場合、比較的低い変調周波数毎のビン数を最少限にすることが望ましい場合がある。一方、階層変調周波数掃引プロセスは、低い方の各変調周波数における分解能要件をできるだけ小さく抑えることによって、有効なシステムTOF変調周波数を最大にしやすい。望まなければ、階層プロセスにおける1つ以上のステップにおいて、分岐および限定実施形態を、無損失ディエリアシング実施形態と組み合わせてもよい。

【0079】

[0084] 以上の説明は、損失のある階層型ディエリアシングの実施形態が対象であった。米国特許出願第12/459,033号の無損失階層ディエリアシングの実施形態について、これより説明する。本明細書の初めの方で、 $\theta_D * f_E / f_D / 2\pi$ は0.5よりもかなり小さくしなければならないことを示した。非常に長いエリアシング・インターバルが望まれる実施形態では、比較的高い変調周波数 f_1 および f_2 の使用によって、非常に大きくなる f_E / f_D が求まり、 $\theta_D * f_E / f_D / 2\pi \ll 0.5$ を保つのが難しくなる。このような用途では、無損失ディエリアシング方法も、階層的に適用することもできる。このように、階層プロセスにおける各ステップにおいて、ノイズの考慮によって統制されるため、そしてソフトウェア220によって制御されるため、比率 f_E / f_D は比較的小さく抑えられる。

40

【0080】

[0085] 以下の例について検討する。この例では、変調周波数 $f_a = 100\text{MHz}$ 、 f_b

50

$= 110 \text{ MHz}$ 、 $f_c = 111 \text{ MHz}$ を用い、差周波数 $D_1 = f_b - f_a = 10 \text{ MHz}$ 、 $D_2 = f_c - f_a = 11 \text{ MHz}$ 、および階層的に適用する差周波数 $E_1 = D_2 - D_1 = 1 \text{ MHz}$ を定義する。

【0081】

[0086] いわゆるトップ・ダウン掃引(top-down sweep)において、最初に周波数 E_1 を用いて D_1 および D_2 について取り込んだ位相データーをディエリアシングする。この最初のステップにおいて、 $f_1 = D_1$ 、 $f_2 = D_2$ 、および $f_D = E_1$ とする。比率 f_E/f_D は、過度に大きくない方が有利であり、ここでは約10である。つまり、この例では、ディエリアシングされたZ値は、有効周波数 $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2)/2$ に対して求めることができる。

【0082】

[0087] 階層プロセスにおいて1ステップ下に進むと、以上で求めてディエリアシングした θ_E の値を、現在のステップにおいて、有効周波数 $0.33(f_a + f_b + f_c)$ および有効位相 $\theta_E = 0.33(\theta_a + \theta_b + \theta_c)$ に対するディエリアシング位相 θ_D として用いる。有利なこととして、比率 f_E/f_D は比較的小さいままであること、ここでは約10であることを注記しておく。このように、階層の最下層として、 θ_E は $0.33(100 \text{ MHz} + 110 + 111 \text{ MHz})$ であり、即ち、 100 MHz に近いが、あたかもその周波数が $E_1 = 1 \text{ MHz}$ 、 Z_{AIR} が約150Mであるかのように、ディエリアシングされている。

【0083】

[0088] 加えて、TOFシステム200は必ずしも物理的に変調周波数 $f_c = 111 \text{ MHz}$ で位相データーを取り込んでいる訳ではないことを注記しておく。周波数 f_c は、例えば、 $f_c = (110 \text{ MHz} + 100 \text{ MHz} / 100)$ 、例えば、 $f_b + (f_a) / 100$ のように数学的に計算することもできる。このように、周波数 f_a および f_b のみをTOFシステムによって物理的に測定すればよい。

【0084】

[0089] 要約すると、米国特許出願第12/459,033号の実施形態によるディエリアシングは無損失であり、低い変調周波数に対応する比較的大きなエリアシング・インターバル範囲を与える。また、これらの実施形態は、最も高い変調周波数 f_m に近い変調周波数に対応する、所与のZ値に関して高い精度確実性(precision certainty)を与える。ディエリアシングは、実施形態によっては、比較的少ない損失で、または損失を伴って実行される可能性もある。

【0085】

[0090] これより図6に移ると、位相に基づくTOFシステム300が本発明を実現する。TOFシステム300は、図1Aにおけるクロック・ユニット180を変更したのもよいクロック・ユニット180”を含み、あるいはハードウェア310および／またはソフトウェア320を含む。しかし、ソフトウェア320は、プロセッサ160によって実行されなくてもよい。このハードウェアおよび／またはソフトウェアは、これより説明する本発明の種々の実施形態を実現する。

【0086】

[0091] 本明細書において先に提示した、明白範囲Zが変調周波数fに反比例することを示す式(2)および式(8)から次の関係を思い出すこと。

[0092]

【0087】

【数10】

$$Z = \frac{c}{zf} \times \frac{\theta}{2\pi} = \frac{\theta c}{4\pi f}$$

および

$$Z = \frac{c}{4\pi} \frac{\Delta\theta}{\Delta f}$$

【0088】

ここで、 $\Delta f = f_D = f_1 - f_2$ 、位相 $\Delta \theta = \theta_D = \theta_1 - \theta_2$ である。2つの周波数ディエリアシングのノイズに対する望ましくない感度が図3において見られ、 θ_{DS} と θ_D の関係は、次の式で示される。

【0089】

【数11】

$$\theta_{DS} = \frac{f_E}{f_D} \theta_D$$

【0090】

ここで、 $f_E = (f_1 + f_2) / 2$ 、 $\theta_D = \theta_1 + \theta_2$ は、 f_D と関連のある位相であり、 $\theta_E = (\theta_1 + \theta_2) / 2$ は、 f_E と関連のある位相である。位相 θ_D をスケールリングして θ_{DS} を求めた。その周波数の傾きは、上の式によって与えられる。尚、 $\theta_{DS} = \theta_E + 2n\pi$ であることを記しておく。

【0091】

[0093] 生憎、ノイズが存在すると、比率 f_E/f_D が増大するに連れて、ディエリアシングの困難さが増していく。これは、 θ_{DS} を計算するために θ_E を用いると、 θ_E におけるノイズが、この比率だけ増幅されるからである。したがって、高い変調周波数（大きな有効周波数 f_E に対応する）または非常に広い明白範囲（小さな差周波数 f_D に対応する）に対して、このように増幅されたノイズは、ディエリアシング・インターバル K を推定する際に誤った結果を招き、明白範囲の中間においてエリアシングを生じさせる。これは、 $\theta_{DS} = \theta_E + 2n\pi$ であるので、比率 f_E/f_D が増大または減少するに連れて θ_{DS} の角度（または傾き）が増大または減少することを想像すれば、図3から明確である。つまり、比率 f_E/f_D の増大は、 θ_D において増幅されたノイズを表し、誤ったディエリアシングの決定に寄与するので望ましくない。望まれているのは、小さな比率 f_E/f_D を維持しつつ、同時に小さな f_D に付随するディエリアシング範囲、および大きな f_E に付随する深度の精度を達成することである。これは、好ましくは少なくとも3つの変調周波数を用いて遂行される。これを今から示す。本発明の実施形態は、好ましくは、 n ステップの階層ディエリアシング手法を採用して、 θ_E におけるノイズの非常に大きな増幅によって生ずるエリアシングの問題を回避する。

【0092】

[0094] m 個の変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ ($f_1 > f_2 > \dots > f_m$) があると仮定し、TOFシステム300は明白範囲 Z_D を得ることが望ましいと仮定する。これは、

【0093】

【数12】

$$Z_D = \frac{\phi_c}{4\pi f_D}$$

【0094】

【数13】

$$Z_D = \frac{\phi_c}{4\pi f_D}$$

【0095】

におけるように、周波数 f_D に対応する。一実施形態では、 f_D を用いてディエリアシングを行い、有効周波数 f_E の距離分解能を達成する。ここで、 $f_E = g_0(f_1, f_2, \dots, f_m)$ は、変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ の関数、好ましくは、算術平均または加重平均である。

【0096】

[0095] 1ステップ・ディエリアシングにおいて有効周波数 f_E に対する位相をディエリアシングするために f_D を用いる代わりに、本発明の実施形態は、好ましくは、 $(N-1)$ 個で1組の中間周波数 $f_{DE1}, f_{DE2}, \dots, f_{DE(N-1)}$ を生成する。ここで、 $f_D < f_{DE1} < f_{DE2} < \dots$

10

20

30

40

50

$<f_{DE(N-1)} < f_E$ である。

【0097】

[0096] $f_D < f_{DE1} < f_{DE2} < \dots < f_{DE(N-1)} < f_E$ 。中間周波数の各々は、 $f_{DEk} = g_k(f_1, f_2, \dots, f_m)$ におけるように、変調周波数 $f_1, f_2, \dots, f_m$ の関数である。ここで、 $k=1, 2, 3, \dots, N-1$ である。

【0098】

[0097] $f_{DEk} = g_k(f_1, f_2, \dots, f_m)$ 。ここで、 $k=1, 2, 3, \dots, N-1$ である。そして、 $f_{DE0} = f_D$ 、および $f_{DEN} = f_E$ とする。

[0098] 階層ディエリアシングの各ステップにおいて、好ましい方法は、正しいディエリアシング・インターバル m_k を求めることによって、 $f_{DE(k+1)}$ の位相 $\theta_{DE(k+1)}$ ($k=0, 1, \dots, N-1$)を用いて、

【0099】

$$\theta_{DEk_{scaled}} \cong \theta_{DE(k+1)} + m_k 2\pi$$

ただし、

$$\theta_{DEk_{scaled}} = \frac{f_{DE(k+1)}}{f_{DEk}} \theta_{DEk}$$

【0100】

となるように、 f_{DEk} の位相 θ_{DEk} をディエリアシングする。

[0099] f_E に対する最終的なアンラップ(unwrapped)位相は、次に示す通りである。

[0100]

【0101】

【数15】

$$\theta_E + m_{N-1} 2\pi + m_{N-2} \frac{f_{DE(N-1)}}{f_{DE(N-2)}} 2\pi + \dots + m_k \frac{f_{DE(k+1)}}{f_{DEk}} 2\pi + \dots + m_1 \frac{f_{DE1}}{f_D} 2\pi$$

【0102】

[0101] 中間周波数の数 $N-1$ 、および連続する各対における周波数間の比率 $f_{DE(k+1)}/f_{DEk}$ は、好ましくは、深度の不確実性によって決定する。親指の規則(rule of thumb)のように、好ましくは、各ステップにおける増幅係数の不確実性は、 m_k を誤って選択する確率が低くなるように、十分に小さくする。

【0103】

[0102] ニステップ（三周波数）階層ディエリアシングを実現する実施形態について、これより図6および図7A～図7Dを参照しながら説明する。ニステップ階層ディエリアシングでは、少なくとも $N=3$ の変調周波数を必要とする。このシステムの明白範囲全体は、 f_D によって決定される。これは3つの変調周波数の関数である。

【0104】

[0103] 図3に示すように、以下では、いずれかの中間周波数 f_{DE} の位相 θ_{DE} をディエリアシングするために、 f_D に第1位相 θ_D を用い、そして θ_{DE} に正しいディエリアシング・インターバルを用いて、 $\theta_{DS} = \theta_{DE} + m 2\pi$ となるようにする。

【0105】

[0104] 階層ディエリアシングの第2ステップにおいて、 θ_{DE} の各ディエリアシング・インターバルを用いて、 $\theta_{DS} = \theta_E + n 2\pi$ となるように正しいディエリアシング・インターバル n を求めることによって、有効周波数 f_E の有効位相 θ_E をディエリアシングする。

【0106】

[0105] これより図7A～図7Dについて検討する。2つのディエリアシング・ステップを組み合わせることによって、 θ_E に対する最終的なディエリアシング値(final dialysed value)を

10

20

30

40

50

【0107】

【数16】

$$\theta_E + n2\pi + m \frac{f_{DE}}{f_D} 2\pi$$

【0108】

として決定することが可能になる。

[00106] 尚、ディエリアシング・ステップの増幅率は、それぞれ、 f_{DE}/f_D および f_E/f_D であることを注記しておく。有利なことに、この方法は、所望の大きな比率、

【0109】

10

【数17】

$$\frac{f_E}{f_D} = \frac{f_{DE}}{f_D} \times \frac{f_E}{f_{DE}}$$

【0110】

を、 θ_E におけるノイズをそのような大きな比率で増幅することなく達成する。この有益な結果が得られるのは、ディエリアシング・インターバル m および n を別個に決定し、方法ステップ毎に非常に小さな比率でノイズが増幅されるからである。

【0111】

[00107] ニステップ階層ディエリアシングのアルゴリズム例の詳細について、これより図7A～図7Dを参照しながら説明する。尚、これらのステップは、TOFシステム300によって、例えば、クロック・ユニット180”および／またはモジュール310、320によって実行することが好ましいことは言うまでもない。本発明の実施形態は、好ましくは、少なくとも3つの変調周波数を用いる。3つの変調周波数を f_1 、 f_2 、および f_3 と仮定すると、TOFシステムの最大変調周波数 f_m にできるだけ近い有効周波数 f_E を得ることが望まれる。 $f_D = f_1 - f_2$ を、全ディエリアシング範囲と関連付けられた最も遅い周波数と呼び、 $f_{DE} = f_1 - f_3$ を中間周波数と呼ぶ。最終的な有効周波数は、 $f_E = (f_1 + f_2 + f_3)/3$ 、または f_1 、 f_2 、および f_3 の他の加重線形組み合わせとすることができる。

20

【0112】

30

[00108] 図7Aに示すように、最初に周波数 f_D に対する位相 θ_D を用いて、何らかの中間周波数 f_{DE} の位相 θ_{DE} をディエリアシングし、更に $\theta_{DE} + m2\pi$ となるように位相 θ_{DE} に対するディエリアシング・インターバル m を補正することができる。図7Bに示すように、ここで、 $\theta_{DE} + m2\pi$ となるように正しいディエリアシング・インターバル n を求めることによって、 θ_{DE} の各ディエリアシング・インターバルを用いて、有効周波数 f_E の有効位相 θ_E をディエリアシングすることができる。図7Cおよび図7Dは、位相 θ_{DE} を用いて、個々の周波数 f_i （3つの周波数に対して $i = 1, 2$, または3）の位相 θ_i をどのようにディエリアシングするかを示す。例えば、図7Cは、 θ_{DE} および θ_i は異なる距離において折り返し(wrap around)そうであることを示す。つまり、 θ_{DE} の最初のサイクルよりも多く位相をディエリアシングすることはできない。（図7Aに示すように θ_{DE} をディエリアシングするためには、図に示す4つのサイクルの全てに対して θ_{DE} をディエリアシングする必要がある。）図7Dは、オフセットを補正した位相 θ_i^{offset} を計算できることを示す。これは、 θ_{DE} の各サイクルの開始において常にゼロ位相で開始する。そして、このオフセットを補償した位相を用いて、 θ_{DE} の多数のサイクルにわたって位相 θ_i をディエリアシングすることができる。

40

【0113】

[00109] このように、第1方法ステップでは、 $f_D = f_1 - f_2$ を用いて $f_{DE} = f_1 - f_3$ をディエリアシングする。 θ_1 を f_1 の位相とし、 θ_2 を f_2 の位相とし、 θ_3 を f_3 の位相とする。最初に、 θ_2 を用いて θ_1 をアンラップし、 $\theta_1^{\text{unwrap}-2} (\theta_1^{\text{unwrap}-2} = \theta_1 + 2\pi * (\theta_1 < \theta_2))$ を得て、更に θ_3 を用いて θ_1 をアンラップして $\theta_1^{\text{unwrap}-3}$ を得

50

る必要がある。次いで、 $f_D = f_1 - f_2$ に対する位相を、 $\theta_D = \theta_1^{\text{unwrap}-2} - \theta_2$ として求めることができ、そして $f_{DE} = f_1 - f_3$ に対する位相を、 $\theta_{DE} = \theta_1^{\text{unwrap}-3} - \theta_3$ として求めることができる。

【0114】

[00110] ここで、 θ_D をスケーリングし直して θ_{DE} と同じ傾きにして、 θ_{DS} を求める。ここで、

【0115】

【数18】

$$\theta_{DS} = \frac{f_{DE}}{f_E} \theta_D = \frac{f_1 - f_3}{f_1 - f_2} \theta_D \quad 10$$

【0116】

最初のステップを完了すると、次に、 $m=0,1,2,\dots$ について

【0117】

【数19】

$$|\theta_{DS} - (\theta_{DE} + m2\pi)|$$

【0118】

を最小化することによって、正しいディエリアシング・インターバル m を求めることができる。 20

[00111] これより、本方法のステップ2について検討する。このステップは、 $f_{DE} = f_1 - f_3$ から $f_E = (f_1 + f_2 + f_3)/3$ をディエリアシングすることを伴う。 f_E をディエリアシングすることが望まれるが、 $f_E = (f_1 + f_2 + f_3)/3$ に対応する位相を、正しい折り返し方法によって得ることができないので、これを直接行うことはできない (cannot done direction)。代わりに本発明の実施形態は、 f_1 、 f_2 、および f_3 を別個にディエリアシングし、アンラップ位相 $\phi_1 = \theta_1 + n_1 2\pi$ 、 $\phi_2 = \theta_2 + n_2 2\pi$ 、および $\phi_3 = \theta_3 + n_3 2\pi$ を得る。

【0119】

[00112] $f_E = (f_1 + f_2 + f_3)/3$ に対するアンラップ位相は、 $\phi_E = (\phi_1 + \phi_2 + \phi_3)/3$ のように計算することができる。 30

[00113] これより、 f_i ($i = 1, 2, 3$) をディエリアシングしてアンラップ位相 ϕ_i を得る動作について、図7Cおよび図7Dを参照しながら説明する。図7Cに示すように、 θ_{DE} および θ_i は、周波数の差のために、異なるZ距離において折り返し可能性がある。これは、周波数に対して追加の拘束、例えば、 θ_i が θ_{DE} の倍数であるという拘束を強いなければ、ディエリアシングの第2ステップにおいて問題を生ずる。それ以外では、このディエリアシング方法を直接、 θ_{DE} を用いて θ_i をディエリアシングする第1ステップとして適用すると、 θ_{DE} の最初のサイクルしかディエリアシングすることができない。これは、残りのサイクルでは、 θ_i および θ_{DE} が同じ位置で開始せず、 $\theta_{DES} = \theta_i + n_i 2\pi$ という関係を満たすことができないからである。

【0120】

[00114] 図7Dを参照すると、好ましくは、「オフセット補償」方法を用いて、周波数の選択を制限する追加の拘束を加えるのを避ける。最初に、 θ_{DES} の折り返しによって生じた θ_i のオフセットを除去し、オフセットを補償した位相 θ_i^{offset} を計算することができる。このオフセットを補償した位相 θ_i^{offset} は、 θ_{DES} の各サイクルの開始時に常にゼロ位相において開始する。次いで、 $n_i=0,1,2,\dots$ について、

【0121】

【数20】

$$|\theta_{DES} - (\theta_i^{\text{offset}} + n_i 2\pi)| \quad \text{ここで、} i = 1, 2, 3$$

【0122】

を最小化することによって、正しいディエリアシング・インターバルを求めることができる。

[00115] 各周波数 f_i に対するアンラップ位相を次のように計算する。

【0123】

[00116]

【0124】

【数21】

$$\phi_i = \theta_i^{offset} + n_i 2\pi + m \frac{f_{DE}}{f_D} 2\pi$$

10

【0125】

[00117] すると、 $f_E = (f_1 + f_2 + f_3) / 3$ に対するアンラップ位相は、 $\phi_E = (\phi_1 + \phi_2 + \phi_3) / 3$ となる。

[00118] 以上の好ましい実施形態の説明から、本発明は、ノイズが存在する場合でも機能するTOFシステムのための階層ディエリアシングを提供することが認められよう。好ましくは、遅いディエリアシング周波数、および長い距離を階層的にディエリアシングするために用いることができる少なくとも1つの中間周波数を求めるために、互いに近い周波数の数 N 、 $N \geq 3$ を用いる。二周波数ディエリアシングにおけるように非常に大きな比率でノイズを増幅するのではなく、本発明の実施形態は、各ディエリアシング・ステップにおいて小さい比率でノイズを増幅するに過ぎない。以下の特許請求の範囲において定義する本発明の主題および主旨から逸脱することなく、開示した実施形態には変更および変形を行うことができる。

20

【図1A】

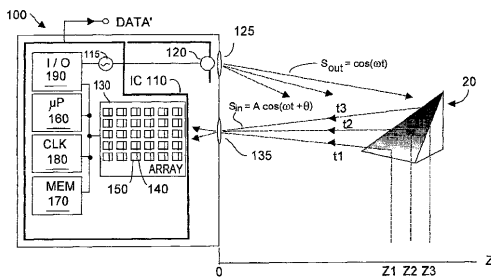


FIG. 1A (PRIOR ART)

【図1C】

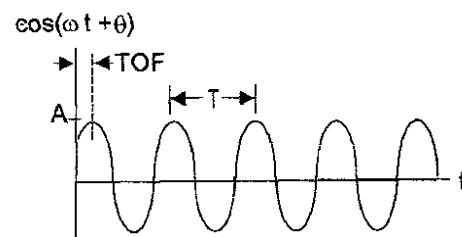


FIG. 1C (PRIOR ART)

【図1B】

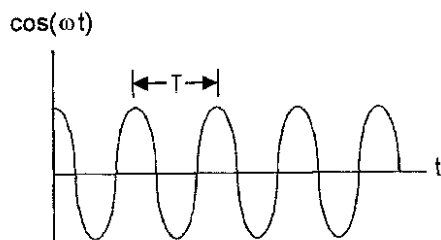


FIG. 1B (PRIOR ART)

【図1E】

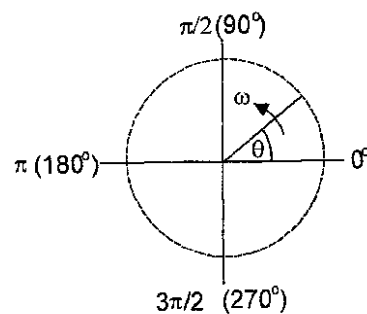


FIG. 1E (PRIOR ART)

【図 2 A】

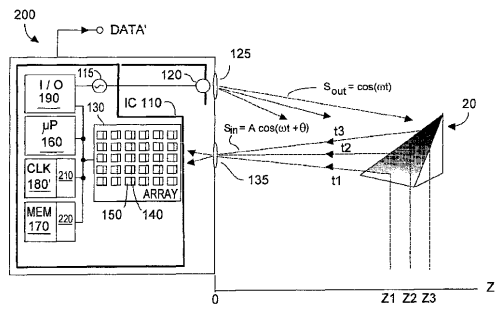


FIG. 2A

【図 6】

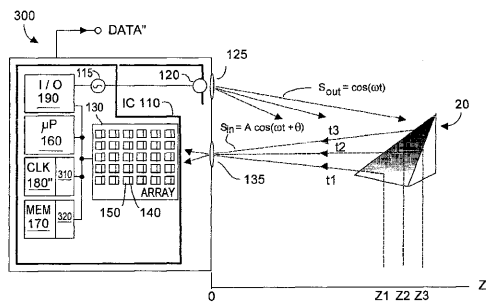
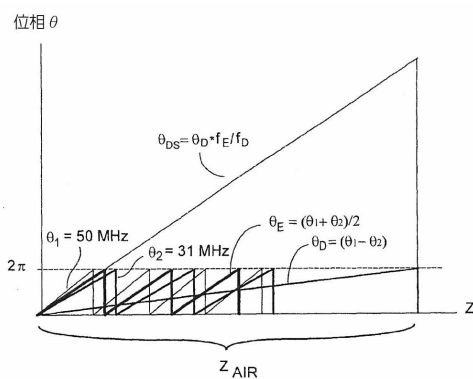
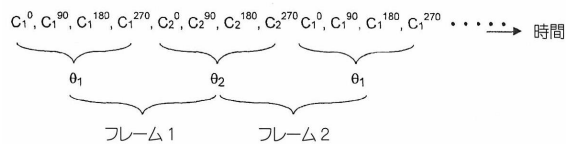


FIG. 6

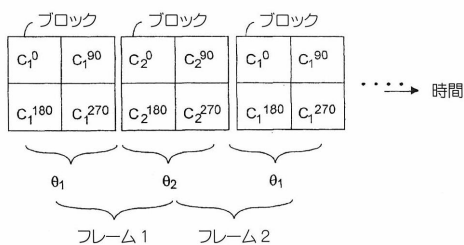
【図 3】



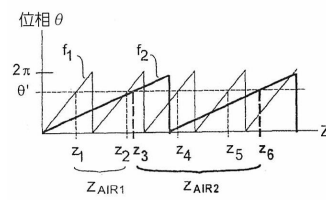
【図 4 A】



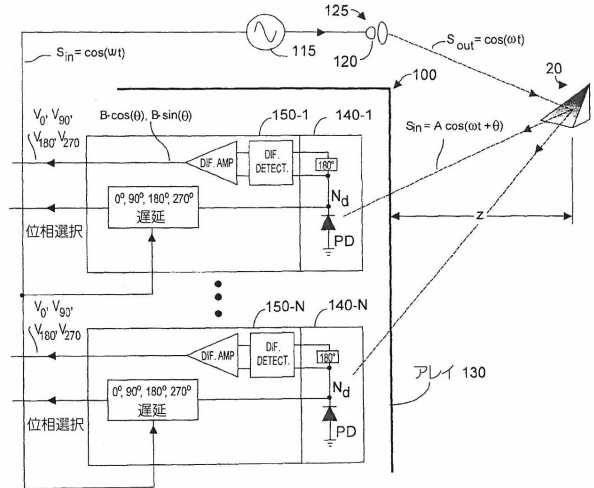
【図 4 B】



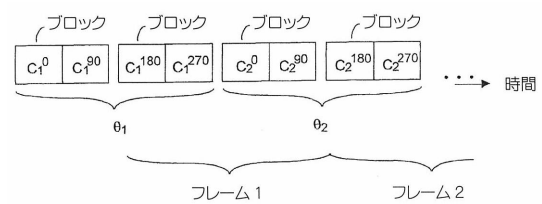
【図 1 D】



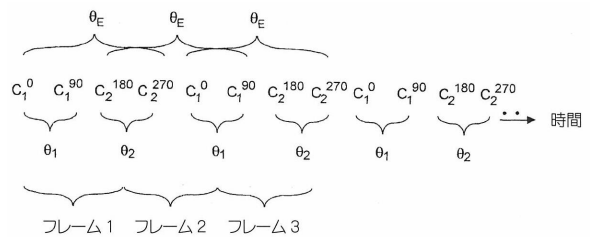
【図 2 B】



【図 4 C】



【図 4 D】



【図 5】

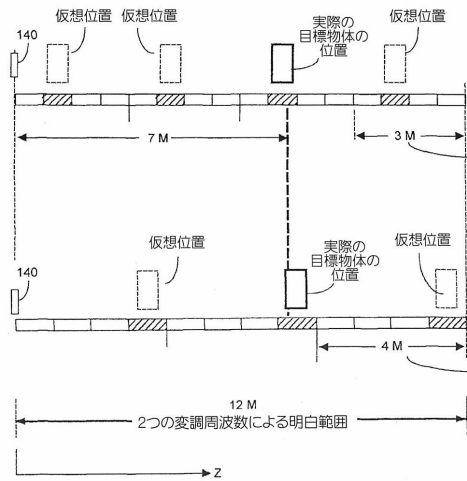


FIG. 5A

FIG. 5B

【図 7】

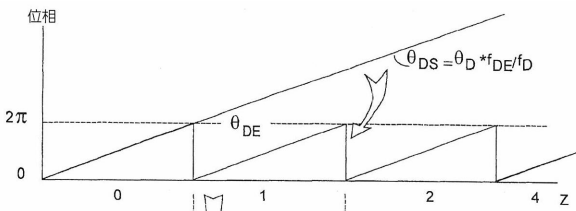


FIG. 7A

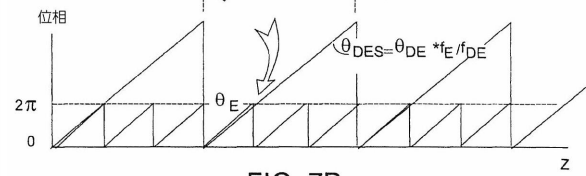


FIG. 7B

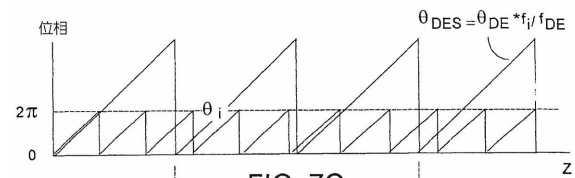


FIG. 7C

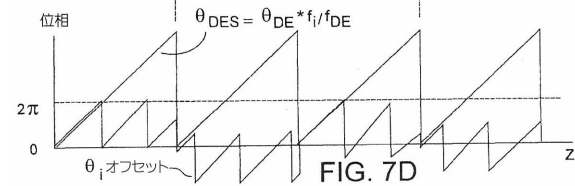


FIG. 7D

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
G 0 1 S 17/89 (2006.01) G 0 1 S 17/36
 G 0 1 S 17/89

(74)代理人 100153028

弁理士 上田 忠

(74)代理人 100120112

弁理士 中西 基晴

(74)代理人 100196508

弁理士 松尾 淳一

(74)代理人 100147991

弁理士 鳥居 健一

(74)代理人 100119781

弁理士 中村 彰吾

(74)代理人 100162846

弁理士 大牧 綾子

(74)代理人 100173565

弁理士 末松 亮太

(74)代理人 100138759

弁理士 大房 直樹

(72)発明者 フイ, ファ

アメリカ合衆国ワシントン州98052-6399, レッドモンド, ワン・マイクロソフト・ウェイ, マイクロソフト コーポレーション, エルシーエーインターナショナル・パテント

(72)発明者 バンジ, サイラス

アメリカ合衆国ワシントン州98052-6399, レッドモンド, ワン・マイクロソフト・ウェイ, マイクロソフト コーポレーション, エルシーエーインターナショナル・パテント

審査官 小川 亮

(56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0188028 (US, A1)

米国特許第07791715 (US, B1)

米国特許第05589928 (US, A)

特表2007-526448 (JP, A)

特表2004-525351 (JP, A)

特開昭56-132580 (JP, A)

特開平02-024590 (JP, A)

特開2007-205901 (JP, A)

米国特許出願公開第2008/0007709 (US, A1)

Huang K. N. Et al, Multiple-frequency ultrasonic distance measurement using direct digital frequency synthesizers, Sensors and Actuators A: Physical, 2009年 1月15日, Volume 149, Issue 1, P.42-50

Gokturk S. B. et al, A Time-Of-Flight Depth Sensor . System Description, Issues and Solutions, Computer Vision and Pattern Recognition Workshop, 2004. CVPRW '04. Conference on, IEEE, 2004年

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G 0 1 S 7/491

G 0 1 C 3/06

G01S	17/36
G01S	17/89
G06T	1/00
H04N	5/232