

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6919972号
(P6919972)

(45) 発行日 令和3年8月18日(2021.8.18)

(24) 登録日 令和3年7月28日(2021.7.28)

(51) Int.Cl.		F I
GO 1 S 7/497 (2006.01)		GO 1 S 7/497
GO 1 S 17/32 (2020.01)		GO 1 S 17/32
GO 1 S 17/931 (2020.01)		GO 1 S 17/931

請求項の数 15 (全 39 頁)

(21) 出願番号	特願2019-538482 (P2019-538482)	(73) 特許権者	519174791
(86) (22) 出願日	平成30年2月2日(2018.2.2)		ブラックモア センサーズ アンド アナ リティクス エルエルシー
(65) 公表番号	特表2020-507749 (P2020-507749A)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94 303 パロアルト エンバーカデロ ロード 1880
(43) 公表日	令和2年3月12日(2020.3.12)	(74) 代理人	110002789
(86) 国際出願番号	PCT/US2018/016632		特許業務法人IPX
(87) 国際公開番号	W02018/144853	(72) 発明者	クラウチ, ステファン, シー.
(87) 国際公開日	平成30年8月9日(2018.8.9)		アメリカ合衆国 59715 モンタナ州 ボーズマン イースト・アルダーソン・ ストリート 127 アpartment エ ー
審査請求日	令和2年4月15日(2020.4.15)		
(31) 優先権主張番号	15/423, 978		
(32) 優先日	平成29年2月3日(2017.2.3)		
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ドップラー効果を調整するための L I D A R システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信器、受信器、光学混合器、およびプロセッサを含む光による検知と測距 (L I D A R) システムであって、ここで：

前記送信器は、コードに基づいてレーザーからのレーザー信号を変調することによって生成された位相符号化信号を送信するように構成され、

前記受信器は、前記位相符号化信号の送信に応じて、帰還信号を受信するように構成され、

前記光学混合器は、電気信号を生成するために、前記帰還信号を、前記レーザー信号に基づいて生成された基準信号と混合するように構成され、

前記プロセッサは：

前記電気信号の第 1 の成分と前記電気信号の第 2 の成分との間の交差スペクトルを判定し；

前記交差スペクトルのピークに基づいて、前記帰還信号のドップラー周波数シフトを判定し；および、

前記ドップラー周波数シフトに基づいて車両を操作する；ことを行うように構成される、

L I D A R システム。

【請求項 2】

前記電気信号を生成するために、混合の結果としての混合信号を検知するように構成さ

れる光検知器をさらに含む、
請求項 1 に記載の L I D A R システム。

【請求項 3】

前記帰還信号を前記基準信号と混合することにおいて、前記光学混合器は、第 1 の信号および第 2 の信号を生成するために、前記帰還信号を前記基準信号と混合するようにさらに構成され、

前記光検知器は第 1 の検知器および第 2 の検知器を含み、

前記混合信号を検知することにおいて、前記第 1 の検知器は、第 1 の電気信号を生成するために前記第 1 の信号を検知するように構成され、および、前記第 2 の検知器は、第 2 の電気信号を生成するために前記第 2 の信号を検知するように構成され、ならびに、

前記交差スペクトルを判定することにおいて、前記プロセッサは、前記第 1 の電気信号と前記第 2 の電気信号との間の前記交差スペクトルを判定するように構成される、
請求項 2 に記載の L I D A R システム。

【請求項 4】

ディスプレイ装置をさらに含み、ここで、前記プロセッサは、送信された前記位相符号化信号によって照らされた複数のスポットにある少なくとも 1 つの物体のドップラー補正位置を示す画像を前記ディスプレイ装置に提示するようにさらに構成される、
請求項 1 に記載の L I D A R システム。

【請求項 5】

ディスプレイ装置をさらに含み、ここで、移動物体が、静止物体と不在物体から識別されるように、送信された前記位相符号化信号によって照らされた複数のスポットにおけるドップラー周波数シフトのサイズを示す画像を前記ディスプレイ装置に提示するようにさらに構成される、
請求項 1 に記載の L I D A R システム。

【請求項 6】

請求項 1 - 5 のいずれか 1 つに記載の L I D A R システムを使用する方法であって、前記方法は：

コードに基づいてレーザーからのレーザー信号を変調することによって生成される位相符号化信号を送信する工程と；

前記位相符号化信号の送信に応じて、帰還信号を受信する工程と；

電気信号を生成するために、前記帰還信号を、前記レーザー信号に基づいて生成される基準信号と混合する工程と；

前記電気信号の第 1 の成分と前記電気信号の第 2 の成分との間の交差スペクトルを判定する工程と；

前記交差スペクトルのピークに基づいて、前記帰還信号のドップラー周波数シフトを判定する工程と；

前記ドップラー周波数シフトに基づいて車両を操作する工程と；を含む、
方法。

【請求項 7】

前記コードは位相符号化無線周波数信号に関する位相の配列を示す、
請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

位相符号化無線周波数信号の第 1 のフーリエ変換を判定する工程と；

前記電気信号の第 2 のフーリエ変換を判定する工程と；

前記第 2 のフーリエ変換および前記ドップラー周波数シフトに基づいて第 3 のフーリエ変換を判定する工程と；

前記第 1 のフーリエ変換および前記第 3 のフーリエ変換に基づいて相互相関を判定する工程と；

前記相互相関の第 1 のピークのタイムラグに基づいて第 1 の距離を判定する工程と；

前記第 1 の距離に基づいて車両を操作する工程と；をさらに含む、

10

20

30

40

50

請求項 6 に記載の方法。

【請求項 9】

前記帰還信号を前記基準信号と混合する工程は：

前記電気信号を生成するために、混合の結果としての混合信号を検知することを含み、ここで、前記電気信号を生成するために前記混合信号を検知することは、対応する複数の位相符号化信号の送信に応じて受信された複数の帰還信号に対する、光検知器からの平均出力を、前記光検知器の出力から引くことによって、前記電気信号を生成することを含む、

請求項 6 に記載の方法。

【請求項 10】

前記帰還信号を前記基準信号と混合する工程は、第 1 の信号および第 2 の信号を生成するために、前記帰還信号を前記基準信号と混合することをさらに含み、

前記混合信号を検知することは、第 1 の電気信号を生成するために前記第 1 の信号を検知すること、および、第 2 の電気信号を生成するために前記第 2 の信号を検知することを含み、ならびに、

前記交差スペクトルを判定することは、前記第 1 の電気信号と前記第 2 の電気信号との間の前記交差スペクトルを判定することを含む、

請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記帰還信号を前記基準信号と混合する工程は、第 1 の帰還信号と前記基準信号の和である第 1 の信号、前記第 1 の帰還信号と前記基準信号との差である第 2 の信号、前記第 2 の信号と前記基準信号の和である第 3 の信号、前記第 2 の信号と前記基準信号の差である第 4 の信号を生成することを含み、

前記第 1 の電気信号を生成するために前記第 1 の信号を検知することは、前記第 1 の信号および前記第 2 の信号を検知することを含み、ならびに

前記第 2 の電気信号を生成するために前記第 2 の信号を検知することは、前記第 3 の信号および前記第 4 の信号を検知することをさらに含む、

請求項 10 に記載の方法。

【請求項 12】

送信された前記位相符号化信号によって照らされた複数のスポットにある少なくとも 1 つの物体のドップラー補正位置；あるいは、

移動物体が、静止物体と不在物体から識別されるように、送信された前記位相符号化信号によって照らされた複数のスポットにおけるドップラー周波数シフトの値；を示す画像を、ディスプレイ装置に提示する工程をさらに含む、

請求項 6 に記載の方法。

【請求項 13】

送信された前記位相符号化信号によって照らされた複数のスポットにおけるドップラー補正位置の点群に基づいて、少なくとも 1 つの物体を識別するデータを前記車両に通信することを含み、

請求項 6 に記載の方法。

【請求項 14】

前記帰還信号の前記ドップラー周波数シフトを判定する工程は、前記交差スペクトルにおけるピークに基づいて前記帰還信号の前記ドップラー周波数シフトを判定することを含み；および、

前記交差スペクトルに基づいて前記ドップラー周波数シフトを判定する工程は、前記交差スペクトルの虚数部のピークに基づいて前記ドップラー周波数シフトを判定することを含む、

請求項 6 に記載の方法。

【請求項 15】

請求項 1 - 5 のいずれか 1 つに記載される L I D A R システムを含む自律車両制御シス

10

20

30

40

50

テムであって、前記システムは1つ以上のプロセッサを含み、前記1つ以上のプロセッサは：

位相符号化信号を生成するために、コードに基づいてレーザーからのレーザー信号を変調し；

前記レーザー信号に基づいて基準信号を生成し；

前記基準信号を、前記位相符号化信号の送信に応じて受信された帰還信号と混合することによって、電気信号を生成し；

前記電気信号の第1の成分と前記電気信号の第2の成分との間の交差スペクトルを判定し；

前記交差スペクトルのピークに基づいて前記帰還信号のドップラー周波数シフトを判定し；ならびに、

前記ドップラー周波数シフトに基づいて車両を操作する；ことを行うように構成される、

自律車両制御システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

<関連出願への相互参照>

本出願は、35 U.S.C. § 119(e)のもと、2017年2月3日に提出された米国特許出願第15/423,978号の利益を主張し、その内容の全体が、本明細書に完全に明記されているかのように参照により本明細書に組み込まれる。

【背景技術】

【0002】

光検知測距のための、しばしばニモニック、LIDARと呼ばれる、レーザーを使用する距離の光学検知は、高度測定から画像化、衝突防止までの様々な用途に使用される。LIDARは、レーダー(RADAR)等の、従来のマイクロ波測距システムよりも小さな光線サイズで、より細かい縮尺距離分解能を提供する。光検知測距は、いくつかの異なる技術を用いて行うことができ、これには、物体までの光パルスの往復旅行時間に基づいた直接測距、送信されたチャープ光信号と物体からの散乱された帰還信号との間の周波数差に基づいたチャープ検知、および自然信号から区別可能な信号周波數位相変化の配列に基づいた位相符号化検知が含まれる。

【0003】

許容域の精度と検知感度を達成するために、長距離LIDARシステムは、低いパルス反復率と非常に高いパルスピーク電力を有する短いパルスレーザーを使用する。高いパルス電力は、光学要素の急速な劣化をもたらす。チャープされた位相符号化LIDARシステムは、比較的低いピークの光出力を伴う長い光パルスを使用する。この構成では、距離精度は、パルス持続時間ではなくチャープバンド幅または位相コードの長さと共に増加し、したがって優れた距離精度を依然として得ることができる。

【0004】

有用な光学チャープバンド幅は、光搬送を調節するために広帯域の無線周波数(RF)電気信号を使用して達成される。チャープLIDARにおける最近の進歩は、基準信号と帰還光信号との間の周波数または位相の違いに比例する、RFバンドでの比較的低い周波数で生じる電気信号を生成するために、光検知器において帰還信号と混合される基準信号としての、同じ調節された光搬送の使用を含む。検知器における周波数差のこの種の周波数検波は、ヘテロダイン検波と呼ばれる。これは、即時かつ安価に利用可能なRFコンポーネントを使用するという利点等の、当技術分野で既知のいくつかの利点を有する。特許第7,742,152号に記載された最近の研究は、本明細書で使用される用語と一致しない用語を別にすれば、本明細書に完全に明記されているかのごとくその全内容が参照により本明細書に組み込まれ、基準光信号、つまり送信光信号から分割された光信号として使用する光学要素の新規でより単純な構成を示す。この構成は、該特許にお

10

20

30

40

50

いてホモダイン検波と呼ばれる。

【0005】

光搬送上で調節された位相符号化マイクロ波信号を用いたLIDAR検知もまた、使用されてきた。ここで、バンド幅 B は、各位相($B = 1 / \text{ }$)を運ぶパルスの持続時間の逆数に比例し、任意の位相符号化信号は多くの数のそのようなパルスから構成される。この技術は、帰還信号における特定の周波数の位相(または位相変化)の配列を、送信信号のそれと相関させることに依存する。相関におけるピークに関係した時間遅延は、媒体における光速による距離に関係する。距離分解能は、パルス幅に比例する。この技術の利点として、より少ないコンポーネントの必要、および位相符号化マイクロ波と光通信のために開発された大量生産ハードウェアコンポーネントの使用があげられる。

10

【発明の概要】

【0006】

本発明者らは、物体までの距離が光学位相符号化を使用して検知され、該物体の動きが、ドップラー周波数シフトゆえにそのような用途に顕著に影響を与えるという状況と用途を認識している。物体の速度を判定するためにドップラー効果を検知し、次にそのような光学位相符号化から距離測定におけるドップラー効果を補償するための技術が提供される。

【0007】

実施形態の第1のセットにおいて、方法は、位相符号化無線周波数信号に関する位相の配列を指示する符号をプロセッサにおいて判定する工程と、位相符号化無線周波数信号の第1のフーリエ変換を判定する工程を含む。該方法はさらに、位相符号化光信号を生成するために符号に基づいてレーザーからの光信号を調節する工程と、位相符号化光信号を送信する工程を含む。さらに、該方法は、位相符号化光信号の送信に応じて、帰還光信号を受信する工程と、レーザーからの光信号に基づいて帰還光信号を基準光信号と混合する工程を含む。またさらに、該方法は、電気信号を生成するために光検知器において混合光信号を検知する工程を含む。さらに加えて、該方法は、電気信号の同相分と電気信号の直角分との間の交差スペクトルをプロセッサにおいて判定する工程、交差スペクトルのピークに基づいて、帰還光信号のドップラー周波数シフトを判定する工程を含む。またさらに、該方法は、ドップラー周波数シフトに基づいてデバイス(例えば、車両)を操作する工程を含む。

20

30

【0008】

第1のセットのいくつかの実施形態では、帰還光信号を基準光信号と混合する工程は、同相光信号と直角光信号を生成するために、帰還光信号を基準光信号と混合する工程を含む。さらに、光検知器で混合光信号を検知する工程は、第一の電気信号を生成するために第1の検知器で同相光信号を検知し、および第2の電気信号を生成するために第2の光検知器で直角光信号を検知する工程を含む。さらに、交差スペクトルを判定する工程は、第1の電気信号と第2の電気信号との間の交差スペクトルを判定する工程を含む。

【0009】

これらの実施形態のいくつかでは、同相光信号と直角光信号を生成するために帰還光信号を基準光信号と混合する工程は、同相の帰還光信号と基準信号の和である第1の光信号、同相の帰還光信号と基準信号の差である第2の光信号、直角の帰還光信号と基準信号の和である第3の光信号、直角の帰還光信号と基準信号の差である第4の光信号を生成するために、帰還光信号を基準光信号と混合する工程を含む。これらの実施形態では、第1の電気信号を生成するために第1の検知器で同相光信号を検知する工程は、第1の検知器で第1の光信号と第2の光信号を検知する工程を含む。さらにこれらの実施形態では、第2の電気信号を生成するために第2の光検知器で直角光信号を検知する工程は、第2の光検知器で第3および第4の光信号を検知する工程を含む。

40

【0010】

第1のセットのいくつかの実施形態では、該方法はまた、電気信号の第2のフーリエ変換をプロセッサにおいて判定する工程、および第2のフーリエ変換とドップラー周波数シ

50

フトに基づいて第3のフーリエ変換を判定する工程を含む。またさらに該方法は、第1のフーリエ変換と第3のフーリエ変換に基づいて、プロセッサにおいて相互相関を判定する工程、および相互相関における第1のピークのタイムラグに基づいて第1の距離を判定する工程を含む。これらの実施形態では、ドップラー周波数シフトに基づいたデバイス(例えば、車両)の操作は、第1の距離に基づいて上記デバイスを操作する工程を含む。

【0011】

他の実施形態において、システムまたは装置またはコンピュータ可読媒体は、上記の方法の1つ以上の工程を行うように構成される。

【0012】

さらに他の態様、特徴、および利点は、本発明を実行するために熟考された最良の様式を含む、多くの特定の実施形態および実装を単に例示することによって、以下の詳細な説明から容易に明らかになる。他の実施形態もまた、他の異なる特徴と利点が可能であり、およびそのいくつかの詳細は、すべてが本発明の精神と範囲から逸脱することなく、様々な明確な点で変更が可能である。したがって、図面と説明は、本質的に例示であるとみなされ、限定とは見なされない。

【図面の簡単な説明】

【0013】

同様の参照符号が類似の要素を指す添付図面の図において、例として、および限定としてではなく、実施形態が例示される。

【図1A】一実施形態に係る、距離測定のための送信された光学位相符号化信号の例を例示する概略的なグラフである。

【図1B】一実施形態に係る、距離測定のための帰還光信号と共に、一連の2進数字として図1Aの送信信号の例を例示する概略的なグラフである。

【図1C】一実施形態に係る、2つの帰還信号との基準信号の相互相関の例を例示する概略的なグラフである。

【図1D】一実施形態に係る、基準信号のスペクトルの例と、ドップラーシフト帰還信号のスペクトルの例を例示する概略的なグラフである。

【図1E】一実施形態に係る、ドップラーシフト帰還信号の位相成分の交差スペクトルの例を例示する概略的なグラフである。

【図2】一実施形態に係る、高分解能LIDARシステムのコンポーネントの例を例示するブロック図である。

【図3A】一実施形態に係る、位相符号化LIDARシステムのコンポーネントの例を例示するブロック図である。

【図3B】一実施形態に係る、ドップラー補償位相符号化LIDARシステムのコンポーネントの例を例示するブロック図である。

【図4】一実施形態に係る、距離に対するドップラー効果に関して判定と補償を行うための、ドップラー補償位相符号化LIDARシステムを使用する方法の例を例示するフローチャートである。

【図5A】一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない実質的に静止した物体のための光検知器により出力された、同相と直角の電氣的増幅の例を例示するグラフである。

【図5B】一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入する移動物体のための光検知器により出力された、同相と直角の電氣的増幅の例を例示するグラフである。

【図6A】一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない、実質的に静止した物体に関する帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルの例を例示するグラフである。

【図6B】一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない、実質的に静止した物体に関する帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルの例を例示するグラフである。

【図6C】一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない、移動物体に関する帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルの例を例示するグラフである。

【図7A】一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均していない、

10

20

30

40

50

実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図7B】一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均していない、実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図7C】一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均した、実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図7D】一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均した、実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

10

【図8A】一実施形態に係る、ドップラー補償を伴う、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図8B】一実施形態に係る、ドップラー補償を伴う、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図9A】一実施形態に係る、同相光信号と直角光信号へ分離されない混合光信号に基づいたドップラー補償で、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。

【図9B】一実施形態に係る、同相光信号と直角光信号へ分離される混合光信号に基づいたドップラー補償で、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)の上位トレースの例を例示するグラフである。

20

【図10】一実施形態に係る、容易に識別されるドップラー効果を示すための、ドップラーアンビギュイティスペースの例を例示するグラフである。

【図11】一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための多地点平均化の例を例示するブロック図である。

【図12A】一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための補正の前と後の距離信号の例を例示するグラフである。

【図12B】一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための補正の前と後の距離信号の例を例示するグラフである。

【図12C】一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための補正の前と後の距離信号の例を例示するグラフである。

30

【図12D】一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための補正の前と後の距離信号の例を例示するグラフである。

【図13】一実施形態に係る、成功裡に処理された多数の異なるドップラーシフトを伴う多数の距離帰還の例を例示する画像である。

【図14】本発明の実施形態が実施され得るコンピュータシステムを例示するブロック図である。

【図15】本発明の実施形態が実装され得るチップセットを例示する。

【発明を実施するための形態】

【0014】

40

方法と装置とシステムとコンピュータ可読媒体が、光学位相符号化距離検知のドップラー補正に関して記載される。以下の記載では、説明目的で、本発明の徹底的な理解を提供するために、多数の具体的な詳細が明記される。しかしながら、本発明がこれらの具体的な詳細なしで実施され得ることは、当業者に明白となる。他の事例では、本発明を不必要に不明瞭化しないように、周知の構造およびデバイスがブロック図の形態で示される。

【0015】

広い範囲を明記する数値の範囲およびパラメータが近似値であるにもかかわらず、具体的な非限定的例において明記された数値は、可能な限り正確に報告される。しかしながら数値は、本明細書の執筆時点でそれぞれの試験測定値に見られた標準偏差に必然的に起因する特定の誤差を本質的に含んでいる。さらに、文脈から明白でない限り、本明細書に示

50

される数値は、最下位の数字によって与えられる暗黙の精度を有する。したがって値 1.1 は、1.05 ~ 1.15 の値を意味する。用語「約」は、所与の値を中心としてより広い範囲を指すために使用され、文脈から明白でない限り、最下位の数字付近のより広い範囲を意味し、「約 1.1」は 1.0 ~ 1.2 の範囲を意味する等である。最下位の数字が明確でない場合、用語「約」は、2 倍を意味し、例えば「約 X」は 0.5X ~ 2X の範囲の値を意味し、例えば約 100 は 50 ~ 200 の範囲の値を意味する。さらに、本明細書に開示される範囲はすべて、包含される任意のおよびすべての部分範囲を含むことが理解されるべきである。例えば、「10 未満」の範囲は、最小値 0 と最大値 10 の間の（およびそれらを含む）、すなわち 0 以上の最小値および 10 以下の最大値、例えば 1 ~ 4 を有する任意のおよびすべての部分範囲を含むことができる。

10

【0016】

本発明のいくつかの実施形態は、光信号上で調節された無線周波数の 2 進法（90 度）位相符号化の文脈で以下に記載される；しかし、実施形態はこの文脈に限定されない。他の実施形態において、他の位相符号化は、異なる位相差（例えば 30、60 または 180 度）または 3 つ以上の異なる位相での符号化を用いて使用される。実施形態は、単一の検知器または対になった検知器での単一の光線とその帰還の文脈で記載され、他の実施形態では、次に任意の既知の走査手段、リニアステッピングまたは回転式の光学要素、または送信器のアレイまたは検知器のアレイまたは複数対の検知器等を使用して走査され得る。

【0017】

< 1. 位相符号化検知の概略 >

20

図 1 A は、一実施形態に係る、距離測定のための送信された光学位相符号化信号の例を例示する概略的なグラフ（110）である。横軸（112）は、0 の開始時刻から任意の単位で時間を示す。左の縦軸（114 a）は、任意の単位で送信信号中の電力を示す；および右の縦軸（114 b）は、任意の単位で送信信号の位相を示す。最も単純に位相符号化 L I D A R の技術を例示するために、2 進法の位相符号化が実証される。トレース（115）は、左の軸（114 a）に関連する電力を示し、送信信号中で一定であり、および送信信号外で 0 まで落ちる。点状のトレース（116）は、持続波信号に関連する信号の位相を示す。

【0018】

以上のように、トレースは、送信信号の部分のための搬送（位相 = 0）と同相にあり、次に短期間の間（位相 = ）だけ変化し、省略符号（117）によって示されるように送信信号上で繰り返し 2 つの位相間で切り替わる。一定位相の最短の間隔はパルス持続時間と呼ばれる符号化のパラメータであり、典型的にはバンドにおける最低の周波数のいくつかの期間の持続時間である。逆数、 $1 /$ はポーレートであり、各ポーはシンボルを示す。送信信号の時間中のそのような一定の位相パルスの数 N は、シンボルの数 N であり、符号化の長さを表す。2 進法の符号化には二相値があり、および最短の間隔の位相は、1 つの値に関して 0、および他の値に対して 1 と見なすことができ、したがってシンボルは 1 ビットであり、ポーレートはビットレートと呼ばれる。多相符号化には、多数の位相値がある。例えば、 $\{ 0, 1, 2 \text{ および } 3 \}$ 等の 4 位相値、これは $= / 2$ （90 度）に関しては、 $\{ 0, / 2, \text{ および } 3 / 2 \}$ とそれぞれ同等であり；したがって、4 位相値は、それぞれ 0、1、2、3 を表すことができる。この例では、各シンボルは 2 ビットであり、ビットレートはポーレートの 2 倍である。

30

40

【0019】

位相偏移キーイング（P S K）は、図 1 A に例示されるように、基準信号（搬送波）の位相を変更（調節）することによってデータを運ぶデジタル変調スキームを指す。変調は、正確な時点でサインとコサインの入力を変えることによって刻み込まれる。無線周波数（R F）において、P S K は、無線ローカルエリアネットワーク（L A N）、R F 識別（R F I D）、およびブルートゥース通信に広く使用される。代替的に、一定の基準波に関して動作する代わりに、伝達はそれ自体に関して動作することができる。単一の送信波形の位相における変化は、シンボルと見なすことができる。このシステムでは、デモジュレ

50

ータは、(基準波に関する)位相自体ではなく受信信号の位相における変化を判定する。このスキームは連続位相間の違いに左右されるため、差動位相偏移変調(DPSK)と名付けられる。デモジュレータは、受信信号の正確な位相を判定するために基準信号のコピーを有する必要がないため(非コヒーレントスキーム)、DPSKは、通常のPSKよりもかなり単純に実施することができる。

【0020】

光学測距の用途では、搬送周波数は光周波数 f_c であり、および $RF f_0$ は光搬送上で調節される。数 N と持続時間のシンボルは、望ましい距離精度と分解能を達成するために選択される。シンボルのパターンは、符号化された信号と雑音の他の源から識別可能なように選択される。したがって、送信信号と帰還信号との間の強い相関は、反射または後方散乱された信号の強い徴候である。送信信号は、シンボルの1つ以上のブロックから構成され、各ブロックは、雑音が存在する状態でさえ、反射または後方散乱された帰還との強い相関を提供するのに十分に長い。以下の論考では、 M と N が負の整数でない場合、送信信号は、1つのブロック当たりの N シンボルの M ブロックから構成されると仮定される。

10

【0021】

図1Bは、一実施形態に係る、距離測定のための帰還光信号と共に、一連の2進数字として図1Aの送信信号の例を例示する概略的なグラフ(120)である。横軸(122)は、任意の単位で0の開始時刻後の時間を示す。縦軸(124a)は、0に対して任意の単位で周波数 $f_c + f_0$ での光送信信号の振幅を示す。縦軸(124b)は、0に対して任意の単位で周波数 $f_c + f_0$ での光帰還信号の振幅を示し、トレースを分離するために軸(124a)からオフセットされる。トレース(125)は、00011010から始まり、省略符号によって示されるように続くコードを生成するために図1Aに示される位相変化を伴う、 $M * N$ の2進法シンボルの送信信号を表す。トレース(126)は、動いていない物体から散乱された理想的な(雑音のない)帰還信号を示す(したがって、帰還はドップラーシフトされていない)。振幅は縮小されるが、コード00011010は認識可能である。トレース(127)は、移動しており、したがってドップラーシフトされている物体から散乱された理想的な(雑音のない)帰還信号を表す。帰還は、適切な光周波数 $f_c + f_0$ ではなく、かつ期待される周波数バンドでは十分に検出されないため、振幅は縮小される。

20

30

【0022】

観察された帰還周波数 f' は、方程式1によって得られるドップラー効果による帰還の正確な周波数 $f = f_c + f_0$ とは異なる。

【0023】

【数1】

$$f' = \frac{(c+v_o)}{(c+v_s)} f \quad (1)$$

40

式中、 c は媒体における光速度である。観察者と源が同じ速度で同じ方向に、2者間のベクトル上で移動している場合、2つの周波数は同じであることに留意されたい。2つの周波数の違い、 $f = f' - f$ はドップラーシフト(f_D)であり、これは距離測定に関する問題を引き起こし、および方程式2から得られる。

【0024】

【数2】

$$\Delta f_D = \left[\frac{(c+v_o)}{(c+v_s)} - 1 \right] f \quad (2)$$

50

エラーの大きさは、信号の周波数 f に伴って増加することに留意されたい。静止した L I D A R システム ($v_0 = 0$) では、毎秒 10 メートル ($v_0 = 10$) で移動する物体と約 500 THz の周波数の可視光線の場合、エラーのサイズは、約 16 メガヘルツ (MHz、 $1 \text{ MHz} = 10^6$ ヘルツ、Hz、 $1 \text{ Hz} = 1$ サイクル/秒) であることに留意されたい。以下に記載の様々な実施形態では、ドップラーシフトのエラーが検出され、処理の計算用データを処理するために使用される。

【0025】

図 1 C は、一実施形態に係る、2つの帰還信号との送信信号の相互相関の例を例示する概略的なグラフ (130) である。位相符号化距離において、位相符号化反射の到着は、送信信号または他の基準信号を帰還信号と相互相関させることによって帰還において検出され、ヘテロダイン検波を使用し、しがってダウンミックスして RF バンドへ戻すことによって、RF 信号に関するコードを光検知器からの電気信号と相互相関させることにより実際的に実施される。横軸 (132) は、帰還信号との相互相関を計算する前に、符号化された信号に適用された任意の単位の遅延時間を示す。縦軸 (134) は、相互相関計算の振幅を示す。1つの任意のラグに関する相互相関は、2つのトレースをたたみ込むことによって、すなわち 2つのトレースにおける対応値を掛け、トレースの全ポイントにわたって合計し、次に各タイムラグを反復することによって、計算される。代替的に、相互相関は、各 2つのトレースのフーリエ変換の乗算、続いてフーリエ逆変換によって行うことができる。高速フーリエ変換 (FFT) 用の効果的なハードウェアとソフトウェアの実装は、フーリエ (forward) 変換とフーリエ逆変換の両方に広く利用可能である。相互相関を行なうためのより正確な数学式は、以下で、いくつかの実施形態例に関して提供される。

【0026】

相互相関計算は典型的に、帰還の振幅と位相が光検知器で検出された後に、アナログまたはデジタルの電気信号を用いて行われることに留意されたい。容易にデジタル化できる RF 周波数範囲に光検知器の信号を移動させるために、光帰還信号は、検知器にぶつかる前に基準信号と光学的に混合される。位相符号化送信光信号のコピーは基準信号として使用可能であるが、基準信号としてレーザーによる持続波搬送周波数光信号出力を使用し、検知器による電気信号出力の振幅と位相の両方を捕らえることも可能であり、多くの場合望ましい。

【0027】

トレース (136) は、動いていない物体から反射された理想的な (雑音のない) 帰還信号との相互相関を示す (したがって、帰還はドップラーシフトされていない)。ピークは、送信信号の開始後に時間 t において生じる。これは、帰還信号が時間 t で始まる送信位相符号の 1つのバージョンを含むことを示す。反射する (または後方散乱する) 物体の距離 R は、方程式 3 により提供されるように、媒体における光速度 c に基づいた往復走時遅延から計算される。

$$R = c * t / 2 \quad (3)$$

【0028】

点線のトレース (137) は、移動物体から散乱された理想的な (雑音のない) 帰還信号との相互相関を示す (したがって、帰還はドップラーシフトされている)。帰還信号は、適切な周波数ビンへの位相符号化を含まず、相関はすべてのタイムラグに関して低いままであり、およびピークは容易に検出されない。したがって、 t は容易には判定されず、距離 R は容易には生成されない。

【0029】

より詳細に以下に記載される様々な実施形態によれば、ドップラーシフトは帰還信号の電氣的処理で判定され; およびドップラーシフトは、相互相関算定を修正するために使用される。したがってピークは、より容易に見つけれ、および距離はより容易に判定され得る。図 1 D は、一実施形態に係る、送信信号のスペクトルの例と、ドップラーシフト帰還信号のスペクトルの例を例示する概略的なグラフである。横軸 (142) は、任意の単

10

20

30

40

50

位の光搬送 f_c からの RF 周波数オフセットを示す。縦軸 (144a) は、0 に対して任意の単位で、スペクトル密度と呼ばれる特定の狭い周波数ピンの振幅を示す。縦軸 (144b) は、0 に対して任意の単位のスペクトル密度を示し、およびトレースを分離するために軸 (144a) からオフセットされる。トレース (145) は、送信信号を表す；およびピークは、適切な RF f_0 で生じる。トレース (146) は、移動しており、したがってドップラーシフトされている物体からの後方散乱である理想的な（雑音のない）帰還信号を表す。帰還は、適切な RF f_0 にピークを有さない；しかし代わりに、 f_D によってシフト周波数 f_s へと青色シフトされている。

【0030】

いくつかのドップラー補正の実施形態では、図 1D に例示されるように、送信信号と帰還信号の両方のスペクトルをとることにより f_D を見つけ、かつ各々におけるピークを探し、次に対応するピークの周波数を引くよりもむしろ、RF バンドのミックスダウンされた帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルをとるのがより効果的である。図 1E は、一実施形態に係る、交差スペクトルの例を例示する概略的なグラフ (150) である。横軸 (152) は、基準スペクトルに対する任意の単位の周波数シフトを示す；および縦軸 (154) は、0 に対する任意の単位の交差スペクトルの振幅を示す。トレース (155) は、LIDAR システムに向かって移動する 1 つの物体（図 1 の青色シフト $f_{D1} = f_D$ ）、および LIDAR システムから遠ざかる第 2 の物体（赤色シフト f_{D2} ）によって生成された理想的な（雑音のない）帰還信号との交差スペクトルを表す。要素の 1 つが青色シフト f_{D1} である場合、ピークが生じる；および要素の 1 つが赤色シフト f_{D2} である場合、他のピークが生じる。こうしてドップラーシフトが判定される。これらのシフトは、衝突防止の用途に重要であり得る、LIDAR に接近する物体の接近速度を判定するために使用することができる。

【0031】

より詳細に以下に記載されるように、交差スペクトルで検出されるドップラーシフトは、ピーク (135) が遅延 t でドップラー補償ドップラーシフトされた帰還において明白であり、かつ距離 R が判定可能なように、相互相関を補正するために使用される。ドップラーシフトを判定し補償するために必要な情報は収集されず、先の位相符号化 LIDAR システムで使用されることもない。

【0032】

< 2 . 光学位相符号化検知ハードウェアの概略 >

どのように位相符号化検知アプローチが実施されるかを示すために、いくつかの一般的かつ特異的なハードウェアアプローチが記載される。図 2 は、一実施形態に係る、高分解能 LIDAR システムのコンポーネントの例を例示するブロック図である。レーザー源 (212) は、シンボル長さ $M * N$ と持続時間 $D = M * N *$ を有する位相符号化光信号 (203) を生成するために、位相モジュレータ (282) で変調された搬送波 (201) を発する。スプリッタ (216) は、本明細書で送信信号とも呼ばれる標的ビーム (205) へと光信号を分割し、ビーム (203) およびはるかに少量のエネルギーを有する基準ビーム (207a) のほとんどのエネルギーを用いて、物体（図示せず）から散乱された帰還光 (291) との十分な混合が行われる。いくつかの実施形態では、スプリッタ (216) は、位相モジュレータ (282) の上流に配置される。基準ビーム (207a) は基準経路 (220) を通過し、および基準ビーム (207b) として 1 つ以上の検知器に向けられる。いくつかの実施形態では、基準経路 (220) は、基準ビーム (207b) が散乱光を伴って検知器アレイ (230) に達するのに十分な既知の遅延を導入する。いくつかの実施形態では、基準ビーム (207b) は、別個の発振器から基準ビーム (207b) を局所的に生成する、より古いアプローチを指す、局部発振器 (LO) 信号と呼ばれる。様々な実施形態では、より少ない柔軟性からより大きな柔軟性のアプローチへと、基準は以下によって散乱または反射された場を伴って到達される：1) 経路の長さが十分に一致するように、検知器アレイで送信ビームの一部が反射するように鏡をその場に置く；2) 図 2 に示唆されるように、特定の距離に対して観察または予想される位相差を補

償するために経路の長さを調節するかどうかに関わらず、検知器アレイ近くの光学素子を用いて、経路の長さをぴったりと一致させ、かつ基準信号を散布するために、ファイバー遅延を使用する；または3) 経路の長さのミスマッチを補償する個別の変調を生成するために、局部発振器波形変調周波数の偏移デバイス（音響光学変調器）または時間遅延を使用する；またはいくつかの組み合わせ。いくつかの実施形態では、物体は、帰還が遅延なく基準信号に十分にオーバーラップするのに十分なだけ接近し、かつ十分に長く伝達される。

【0033】

検知器アレイは、物体からの帰還ビーム（291）におおよそ垂直な平面に配置された、対になった、または対になっていない単一の検知器、または対になった、または対になっていない検知器の1次元（1D）または2次元（2D）のアレイである。基準ビーム（207b）と帰還ビーム（291）は、適切に検出される特性の光信号を生成するために、0以上の光学混合器で結合される。干渉パターンの位相または振幅、またはいくつかの組み合わせは、信号の持続時間Dの多数の時点で、各検知器の収集システム（240）によって記録される。信号の持続時間あたりの一時的なサンプルの数は、ダウンレンジの範囲に影響を与える。数は多くの場合、信号あたりのシンボルの数、信号の反復度、および利用可能なカメラフレームレートに基づいて選択された実際的な考察である。フレームレートは、しばしば「デジタル化周波数」と呼ばれるサンプリング帯域幅である。距離範囲の基本的な限度のみが、レーザーのコヒーレンス長、および（明白な距離測定のための）反復前のユニークコードの長さである。帰還ビットのデジタル記録が、先の伝達履歴からの送信ビットの任意の部分と関連するため、これは可能である。収集されたデータは、図14に関連して以下に記載されるコンピュータシステム、または図15に関連して以下に記載されるチップセット等の、処理システム（250）に利用可能になる。ドップラー補償モジュール（270）は、ドップラーシフトのサイズ、および本明細書に記載される他の補正と共にそれに基づいた補正範囲を決定する。既知の装置またはシステムが、レーザー源（212）、位相モジュレータ（282）、ビームスプリッタ（216）、基準経路（220）、光学混合器（284）、検知器アレイ（230）、または収集システム（240）を実装するために使用されてもよい。標的上の氾濫または焦点への光結合、または瞳面を経た焦点は示されない。本明細書で使用されるように、オプティカルカブラは、とりわけ真空、空気、ガラス、結晶、鏡、レンズ、光サーキュレータ、ビームスプリッタ、位相板、偏光子、光ファイバー等の単独または組み合わせ等の、1つのコンポーネントから別のコンポーネントへと光を配向するために空間座標内の光の伝播に影響を与える任意のコンポーネントである。

【0034】

いくつかの実施形態では、電気光学モジュレータは変調を提供する。システムは、様々な実施形態に関して以下により詳細に記載されるように、望ましいダウンレンジ分解能に適した長さ $M * N$ の位相コードとシンボル持続時間を生成するように構成される。例えば、3D画像化の用途では、パルス $M * N$ の総数は、約500～約4000の範囲にある。処理がデジタルドメインで行われるため、2の累乗として、例えば512～4096の間隔で、 $M * N$ を選択すると有利である。平均化が行われない場合、Mは1である。不規則雑音が寄与する場合、Mが約10であると有利である。その結果、Nは、 $M = 1$ では512～4096の範囲にあり、および $M = 10$ では約50～約400の範囲にある。500Mbps～1Gbpsのボーレートでは、これらのコードの持続時間は、したがって約500ns～8マイクロセカンドである。距離ウィンドウは、これらの条件下で数キロメートル拡張可能であり、およびドップラー分解能はまた極めて高くなり得ることに留意されたい（送信信号の持続時間に依存）。プロセスと機器とデータ構造は、例示の目的で特定の配置の一体型ブロックとして図2に示されるが、他の実施形態では、1つ以上のプロセスまたはデータ構造、またはそれらの一部は、異なる方式で、同じまたは異なるホスト上に、または1つ以上のデータベースに配置され、または省略され、または1つ以上の異なるプロセスまたはデータ構造が同じまたは異なるホストに含まれる。例えば、スプリッ

10

20

30

40

50

タ(216)と基準経路(220)は、0以上のオプティカルカプラを含む。

【0035】

図3Aは、位相符号化LIDARシステム(300a)のコンポーネントの例を例示するブロック図である。物体(390)は、システム(300a)の動作を例示するために描かれるが、物体(390)はシステム(300a)の一部ではない。システムは、レーザー源(310)、ビームスプリッタ(312)、位相モジュレータ(320)、極性ビームスプリッタ(322)、光学混合器(360)、光検知器(330)、および処理システム(350)を含み、後者はデジタルコードモジュール(372)とドップラー補正モジュール(370)を含む。光信号は太い矢印で、電気信号は細い矢印で描かれる。

【0036】

電気工学では、位相変調(数学関数 $\exp(i\omega t)$ の実数部と虚数部との間の角度変調に対応)を伴う正弦波は、4分の1サイクル($\pi/2$ ラジアン)まで位相においてオフセットされる2つの振幅変調正弦波へと分解され、またはそれから合成され得る。3つのすべての関数が同じ周波数を有している。振幅変調正弦波は、0位相での同相分(I)として知られ、かつ $\pi/2$ 位相での直角分(Q)として知られる。レーザー(310)は、搬送周波数 f_c で光信号を生成する。レーザー光信号Lは、方程式4によって数学的に表される。

$$L = I_0 \exp(i\omega t) \quad (4)$$

式中、 I_0 はレーザーによる強度出力であり、 $\exp(i\omega t)$ は $\exp(x) = e^x$ 等の指数関数であり、 i は、 -1 の平方根の特性を有する虚数であり、 t は時間であり、および $\omega = 2\pi f_c$ は光学搬送周波数 f_c に対応する角周波数である。数学的には、この式は、実数部 $= I_0 \cos(\omega t)$ と虚数部 $= I_0 \sin(\omega t)$ を有し、ここで I_0 は強度(同相)の実数部であり、および $I_0 \sin(\omega t)$ は虚数部である。振動の位相は、実数部と虚数部との間の角度から得られる。したがって、 $L = I_0 \cos(\omega t) + i I_0 \sin(\omega t)$ 、および I_0 は、実数部と虚数部の二乗の合計の根であり、 $I_0^2 = I_0^2 + I_0^2$ である。スプリッタ(312)は、方程式5から得られる基準信号(局部発振器と呼ばれる)LOとして使用するための信号の強度の小さな部分を対象とする。

$$LO = A_L \exp(i\omega t) = A_R \cos(\omega t) + i A_I \sin(\omega t) \quad (5a)$$

式中、Aはスプリッタ(312)の強度効果を表す定数である。電界 E_{LO} は、したがって方程式5bとして書くことができる。

$$E_{LO} = A_L \exp(i\omega t) \quad (5b)$$

基準信号(LO)が未変調のレーザー信号である場合、全信号は同相であり、および虚数成分は0であり、したがって以下である。

$$LO = A \cos(\omega t) \quad (5c)$$

【0037】

処理システム(350)のデジタルコードモジュール(372)は、 $B(t)$ として表される、光搬送上に位相変化として課されるシンボルのデジタルコードを示す電気信号を送り、ここで $b(t)$ は、 t の関数として $0 \sim \pi/2$ の間で切り替わる。位相モジュレータ(320)は、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)からデジタル回線を取り出し、それらを増幅し、そしてEO位相モジュレータを駆動することによって、光搬送上に位相変化を課す。送信された光信号(T)がその後、方程式6から得られる。

$$T = C \exp(i[\omega t + B(t)]) \quad (6)$$

式中、Cは、フラクシオンAの散乱、および位相モジュレータ(320)によって課された増幅またはさらなる低減による、 I_0 における低減を説明する定数である。

【0038】

任意の位相モジュレータをモジュレータ(320)として使用してもよい。例えば、ニオブ酸リチウム等の結晶を含む電気光学モジュレーター(EOM)が使用され、その屈折率は、局所電場の強度の関数である。それは、ニオブ酸リチウムが電場に露出している場合、光がそれをよりゆっくと通過するであろうことを意味する。しかし、結晶を去る光

10

20

30

40

50

の位相は、光がそれを通過するのにかかる時間の長さと同比例する。したがって、EOMを出るレーザー光ビームの位相は、デジタルコードモジュール(372)によって提供されるデジタルコードに従い、結晶における電界の変化によって制御することができる。位相変化は、ポーレート、 $1/\Delta t$ とほぼ等しいバンド幅(B)を用いて、広帯域の周波数信号を引き起こす。

【0039】

位相モジュレータ(320)による位相符号化光信号出力は、極性ビームスプリッタ(PBS)(322)または他のサーキュレータ光学素子等の、いくつかのオプティカルカップラを通じて伝達され、その後、送信信号を運ぶビームにおいて任意の物体(390)によって散乱される。例えば、ファイバー連結極性ビームスプリッタコンバイナーは、この光学部品としてファイバーベースのサーキュレータよりもポート間のよりよい分離を提供する。これは、送信と受信の間で十分に分離されない信号が距離プロファイルにおいて望ましくない大きなピークとして現れるため、重要である。したがって、送信信号はポート1に注入され、ポート2から放射され、そして後方散乱帰還信号はポート2で受信され、ポート3を出る。いくつかの標的(例えば金属標的)は、ビームの偏波を保全し、およびいくつかの標的(例えば散乱標的)は、帰還ビームを脱偏波する。いくつかの実施形態では、脱分極されない標的を適切に補償するために $4/\lambda$ 波長板が送信光学に含まれている。

10

【0040】

帰還信号(324)は、オプティカルカップラ、例えばPBS(322)によって光学混合器(360)に配向され、ここで帰還光信号(324)は、方程式5によって得られる基準光信号(LO)(314)と混合される。透過ビームによって遮られたk番目の物体からの帰還信号Rは、方程式7aから得られる。

20

$$R_k = A_k \exp(i[\omega(t + \Delta t_k) + \omega_{D_k}(t + \Delta t_k) + B(t + \Delta t_k)]) \quad (7a)$$

式中、 A_k は、物体(390)への、および物体(390)からの伝播と、k番目の物体(390)での散乱に起因する強度の損失を説明する定数であり、 Δt_k は、LIDARシステムとk番目の物体(390)との間の往復旅行時間であり、および $\omega_{D_k} = 2\pi f_D$ は、k番目の物体のドップラー周波数シフト(便宜上、本明細書ではドップラーシフトと呼ばれる)の角周波数である。次に、すべての標的に関して合計された帰還信号、 E_R の電界は、方程式7bから得られる。

30

【0041】

【数3】

$$E_R = \sum_k A_k e^{i[\omega(t + \Delta t_k) + \omega_{D_k}(t + \Delta t_k) + B(t + \Delta t_k)]} \quad (7b)$$

【0042】

光学混合器(360)において一致する信号(324)と(314)は、混合されている2つの光信号の周波数と位相と振幅における違いに関係する周波数を有する混合光信号(362)と、光学混合器(360)の機能に応じた出力を生成する。本明細書で使用されるように、ダウンミックスは光ヘテロダイン検波を指し、これは非線形の光学プロセスを使用したヘテロダイン検波原則の実装である。本明細書において「ダウンミックス」と呼ばれる光ヘテロダイン検波では、いくつかの光周波数における対象の光信号は、すぐ近くの周波数に設定されている基準「局部発振器」(LO)と非直線的に混合される。望ましい結果は差周波数であり、これは、もとの光周波数信号の情報(振幅、位相、および周波数変調)を伝えるが、RFバンドで都合にも、本明細書で周波数と呼ばれる、より低くより容易に処理された周波数で振動する。生の信号とも呼ばれるそのような混合光信号の例は、図5Aに関連して以下に示される。いくつかの実施形態では、この周波数は、RFアナログデジタル変換器(ADC)によって容易にデジタル化することができる電気アナログ信号等の、電気信号(332)として光検知器から出力するこ

40

50

とができるRFバンドにある。デジタル電気信号(332)は、処理システム(350)へ入力され、相互相関と距離を判定するために、およびいくつかの実施形態では速度とドップラーシフトを判定するために、ドップラー補償モジュール(370)によって、モジュール(372)からのデジタルコードと共に使用される。

【0043】

いくつかの実施形態では、生の信号は、ドップラーピークを見つけるために処理され、およびその周波数 ν_D は、相関計算を修正し、かつ正確な距離を判定するために使用される。他の実施形態において、光学混合器と処理が、同相分と直角分を判定し、および、まず ν_D を推定し、次に ν_D を使用して相互相関計算を修正して t を導くために、その分離を使用するように構成されると有利であることがわかった。 ν_D の値もまた、物体の速度を示すために使用される。 t の値はその後、上記の方程式3を使用して物体への距離を判定して提示するために使用される。光学混合器によるI信号とQ信号の分離は、ドップラーシフトの徴候を明確に判定することを可能にする。

10

【0044】

ここで、一実施形態に従い、ハードウェアの実施形態の例は、位相符号化信号の同相と直角(I/Q)信号の同期検波を支持するように設計されている。このアプローチの利点は、非常に安いが高帯域の、波形生産必要高(2進法のデジタルまたはポリ位相デジタルコード)、および最小限の変調要件(単一の電気光学位相モジュレータ)である。90度の光ハイブリッド光学混合器は、その後デジタル化される2つのチャンネル上の光学的ダウンミックス信号のI/Q検出を可能にする。このシステムは、非常に柔軟な「定義されたソフトウェア」測定アーキテクチャが生じるのを可能にする。

20

【0045】

図3Bは、一実施形態に係る、ドップラー補償位相符号化LIDARシステム(300b)のコンポーネントの例を例示するブロック図である。この実施形態は、 $\nu/2$ によって分離された二相での、しかし電気的分離ではなく同相分と直角分の光学的分離での、2進法位相符号化を使用する。物体(390)は、システム(300a)の動作を例示するために描かれるが、物体(390)はシステム(300a)の一部ではない。システムは、レーザー源(310)、ビームスプリッタ(312)、位相モジュレータ(320)、極性ビームスプリッタ(322)、図3Aの一般的な光学混合器(360)の代わりに90度ハイブリッド混合器(361)、図3Aの光検知器(330)の代わりに平衡光検知器(331)、および処理システム(350)を含み、処理システム(350)はデジタルコードモジュール(372)とドップラー補償モジュール(371)を含む。光信号は細い矢印で、および電気信号は細い矢印で表される。レーザー(310)は、光搬送周波数 f_c で光信号を生成する。スプリッタ(312)は、基準信号(局部発振器と呼ばれる)LO(314)として使用する信号の電力の小部分を配向する。処理システム(350)のデジタルコードモジュール(372)は、位相変化として光搬送に課されるシンボルのデジタルコードを指示する電気信号を送る。位相モジュレータ(320)は、上記のように、光搬送に位相変化を課す。

30

【0046】

位相モジュレータ(320)による位相符号化光信号出力は、極性ビームスプリッタ(PBS)(322)等の、いくつかのオプティカルカップラを通じて伝達され、その後、送信信号を運ぶビームによって遮られた任意の物体(390)によって散乱される。帰還信号(324)は、オプティカルカップラ、例えばPBS(322)によって90度ハイブリッド光学混合器(361)に配向され、ここで帰還光信号(324)は、方程式5bによって得られる基準光信号LO(314)と混合される。帰還信号Rは、方程式7aから得られる。ハイブリッド混合器は、それぞれ I_+ 、 I_- 、 Q_+ 、および Q_- と名付けられた4つの光信号を出力し、方程式8a~8dに定義されるように、 R_I として示される帰還信号Rの同相分、 R_Q として示される帰還信号Rの直角分をLOと組み合わせる。

40

$$I_+ = LO + R_I \quad (8a)$$

$$I_- = LO - R_I \quad (8b)$$

50

$$Q_{+} = L O + R_{Q} \quad (8c)$$

$$Q_{-} = L O - R_{Q} \quad (8d)$$

式中、 R_I は、帰還信号 R の AC 成分の同相コヒーレント交差項であり、および R_Q は、帰還信号 R の AC 成分の 90 度外れた位相コヒーレント交差項である。例えば、上記の關係の電界は、上記の方程式 5 b と方程式 7 b、および方程式 8 h ~ 8 k を導く以下の方程式 8 e ~ 8 k に基づいて表現され得る。

【 0 0 4 7 】

【数 4】

$$L O = |E_{L O}|^2 \quad (8e) \quad 10$$

$$R_I = |E_R|^2 + \text{Real}(E_R E_{L O}^*) \quad (8f)$$

$$R_Q = |E_R|^2 + \text{Imag}(E_R E_{L O}^*) \quad (8g)$$

式中、 $*$ は複素数の複素共役を示し、 $\text{Imag}()$ は複素数の虚数部を返す関数であり、および $\text{Real}()$ は複素数の実数部を返す関数である。 AC 項

【 0 0 4 8 】

20

【数 5】

$$(E_R E_{L O}^*)$$

は、信号の光周波数部分の全てを取り消し、帰還信号の RF 部分を伴う LO の RF 「うなり」(この場合はドップラーシフトとコード関数)のみを残す。項 $|E_{L O}|^2$ と $|E_R|^2$ は、一定の(直流、 DC)項である。後者は前者に関して無視できる；したがって、後者の項は、方程式 8 a から方程式 8 d の特定の形態として、方程式 8 h から方程式 8 k に表される組み合わせにおいて無視される。

30

【 0 0 4 9 】

【数 6】

$$I_{+} = |E_{L O}|^2 + \text{Real}(E_R E_{L O}^*) \quad (8h)$$

$$I_{-} = |E_{L O}|^2 - \text{Real}(E_R E_{L O}^*) \quad (8i)$$

$$Q_{+} = |E_{L O}|^2 + \text{Imag}(E_R E_{L O}^*) \quad (8j)$$

$$Q_{-} = |E_{L O}|^2 - \text{Imag}(E_R E_{L O}^*) \quad (8k)$$

40

【 0 0 5 0 】

方程式 9 a と 9 b に従い、2つの同相分 I_{+} と I_{-} は、チャンネル 1 ($Ch 1$) 上で RF 電気信号を生成するために平衡検知器ペアにおいて結合され、および2つの直角分 Q_{+} と Q_{-} は、チャンネル 2 ($Ch 2$) 上で RF 電気信号 Q を生成するために第2の平衡検知器ペア

50

アにおいて結合される。

$$I = I + - I - \quad (9 a)$$

$$Q = Q + - Q - \quad (9 b)$$

平衡検知器（光検知器の平衡ペアを備える）の使用は、同相雑音の抹殺という利点を備え、これは、高い信号対雑音比（SNR）を備えた信頼できる測定値を提供する。いくつかの実施例では、そのような同相雑音は無視してもよく、またはそうでなければ重要ではない；したがって、単純な光検知器または不平衡ペアが、平衡ペアの代わりに使用される。その後、ドップラー補償モジュール（371）は、対応する速度で、信号IとQを使用して1つ以上のドップラーシフト ω_D を判定し、次にデジタルコードモジュール（372）と信号IおよびQからの値 ω_D と値 $B(t)$ を使用して、補正された相関トレースを生成し、該トレースにおいてピークは1つ以上の速度の各々で1つ以上の t を示す。多数の速度が検出される場合、各々は対応する多重相関トレースのピークに関係する。いくつかの実施例では、これは、どの電流の速度/位置ペアリングが、同様の速度/位置の先のペアリングと最も関係する可能性があるかを判定するために、一致処理によって行われる。1つ以上の t はその後、上記の方程式3を使用して1つ以上の距離を判定するために使用される。

10

【0051】

最初に相関に使用され、そして走査時に各測定点のために再度使用されるコードの周波数領域表示を準備すると有利である；したがって、これはいくつかの実施形態で行われる。持続時間 $D = (M * N) *$ の長いコードは、透過光上に符号化され、および同じ持続時間の帰還信号は、データ収集エレクトロニクスによって収集される。同じデータストリーム、および信号対雑音比（SNR）を改善するために平均された結果において、相関を複数回導くことができるように、コードと信号の両方が、長さNのMより短いブロックへと解読される。Nシンボルの各ブロックは、Nシンボルの異なるブロックとは異なり、したがって各ブロックは独立した測定値である。したがって、平均は、帰還信号の雑音を減らす。入力I/Q信号は $/2$ によって位相に分割される。いくつかの実施形態では、より詳細に以下に記載されるように、さらなる平均化が、内部光学から純粹に反射の効果を取り除くために、照らされたいくつかのスポットに対して行なわれる。

20

【0052】

< 3 . 光学位相符号化検知法 >

30

示されたアプローチは、I/Q信号（電気信号または光信号のいずれか）を使用した交差スペクトルの計算のために位相差を利用し、これはドップラー周波数における明確なピークを提供する。アプローチはまた、距離を判定するための相関に関する複雑な信号を構成するためにI/Q信号の位相差を利用する。ドップラー補償は、複素帰還信号のFFTをまずとり、次に周波数ピンのアレイ内のFFTの値を偏移させることにより行われる。補正された信号は、逆FFTを偏移FFTに適用することにより回復可能であるが、偏移FFTがいくつかの実施形態ではコードFFTとの相関に直接使用されるため、これは必要ではない。他の実施形態において、複素帰還信号は、交差スペクトルで測定されたドップラー周波数から形成された複素指数関数により掛け算され、および補正された信号のFFTはコードとの相関に使用される。いくつかの実施形態では、相関は、有限のインパルス応答（FIR）フィルタを使用して判定される。相関（本明細書では距離プロファイルとも呼ばれる）が各コード/信号ブロックごとに計算された後、結果がMブロックに関して平均され、および標的への距離が、平均距離プロファイルにおけるピークの時間遅延から計算される。距離プロファイルに複数のピークがあれば、アプローチは次に、複数の標的への距離を記録する。

40

【0053】

図4は、一実施形態に係る、距離に対するドップラー効果に関して判定と補償を行うための、ドップラー補償位相符号化LIDARシステムを使用する方法例（400）を例示するフローチャートである。行程は、例示目的のために特定の順序で不可欠な工程として図4に描かれるが、他の実施形態では、1つ以上の工程またはそれらの一部が、異なる順

50

序で、時間的に重なり合って、連続して、または平行して実行され、または省略され、あるいは1つ以上の追加の工程が加えられ、または方法が、方法のいくつかの組み合わせにより変更される。いくつかの実施形態では、行程(403)を介する工程(433)と(410)は、処理システム(350)によって行なわれる。例えば、行程(403)および工程(410)から(433)のすべてにおけるデジタルコードのFFTの判定は、図3Aのドップラー補償モジュール(370)または図3Bのモジュール(371)によって行われる。

【0054】

工程(401)では、トランシーバー、例えばLIDARシステムは、位相コード配列の入力に基づいて位相符号化光信号を送信するように構成される。レーザーからの未変調入力光信号の一部(例えば1%~10%)、または位相符号化送信信号もまた、基準光学経路へと配向される。トランシーバーもまた、送信信号によって照らされた外部物体から後方散乱された光信号を受け取るように構成される。いくつかの実施形態では、工程(401)は、例えば図3Aまたは図3Bに例示されるように、または同等に、以下の行程の1つ以上の関数をも提供するためにハードウェアにある他の光学コンポーネントを構成する行程を含む。送信信号がビームである必要はないことに留意されたい。分岐信号は確かに、単一の距離プロファイル内に多くの異なる距離とドップラー値を見せるだろう；しかし、照らされたスポット内に交差距離分解能を提供しない。しかしながら、物体を識別するのに有用な交差距離分解能を提供するために、逐一の走査を備えた固有の稀薄性を提供する細いビームを使用すると有利である。

【0055】

行程(403)において、 $M * N$ シンボルの配列で構成されたコードは、レンジングに使用するために生成され、 M ブロック間の重複なく N シンボルの M ブロックを表わす。いくつかの実施形態では、そのような位相符号化によるRF信号のフーリエ変換もまた、工程(403)の間に判定され、なぜなら変換は、以下に記載されるように工程(423)で繰り返し使用可能であり、および各送信ごとに個別にフーリエ変換を計算する必要がないのは有利であるからである。例えば、複素(実際成分と虚数成分)デジタル信号はRF角周波数で生成され、およびコードによる位相 $/2$ が生成され、そして複素デジタル高速フーリエ変換(FFT)は、この複素デジタル信号に関して計算される。結果として生じる複素FFT関数は、複素信号の複素共役をとることにより工程(423)での動作のために準備される。例えば、複素FFT、 $Code_{FFT}$ の複素共役は、コードの M ブロックの各々に関して方程式10により表される。

$$Code_{FFT} = conj(FFT(\exp(iBt))) \quad (10)$$

式中、 $conj()$ は複素共役動作を表し、すなわち $conj(x + iy) = x - iy$ である。この複素FFTは、以下に記載されるように、工程(423)での続く使用のために、例えばコンピュータ可読媒体に保存される。

【0056】

工程(405)において、方程式4によって表される、レーザー出力の第1の部分は、方程式6によって表される、送信された位相符号化信号を生成するためにデジタルコードモジュール(372)から受信したコードを使用して位相符号化され、物体または物体の一部が存在し得る、または存在しないであろう場所のスポットに向けられる。加えて、工程(405)において、レーザー出力の第2の部分は、方程式5aまたは方程式5bによって表されるように、局部発振器(LO)信号とも呼ばれ、基準経路に沿って、基準信号として配向される。

【0057】

工程(407)において、方程式7によって表されるように、なんらかの旅行時間遅延 t とドップラーシフト D を伴う後方散乱帰還信号 R は、1つ以上の混合光信号(362)を出力するために、方程式5aまたは方程式5bによって表されるように、基準信号LOと混合される。混合信号は、同相分と直角分に通知する。例えば、図3Bに例示される実施形態では、混合光信号(362)は、同相分と直角分を通知する4つの光信号、つ

10

20

30

40

50

まり方程式 8 a ~ 8 d で定義される I +、I -、Q +、Q - を含む。他の実施形態では、他の光学混合器が使用される。例えば、いくつかの実施形態では、依然として I / Q 検出を支持するために、3 x 3 カブラが 90 度の光学ハイブリッドの代わりに使用される。

【 0 0 5 8 】

工程 (4 0 8) において、混合光信号は、光信号を 1 つ以上の対応する電気信号に変換するために、1 つ以上の光検知器に向けられ、および光検知器によって検知される。例えば、図 3 B に例示される実施形態では、2 つの電気信号が検知器によって生成される。1 つのチャネル (C h 1) 上の 1 つの電気信号は、方程式 9 a から得られるダウンミックス同相分 I を示す；および、異なるチャネル (C H 2) 上の別の電気信号は、方程式 9 b により得られるダウンミックス直角分 Q を示す。タウンミックス複素信号 S は、方程式 1 1

10

$$S = I + i Q \quad (1 1 a)$$

信号 S と I と Q は、少なくとも持続時間 D = M * N * の時間 t の関数であることに留意されたい。

【 0 0 5 9 】

いくつかの実施形態では、P B S (3 2 2) 等の、帰還信号経路に沿った内部光学コンポーネントで生成された位相符号化信号の偽造コピーを取り除くために、いくつかの異なる帰還信号 S (t) に対して平均化が行なわれる。そのような偽造コピーは、外部物体からの実際の帰還との相関を減らし、したがってかろうじて検出できる実際の帰還を遮断することができる。単一の物体がすべてのそれらの照らされたスポットにないように、異なる照明スポットの数 P と帰還に対して平均化が行なわれると、次に平均は、内部光学部品によって生成されたコードの偽造コピーによって支配される。コードのこの偽造コピーはその後、補正された複素電気信号 S (t) における実際の帰還のみを残して、帰還信号から除去され得る。P は、同じ物体がすべてのスポットで照らされていないことを保証するのに十分に大きい数である。P = 1 0 0 と同等に低い値は、グラフィカル処理ユニット (G P U) の実装にとって計算上有利である；他方で、P = 1 0 0 0 と同等に高い値は、フィールドプログラマブルゲートアレイ (F P G A) の実装にとって好ましく、かつ適用可能である。実施形態の例では、P は約 1 0 0 である。他の実施形態では、用途に応じて、P は約 1 0 ~ 約 5 0 0 0 の範囲にあり得る。図 1 1 は、一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための多地点平均化の例を例示するブロック図である。工程 (4 0 9) と (4 1 0) はこの補正を行なう。

20

30

【 0 0 6 0 】

工程 (4 0 9) では、P 帰還が受信されたかどうかを判定する。否であれば、制御は、他のスポットを照らすために工程 (4 0 5) に戻る。是であれば、次に制御は工程 (4 1 0) に移る。工程 (4 1 0) において、平均信号 S_s (t) が方程式 1 1 b に従って計算され、ここで持続時間 D の各受信信号は、S_p (t) と呼ばれる。

【 0 0 6 1 】

【 数 7 】

$$S_S(t) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P S_p(t) \quad (11b)$$

40

この平均信号は、方程式 (1 1 c) により得られるように、後の工程で受信信号 S (t) として使用する補正信号 S_{p c} (t) を生成するために、受信信号 S_p (t) の各々を補正するために使用される。

$$S (t) = S_{p c} (t) = S_p (t) - S_S (t) \quad (1 1 c)$$

いくつかの実施形態では、内部光は、システムの多くの続く展開のために保存される S_s (t) に関する固定値を生成するために、抑制された条件下で一旦較正される。したがって工程 (4 1 0) は、方程式 (1 1 c) を適用する工程のみを含む。いくつかの実施形態では、内部光によって生成されたコードの偽のコピーは、十分に小さく、または外部物体

50

への距離とは十分に異なる関連距離であり、その場合、工程(409)と(410)は省略することができる。したがって、いくつかの実施形態では、工程(409)と(410)は省略され、および制御は、工程(410)の方程式11cではなく工程(408)からの $S(t)$ を使用して、工程(408)から工程(411)へと直接向かう。

【0062】

工程(411)において、交差スペクトルは、ドップラーシフトを検知するために使用される。以下の説明は、例示の目的で提供される；しかしながら、様々な技術の特徴と有用性は、この説明の正確性または完全性によって制限されることはない。IとQの周波数成分は、ドップラー(シヌソイド)とコード(方形波)を含む。ドップラー成分に関して、Iは、それがシヌソイドであるため90度ずつQを遅らせる、または進ませると予想される。遅延または進行は、ドップラーシフトの徴候に依存する。コード成分は、この効果(時間の関数として帰還ビットを示すIとQのレベルが、同相または180度外れた位相のいずれでも移動する)を実証しない。XS動作のブラケット内の動作は、任意の周波数でのIとQの間の複素振幅差を計算する。任意の周波数においてIとQの間に90度の位相差がある場合(ドップラー成分等の場合)、これは結果の虚数部にあらわれる。コード周波数成分は、逆に結果の虚数部には現われず、なぜなら上記のように、コードのIとQの様子は、同相または選ばれた2進コードに対して180度外れた位相のいずれかであり、したがって各周波数における複素振幅差は常に真である。交差スペクトル動作、XS()は、ドロップアウトするコードを伴い、ドップラーに関する信号スペクトルのそれらの様相のみを明らかにする方法として見ることができる。これは、ドップラー周波数成分を見つけることをより容易にする。対照的に、帰還信号の通常のスเปクトルでは、コード周波数成分は、十分なドップラー推定/補正を行うのに望ましいドップラー周波数成分を曖昧にし得る。

【0063】

例えば、交差スペクトルは方程式12によって得られるように算出される。

$$X S(S) = F F F(I) * \text{conj}[F F T(Q)] \quad (12)$$

方程式12から得られるXS(S)は、複素値アレイである。この交差スペクトルにおけるピークは、帰還信号における1つ以上のドップラーシフト Δ を表す。任意のピーク検出法が、交差スペクトルXS(S)におけるピークを自動的に判定するために使用されてもよい。一般に、交差スペクトルの虚数成分の大きな正または負のピークの識別は、ドップラーシフトについての情報を明らかにするだろう。しかしながら、いくつかの特殊事情の下では、実数部もまたそのような情報を明らかにし得る。そのような状況の一例は、類似するドップラー値を有する多数の距離帰還の存在であろう。実数部における平面振幅は、そのような状況を示すことができる。いくつかの実施形態では、交差スペクトル動作は、各データブロック上で別々に行なわれ、およびMブロック上で平均化される。これらのドップラーシフトと対応する相対速度は、さらなる使用のために、例えば1つ以上のコンピュータ可読媒体に保存される。

【0064】

工程(413)において、ダウンミックス帰還複素信号Sの複素フーリエ変換が、例えばハードウェアまたはソフトウェアに実装された複素FFT関数FFT(S)を使用して判定される。

【0065】

工程(421)において、FFT(S)は、以下に記載の方程式14aまたは14bから得られるように、補正スペクトル、現在の0ドップラーシフトまたは工程(411)で観察されるより多くのドップラーシフトに関して、SFFTを生成するためにドップラーシフトによってシフトされる。Foucras 2014に示されるように、方程式27、時間的推移の定理は、ドップラーコード補償を達成するために適用することができる。実際、時間的推移の周波数定理は方程式13から得られる。

$$F(x(t + \Delta)) = \exp(i \Delta \omega) F(x(t)) \quad (13)$$

式中、Fはフーリエオペレーターを示し、x(t)は時間tの関数であり、 Δ は時間的推

10

20

30

40

50

移であり、および $F(\)$ は $x(t)$ のフーリエ変換を示す。次に、FFTベースの取得方法については、コードドップラーによって引き起こされたコード遅延は、周波数領域で局所的に広がるコードのFFTに複雑な指数関数を掛けることにより償うことができる。この方法の利点は、拡散コード配列のフーリエ変換が構築され、メモリに保存されている場合、後退した（拡張した）拡散コードのフーリエ変換は、単純な方法で周波数領域へと変換することができるということである。そして正確な拡散コードを素早く生成することができる。この技術は、Krasner 1998により特許取得された。ドップラーの効果は、コードのスペクトルを周波数シフトすることである。したがって、素早く相互相関を計算するために重畳積分定理を使用する場合、測定されたコードの周波数成分は、基準の周波数成分と一致しない。ドップラー補償によって、周波数スペクトルは整列（一直線）に戻され、相互相関が再び効果的になる。

10

【0066】

いくつかの実施形態では、正確なスペクトルは方程式14aを使用して計算される。

$$S_{FFT} = \text{circshift}(FFT(S), D) \quad (14a)$$

式中、 $\text{circshift}(x, y)$ は、自変数の量 y によって有限領域上の自変数の関数 x をシフトし、それによって、有限領域の一方端からシフトされたものは何であれ、有限領域の反対の端へとシフトされる。いくつかの実施形態では、正確なスペクトルは方程式14bを使用して計算され、方程式13に示されるように、複素指数関数に乗算し、次にFFTを計算することによって、ドップラー効果が取り除かれる。

$$S_{FFT} = FFT(S * \exp(-i D t)) \quad (14b)$$

20

【0067】

工程(423)において、補正された複素信号、 $Scorr$ を用いた、位相符号化、 $\exp(iB(t))$ の相互相関、 XC が判定され、 N シンボルの独立した M ブロックの各々に対して $XC(\text{Code}, Scorr)$ を指定し、そして平均化する。いくつかの実施形態では、これは、方程式15aで得られるように、補正された複素スペクトル S_{FFT} の逆高速フーリエ変換(invFFT)と、その補正された複素帰還 $Scorr$ を、コードを表すデジタル信号 $\exp(iB(t))$ と相関させることによって行われる。

【0068】

【数8】

30

$$XC(\text{Code}, Scorr) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{correl}[\exp(iB_m(t)), \text{invFFT}(S_{FFT})] \quad (15a)$$

式中、 $\text{correl}(x, y)$ は、シリーズ y とシリーズ x の相関を決定する関数であり、および $B_m(t)$ は、 m 番目のブロックに関するコードである。 invFFT と correl 関数の両者が、シリーズの各メンバーに対する複数の操作を含む。いくつかの実施形態では、計算資源は、工程(421)で既に決定された S_{FFT} を使用してフーリエ空間での掛け算を行い、次に、方程式15bから得られるように、逆FFTをとることによって節約される。

【0069】

【数9】

40

$$XC(\text{Code}, Scorr) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{invFFT}[\text{FFT}\{\exp(iB_m(t))\} * (S_{FFT})] \quad (15b)$$

$XC(\text{Code}, Scorr)$ における任意のピークが、現在のドップラーシフトでの遅延時間 t を判定するために使用され、および0以上の遅延時間が、現在のドップラーシフトでの0以上の対応する距離を計算するために使用される。

【0070】

いくつかの実施形態では、相互相関(XC)を判定するためのFFTベースのたたみ込みもまた、方程式15cで得られる有限インパルス応答(FIR)フィルタベースのたたみ込みを用いて効率的に行なうことができる。これは、いくつかのより短いコード長、およ

50

びいくつかの計算ハードウェア環境 (F P G A) にとってより効果的なポテンシャルを有する。各距離ピン、 k に関し、相互相関において、

【 0 0 7 1 】

【 数 1 0 】

$$XC(\text{Code}, \text{Scorr}, k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{circshift} [\exp(iB_m(t)), k] * \text{invFFT}[(S_{FFT})] \quad (15c)$$

ドット掛け算 (*) は、基準コード B_m と補正信号 S との間の異なるシフト (k) での一連の内積を意味することに留意されたい。以上のように、図 15 c の F I R アプローチは、単純なレジスタシフト操作と、図 15 b のより複雑な F F T 法と比較して単純な掛け算を意味する。F I R アプローチの繰り返しのシフトと掛け算は、より短いコード、 B によって計算上より効果的であり得る。

【 0 0 7 2 】

工程 (4 2 5) において、例えば 1 つ以上のドップラーシフトが工程 (4 1 1) で検出される場合、他のドップラーシフトがあるかどうか判定される。そうであれば、制御は、次のドップラーシフトで複素帰還スペクトル F F T (S) を補正するために工程 (4 2 1) に戻される。そうでなければ、制御は工程 (4 2 7) に進む。工程 (4 2 7) で、ドップラーアンビギュイティは、もしあれば、例えば上記の一致処理によって除去される。走査中に生じる、いわゆる「分離画素」のシナリオに関するいくつかの可能性が存在する。そのようなシナリオでは、ビームは、その一部がある距離とドップラーの面を測定し、別の部分が異なる距離とドップラーを測定するように、切り取られてもよい。そのようなシナリオでは、すべての関連情報を抽出するために効果的な処理戦略が求められる。例えば、交差スペクトルは多数の 0 でないドップラー値を検知し得る。これは、多数のドップラー補正および相互相関をもたらすだろう。1 つの戦略は、単交差相関に先立って、ドップラー補正された時間領域信号をコヒーレントに合計することである。これは、距離 - ドップラーの組み合わせにおけるいくつかのアンビギュイティ、および最終的な距離プロファイルへの各補正信号の雑音成分の付加を犠牲にして、多数の相互相関の計算上の重荷を回避する。アンビギュイティは、アンビギュイティでない (単一の距離 - ドップラー) ポイントへの空間的近接に基づいて「最も有望な」距離 - ドップラーの組み合わせを見つけるように設計された空間一致アルゴリズムを用いて分類されてもよい。相加性雑音は、さほど重要ではないかもしれない。多数の帰還性能が幾人かのユーザーにとって望ましい場合もあるため、この処理戦略は考慮に値する。いくつかの実施形態では、工程 (4 2 7) は省略され、制御は直接、工程 (4 3 1) に向かう。

【 0 0 7 3 】

工程 (4 3 1) において、例えば物体の場所に新たなスポットを見るための走査によって、物体の場所に照らされるべき別のスポットがあるかどうか判定される。もしあれば、制御は、次のスポットを照らし、そして帰還を処理するために、工程 (4 0 5) および続く工程に戻される。多地点平均を使用するいくつかの実施形態では、新たなスポットが平均に加えられ、および最も古いスポットが除去され、または P の新たなスポットが、工程 (4 0 5) から (4 0 9) によって形成されたループにおいて回収される。他に照らすべきスポットがない場合、その結果が使用され、および制御は工程 (4 3 3) に向かう。

【 0 0 7 4 】

工程 (4 3 3) において、デバイス (例えば、車両) は、ドップラー効果または補正距離に基づいて操作される。いくつかの実施形態では、これは、送信光信号によって照らされた複数のスポットにある任意の物体のドップラー補正された位置を示す画像を、ディスプレイ装置に提示することを含む。いくつかの実施形態では、これは、デバイスに、送信光信号によって照らされた複数のスポットにドップラー補正された位置の点群に基づいて少なくとも 1 つの物体を識別するデータを通信することを含む。いくつかの実施形態では、これは、送信光信号によって照らされた複数のスポットにおけるドップラー効果のサイズを示す画像をディスプレイ装置に提示する工程を含み、これによって、移動物体は静止

10

20

30

40

50

物体と不在物体から区別される。いくつかの実施形態では、これは、物体との衝突を回避するために車両を移動させることを含み、ここで車両と物体との閉止速度は、送信光信号によって照らされた複数のスポットにおけるドップラー効果のサイズに基づいて判定される。いくつかの実施形態では、これは、送信光信号によって照らされる複数のスポットにおけるドップラー補正位置の点群に基づいた、車両の識別、または衝突進路上の物体の識別を含む。ドップラーに基づいた点群データのフィルタリングは、そよ風で動いていることもある植物を識別し、除去する効果を有する。固い物体、人工の物体、あるいは高密度の物体がその後、フィルタリングプロセスによってよりよく明らかにされる。これは、保護と監視のシナリオにおいて有利になり得る。車両シナリオでは、ドップラーは、物体（つまり道路表面と移動車両）を分離するために使用され得る。

10

【0075】

単一の帰還に対して多数のドップラーシフトを有するいくつかの実施形態では、工程（433）は、ドップラーシフトの1つに各遅延時間を関連づけ、特定の帰還が、1つの送信信号の持続時間にわたって特定の平均速度で移動している物体または物体の一部に基づく仮定を含む。任意のドップラー補正に関して、そのドップラー補正に関連するそれらの距離ピークのみが、相互相関に存在する。したがって、多数の実例において、任意の距離とドップラーを不正確に組み合わせることは起こりそうもない。言い換えれば、このアプローチのアンビギュイティ関数は、混乱がありえないことを保証する。これは、「ドップラーアンビギュイティスペース」を示す図10に関して、以下の実施形態例で実証される。この画像は、可能性のあるドップラー補正の幅広いセットに及ぶ相互相関を計算することにより、距離 - ドップラースペースをマッピングして生成された。点は帰還を示し、およびスペースは実際に非常にまばらである。

20

【0076】

< 4 . 実例となる実施形態 >

これらの例実施形態では、LIDARシステムは、位相符号化光送信信号を生成するために上記に例示されるコンポーネントを使用した。これらの実施形態では、シンボル時間（パルス幅）は2ナノセカンド（ ns 、 $1ns = 10 \sim 9$ 秒）であり、1ブロック当たりのシンボルの数 N は2048であり、およびブロックの数は5であった。約0～約250メートルの範囲の様々な標的が使用され、直径約5～約20mmのビームスポットサイズで照らされた。

30

【0077】

図5Aは、一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない実質的に静止した物体のための光検知器による、電気的な同相（ I ）と直角（ Q ）の出力の例を例示するグラフである。横軸は、マイクロセカンド（ μ 、 $1\mu s = 10 \sim 6$ 秒）で0の開始時間からの到着時間を示す。縦軸は、ボルトで電気信号を示す。図は、 I をCh1、 Q をCh2、および μs を us として標識する。データは、2048パルスの単一ブロックごとにプロットされる。図5Bは、一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入する移動物体のための光検知器による、電気的増幅の直角の出力の例を例示するグラフである。横軸は、 μs での0の開始時間からの到着時間を示す。垂直軸は、ボルトで電気信号を示す。図は、 I をCh1、 Q をCh2、および μs を us として標識する。帰還のドップラー成分は、約3MHzのドップラーシフトに対応する、同相Ch1および直角位相Ch2信号の両方における約0.3 μs の期間の正弦波パターンとして明白である。この例は1.55ミクロンの波長（193.414489THz）を使用し、したがってこれは約4.7m/sの速度を示した。このドップラー効果は、符号化位相 $\exp(iB(t))$ と生の信号の相関に干渉する。

40

【0078】

図6Aは、一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない、実質的に静止した物体に関する帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルの例を例示するグラフである。横軸は、0～450MHzのスペンを超えるメガヘルツ単位の周波数を示す。縦軸は、任意の単位で交差スペクトルの虚数成分の振幅を示し、-20～+20まで拡張する。方

50

程式 12 によって示されるように、例えばこの振幅は、ドップラーシフト周波数でピークを現わすと予想される；したがって図の垂直軸は、ドップラー帰還と呼ばれる。図 6 A のトレースは明白なピークを示さない；したがって、標的は L I D A R システムに対して移動せず、およびドップラー補償は必要ではなく、または適用されない。

【 0 0 7 9 】

図 6 B と図 6 C は、一実施形態に係る、有意なドップラーシフトを導入しない、移動物体に関する帰還信号の同相分と直角分の交差スペクトルの例を例示するグラフである。図 6 B では、横軸はメガヘルツで周波数を示し、および図 6 A と同じ範囲に及ぶ。縦軸は、任意の単位で（ドップラー帰還を示す）交差スペクトルの虚数成分の振幅を示し、さらに図 6 A と同じ範囲に及ぶ。図 6 B のトレースは、約 10 MHz より低い低周波でかなりの振幅を示す；したがって、いくつかの物体は、L I D A R システムに対して動いており、およびいくつかのドップラー補償は様々な実施形態で適用される。図 6 C では、トレースの低周波部分が拡大されている。横軸はメガヘルツで周波数を示し、図 6 A における距離の $1/45$ に及び、10 MHz のみまで拡張する。縦軸は、任意の単位で（ドップラー帰還を示す）交差スペクトルの虚数成分の振幅を示す；および、0 ~ 120、図 6 A と図 6 B の垂直軸の範囲の 3 倍、および以前のプロットの縦軸の正の部分の 6 倍まで拡張する。トレースは、110 の任意のユニットを超える値を有する 3 MHz での明確なピークを示す。

10

【 0 0 8 0 】

M ブロックに対するインコヒーレント平均化は、静止物体に関して図 7 A から図 7 D に例示されるように雑音を減らす。図 7 A と図 7 B は、一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均されることなく、実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅 対 時間（距離プロファイル）のトレースの例を例示するグラフである。図 7 A では、横軸は、マイクロセカンド（ μs 、 us と標識）で旅行時間を示し、および 0 ~ 2 マイクロセカンドの旅行時間に及ぶ。縦軸は、任意の単位で（後方散乱された帰還信号を示す）相互相関の振幅を示す。図 7 A のトレースは、2 つの旅行時間、0 および約 0.2 μs においてかなりの振幅を示す。時間 = 0 近くの大きなピークは、偏光ビームスプリッタ（322）からの帰還であり、および時間 = 0.2 μs （ us ）近くのより短いピークは、標的物体からの帰還である。図 7 B では、トレースの短い旅行時間部分が拡大されている。横軸はマイクロセカンド（ us ）で時間を示し、および図 7 A の距離の $1/5$ に及び、0.4 μs （ us ）だけ拡張する。縦軸は図 7 A の縦軸と同じである。両トレースは、0.2 μs で後方散乱された帰還を示しているが、トレースには少々、雑音が多く、これによってピークの自動検出と特性評価を困難にする。旅行時間遅延 $t = 0.2 \mu s$ のピークは、光速度に関する約 30 メートル（m）の距離、方程式 3 に係る、秒速（ m/s ）あたり $c = 3 \times 10^8$ メートルに対応する。

20

30

【 0 0 8 1 】

図 7 C と図 7 D は、一実施形態に係る、送信信号のいくつかのブロックに対して平均した、実質的に静止した物体に関する帰還信号の相互相関振幅 対 時間（距離プロファイル）のトレースの例を例示するグラフである。横軸と縦軸はそれぞれ図 7 A と図 7 B と同様である。ここでも、両トレースは、0.2 μs で後方散乱された帰還を示す。しかしながら、図 7 A と図 7 B と比較して、図 7 C と図 7 D のトレースはそれぞれ、明らかに雑音が少なく、これによってピークの自動検出と特性評価はより容易になる。

40

【 0 0 8 2 】

本明細書に記載されるように、平均化とドップラー補償を用いて、物体への正確な距離が判定され得る。図 8 A と図 8 B は、一実施形態に係る、ドップラー補償を用いた、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅 対 時間（距離プロファイル）のトレースの例を例示するグラフである。図 8 A では、横軸は、マイクロセカンド（ us ）で旅行時間を示し、および 0 ~ 4 マイクロセカンド（ us 標識）の旅行時間に及び、図 7 A と図 7 C の横軸の 2 倍のスパンである。縦軸は、任意の単位で（後方散乱された帰還信号を示す）相互相関の振幅を示し、0 ~ 25、図 7 A から図 7 D の縦軸のスパンの 3 倍以上に及ぶ。図 8 A

50

のトレースは、1つの旅行時間、約0.1でかなりの振幅を示す。図8Bでは、トレースの短い旅行時間部分が拡大されている。横軸はマイクロセカンド(μs)で時間を示し、および図8Aの距離の1/19に及び、 $0.4 \mu s$ (μs)だけ拡張する。縦軸は図8Aの縦軸と同じである。往復旅行時間を示すピークは、約 $0.05 \mu s$ で図8Bのトレースに明確に示され、これは、方程式3に従い、光速度に関し約7.5メートル(m)の距離、秒速(m/s) $c = 3 \times 10^8$ メートルに対応する。図8Aと図8Bでは、PBS(322)からの帰還は、ドップラー保守ゆえに距離プロファイルに存在しない。

【0083】

図9Aは、一実施形態に係る、同相光信号と直角光信号へ分離されない混合光信号に基づいたドップラー補償で、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)のトレースの例を例示するグラフである。横軸は、マイクロセカンドで時間を示す(μs 、略語で示す)；および垂直軸は、検出された帰還信号を示す相互相関を示す。本実施形態において、標的は、活発に回転するファンブレードであった。該構成は、図3Aに描かれる混合光信号(362)の実数部だけを使用し、これは同相分(I)と直角分(Q)を分離させない。トレースは、帰還が約 $0.2 \mu s$ で検出されることを示す。

【0084】

図9Bは、一実施形態に係る、同相光信号と直角光信号へ分離される混合光信号に基づいたドップラー補償で、移動物体に関する帰還信号の相互相関振幅対時間(距離プロファイル)の上位トレースの例を例示するグラフである。横軸はマイクロセカンド単位で時間を示す(μs 、略語 μs によって示す)；および垂直軸は、帰還信号を示す相互相関が検出されたことを示す。本実施形態において、標的は、図9Aのデータに使用されたものと同じ活発に回転するファンブレードであった。この構成は、図3Bで光信号(364)として示される分離された同相分(I)と直角分(Q)を使用する。トレースは、帰還が約 $0.2 \mu s$ で再度検出されることを示す；しかし本実施形態において、相互相関ははるかに高い。これは、光学混合器から同相および直角の光信号を分離することを使用する技術が、騒音に対してより堅調であり、かつより長い距離で十分な検知を提供する可能性がより高いことを示す。

【0085】

図10は、一実施形態に係る、容易に識別されるドップラー効果を示すための、ドップラーアンビギュイティスペースの例を例示するグラフである。この画像は、可能性のあるドップラー補正の幅広いセットに及ぶ相互相関を計算することにより、距離-ドップラースペースをマッピングして生成された。横軸は、MHzでドップラー周波数を示す；および垂直軸は、メートルで距離を示す。相互相関の強度は画素の暗さによって示される。ダーク画素のみが、デバイスを離れず、したがってドップラーのないサーキュレータ出力を示す領域(1015)、および約27メートルの距離で約17MHzのドップラーを示す領域(1016)に存在する。スペースは実際、非常にまばらである。

【0086】

システムにおいて物体表面からの後方反射は、距離プロファイルにおける一連の非常に大きな距離帰還に寄与することが実験でわかった。これらの大きな帰還は、現実の標的からのより小さな距離帰還を不明瞭にし得る、距離プロファイルにおける大きなサイドローブ構造をもたらす(位相コードとの相互相関のパワー対距離ピンに対応する時間区間)。この問題と闘うために、コヒーレント処理スキームが、サーキュレータ光学に関する信号の部分の推定値を引くために考案された(図4の工程(409)と(410)に関連して上記されるように)。このアプローチは、いくつかの(約32より多くの)続くコードに対する、サーキュレータ光学からの帰還のコヒーレンスに依存する。早晚、これは少なくとも数十マイクロセカンドになるだろう。サーキュレータ帰還がビームの走査中に安定しているため、安定性の持続期間にわたる時間のブロックのコヒーレント平均(複素数を使用)は、サーキュレータ光学に関する信号の部分の推定するのに十分である。ビームが走査していると、真の標的に関する信号は一貫しない；および、これらのコンポーネントは、この操作において平均的な線に落ち着く。進行中の補正、 $S_s(t)$ により、それは

10

20

30

40

50

、コードブロックのサブセットから複素ベクトルをコヒーレントに引くことによって適用される。結果は、サーキュレータ距離の帰還と関連するサイドローブの強度における極めて効果的な減少である。

【 0 0 8 7 】

図 1 2 A から図 1 2 D は、一実施形態に係る、内部光からの帰還を取り除くための補正の前と後の距離信号の例を例示するグラフである。図 1 2 A では、横軸は、0 ~ 4 0 0 0 m 以上のメートルで、距離ピンを示す；および縦軸は、基準に対するデシベル (dB、 $1 \text{ dB} = 10 \log (y / y_0)$) で相互相関電力を示す。トレースは、3 2 のスポットの平均を引く前の相関ピークを示す。大きなピークは約 1 0 0 m で現れ、および約 2 0 0 0 m でより小さなピークが現われる。図 1 2 B では、軸は同じであるが、トレースは、平均 3 2 のスポットを引くことにより補正された後に相関ピークを示す。内部光学コンポーネント (ここでは、P B S (3 2 2) の代わりに使用されるサーキュレータ) に起因する約 1 0 0 m の偽ピークは大幅に縮小され、および実際の外部物体に起因する約 2 0 0 0 m のピークは、いくらか高められる。これは図 1 2 C と図 1 2 D により明確に示され、前者は、内部光学コンポーネントからの帰還に近いゾーン A の領域を拡大しており、および後者は、外部物体からの実際の帰還近くのゾーン A の領域を拡大している。図 1 2 C は、6 0 ~ 9 0 メートルの多数の偽反射を示す実線のトレースを示し、これは、補正距離プロファイルを示す破線のトレースでほぼ完全に取り除かれる。図 1 2 D は、約 1 8 5 0 m での実際のピークを示す実線のトレースを示し、これは、補正距離プロファイルを示す破線のトレースにおいて約 1 0 % 高められている。この補正は、図 1 3 の歩行者の画像を生成するために使用された。

【 0 0 8 8 】

図 1 3 は、一実施形態に係る、成功裡に処理された多数の異なるドップラーシフトを伴う多数の距離帰還の例を例示する画像である。この画像は、水平方向に + / - 2 5 度 (5 0 度の水平視野) と、1 0 度を超える垂直視野との間で収集された。場所は、垂直のジッパーパターンを伴う 1 0 H z のフレーム速度で走査された。2 0 4 8 のコードが利用された。これは、6 2 5 M b p s の速度で行われ、および信号は 1 . 2 5 G s p s でサンプリングされた。データは処理され、記載されるアルゴリズムの C U D A 実装を使用してリアルタイムで保存された。場面は、数人が歩き回っている駐車場であった。1 0 度の頂角は歩行者の脚と足を捕らえた。示されたいくつかのフレームの合成物が、センサーに向かって、およびセンサーから離れるように異なる速度で歩く人々の追跡を示すように、採色はドップラー値を示す。

【 0 0 8 9 】

様々な実施形態では、標的識別、空間の分解能と精度、および対象速度の分解能と精度の望ましいタイプは、上記のシステムの 1 つ以上のパラメータに関する値を選択するために使用される。そのようなパラメータは、コード長、コードブロック長、平均用のコードブロックの数、(設計されたコードを調べる)コード自体、長距離でのより良好な検知のための信号とコード間のシフト、速度の最適化、データ収集レート、位相変調の深度、伝達されたレーザーパワー、レーザースポットサイズ、走査方法および走査パターンの 1 つ以上を含む。

【 0 0 9 0 】

< 5 . コンピュータハードウェアの概略 >

図 1 4 は、本発明の実施形態が実施され得るコンピューターシステム (1 4 0 0) を例示するブロック図である。コンピューターシステム (1 4 0 0) は、コンピューターシステム (1 4 0 0) の他の内部コンポーネントと外部コンポーネントとの間の情報を送信するためのバス (1 4 1 0) 等の通信メカニズムを含む。情報は、測定可能な現象の物理的な信号として表され、典型的には電気の電圧であり、他の実施形態では、磁気、電磁気、圧力、化学薬品、分子の原子と量子の相互作用等の現象が含まれる。例えば、北と南の磁場、または 0 および 0 でない電気の電圧は、2 進数字 (ビット) の 2 つの状態 (0 , 1) を表す。他の現象は、より高い基数のデジットを表すことができる。測定前の多数の同時量子

状態の重ね合せは、量子ビット（キュービット）を表す。1つ以上の数字列は、文字のための数またはコードを表すために使用されるデジタルデータを構成する。いくつかの実施形態では、アナログデータと呼ばれる情報は、特定の範囲内の測定可能な値の近い連続体によって表される。コンピュータシステム（1400）またはその一部は、本明細書に記載される1つ以上の方法の1つ以上の工程を行うための手段を構成する。

【0091】

2進数字の配列は、文字のための数またはコードを表すために使用されるデジタルデータを構成する。バス（1410）は、バス（1410）に接続されたデバイス間で情報が素早く運ばれるように、多くの平行する情報のコンダクタを含む。情報を処理するための1つ以上のプロセッサ（1402）は、バス（1410）に接続される。プロセッサ（1402）は、情報に1セットの動作を行なう。動作のセットは、バス（1410）から情報を持ち込み、およびバス（1410）に情報を配置することを含む。動作のセットはさらに、典型的には、情報の2つ以上のユニットを比較し、情報のユニットの位置を変え、および加算または乗算等によって情報の2つ以上のユニットを結合することを含む。プロセッサ（1402）によって実行される動作の配列は、コンピュータ命令を構成する。

【0092】

コンピュータシステム（1400）はまた、バス（1410）に接続されたメモリ（1404）を含む。ランダムアクセスメモリ（RAM）または他のダイナミックストレージデバイス等のメモリ（1404）は、コンピュータ命令を含む情報を保存する。ダイナミックメモリは、そこに保存された情報が、コンピュータシステム（1400）によって変更されることを許可する。RAMは、メモリアドレスと呼ばれる場所に保存された情報のユニットが、隣接アドレスに保存された情報とは無関係に保存され、かつ取り出されることを許可する。メモリ（1404）はまた、コンピュータ命令の実行中に一時的に値を保存するために、プロセッサ（1402）によって使用される。コンピュータシステム（1400）はまた、コンピュータシステム（1400）によって変更されない、命令を含む静的な情報を保存するための、リードオンリーメモリ（ROM）（1406）、またはバス（1410）に接続された他の静的記憶装置を含む。さらにバス（1410）に接続されるのは、コンピュータシステム（1400）が切れら、またはそうでなければ電力を失った場合でさえも持続する、命令を含む情報を保存するための磁気ディスクまたは光ディスク等の不揮発性の（持続的）記憶装置（1408）である。

【0093】

命令を含む情報は、人間のユーザーによって操作される英数字キーを含むキーボードまたはセンサー等の外部入力装置（1412）から、プロセッサによって使用されるバス（1410）に提供される。センサーは、その近位の状態を検出し、およびコンピュータシステム（1400）に情報を表示するために使用される信号と互換性のある信号に、そのような検出を変換する。主にヒトとのインタラクトに使用される、バス（1410）に接続された他の外部デバイスは、ブラウン管（CRT）または液晶ディスプレイ（LCD）等の、画像を提示するためのディスプレイ装置（1414）、およびマウスまたはトラックボールまたはカーソル指令キー等の、ディスプレイ（1414）上に提示される小さなカーソル画像の位置を制御するための、およびディスプレイ（1414）に提示されるグラフィカル要素に関連するコマンドを発するための、ポインティングデバイス（1416）を含む。

【0094】

例示された実施形態では、特定用途向け集積回路（IC）（1420）等の専用ハードウェアが、バス（1410）に接続される。専用ハードウェアは、特定の目的のためにプロセッサ（1402）によって十分な速度では行われない動作を行うように構成される。特定用途向けICの例として、ディスプレイ（1414）に画像を生成するためのグラフィックスアクセラレータカード、ネットワーク経由で送信されたメッセージの暗号化と解読のための暗号ボード、および、ハードウェアにより効果的に実装されるいくつかの複雑な配列の動作を繰り返し行うロボットアームおよび医療走査機器等の、特別な外部デバイ

10

20

30

40

50

スへのインタフェースがあげられる。

【0095】

コンピュータシステム(1400)はまた、バス(1410)に接続された通信インターフェース(1470)の1つ以上の实例を含む。通信インターフェース(1470)は、プリンタ、スキャナ、および外付けディスク等の、それ自体のプロセッサにより動作する様々な外部デバイスへの双方向通信での接続を提供する。一般に、接続は、それ自体のプロセッサを有する様々な外部デバイスが接続されるローカルネットワーク(1480)に接続されたネットワークリンク(1478)を用いる。例えば、通信インターフェース(1470)は、パソコンにあるパラレルポートまたはシリアルポートまたはユニバーサルシリアルバス(USB)であってもよい。いくつかの実施形態では、通信インターフェース(1470)は、対応するタイプの電話線に情報通信接続を提供する、ISDN(integrated services digital network)カード、またはデジタル加入者線(DSL)カード、または電話モデムである。いくつかの実施形態では、通信インターフェース(1470)は、バス(1410)上の信号を同軸ケーブルを経由した通信接続のための信号、または光ファイバケーブルを経由した通信接続のための光信号に変換するケーブルモデムである。他の例として、通信インターフェース(1470)は、Ethernet等の、互換性のあるLANへのデータ通信接続を提供するローカルエリアネットワーク(LAN)カードであってもよい。無線リンクもまた、実装されてもよい。電波と光波と赤外線波を含む、音波と電磁波等の光搬送波は、ワイヤまたはケーブルのない空間を移動する。信号は、振幅、周波数、位相、偏波、または搬送波の他の物理的性質に人工的な変動を含む。無線リンクについては、通信インターフェース(1470)は、デジタルデータ等の情報の流れを運ぶ、赤外線信号と光信号を含む電気信号、聴覚信号、または電磁気信号を送受信する。

10

20

【0096】

コンピュータ可読媒体という用語は、実行のための命令を含む、プロセッサ(1402)への情報の提供に関与するあらゆる媒体を指して、本明細書において使用される。そのような媒体は、限定されないが、不揮発性媒体、揮発性媒体、および伝送媒体を含む形態であってもよい。不揮発性媒体として、例えば記憶装置(1408)等の光学ディスクまたは磁気ディスクがあげられる。揮発性媒体として、例えばダイナミックメモリ(1404)があげられる。伝送媒体として、例えば、光波と電波と赤外線波を含む音波および電磁波等の、ワイヤまたはケーブルなしで空間内を移動する同軸ケーブル、銅線、光ファイバケーブル、および電波があげられる。コンピュータ可読記憶媒体という用語は、伝送媒体を除き、プロセッサ(1402)への情報の提供に関与するあらゆる媒体を指して、本明細書において使用される。

30

【0097】

コンピュータ可読媒体の一般的な形態として、例えば、フロッピーディスク、フレキシブルディスク、ハードディスク、磁気テープ、または他の磁気メディア、コンパクトディスクROM(CD-ROM)、デジタルビデオディスク(DVD)、または他の光学媒体、パンチカード、紙テープ、または穴のパターンを有する他の物理的媒体、RAM、プログラマブルROM(PROM)、消去可能なPROM(EPROM)、FLASH-EPROM、または他のメモリチップまたはカートリッジ、搬送波、またはコンピュータによる読み取りが可能な他の媒体があげられる。非一時的コンピュータ可読記憶媒体は、搬送波と他の信号を除き、プロセッサ(1402)への情報の提供に関与するあらゆる媒体を指し、本明細書において使用される。

40

【0098】

1つ以上の触知可能な媒体に符号化された論理は、ASIC(1420)等の、コンピュータ可読記憶媒体および専用ハードウェアにある一方または両方のプロセッサ命令を含む。

【0099】

ネットワークリンク(1478)は典型的に、情報を使用し、または処理する他のデバ

50

イスに1つ以上のネットワークを通じた情報通信を提供する。例えば、ネットワークリンク(1478)は、ローカルネットワーク(1480)経由の接続をホストコンピュータ(1482)、またはインターネットサービスプロバイダー(ISP)によって操作される機器(1484)に提供してもよい。ISP機器(1484)は次に、今日では一般にインターネット(1490)と呼ばれるネットワークの、公共の、ワールドワイドなパケット交換通信網を通じたデータ通信サービスを提供する。インターネットに接続されたサーバー(1492)と呼ばれるコンピュータは、インターネット経由で受信された情報に応じてサービスを提供する。例えば、サーバー(1492)は、ディスプレイ(1414)に提示するために、ビデオデータを表す情報を提供する。

【0100】

本発明は、本明細書に記載の技術を実施するためのコンピュータシステム(1400)の使用に関する。本発明の一実施形態によれば、それらの技術は、メモリ(1404)に含まれる1つ以上の命令の1つ以上の配列を実行するプロセッサ(1402)にตอบสนองしてコンピュータシステム(1400)によって行なわれる。ソフトウェアおよびプログラムコードとも呼ばれるそのような命令は、記憶装置(1408)等の他のコンピュータ可読媒体からメモリ(1404)に読み込まれてもよい。メモリ(1404)に含まれる命令の配列の実行により、プロセッサ(1402)は本明細書に記載される方法の工程を行なう。代替的な実施形態では、特定用途向け集積回路(1420)等のハードウェアは、本発明を実行するためにソフトウェアの代わりに、またはそのソフトウェアと組み合わせて使用されてもよい。したがって、本発明の実施形態は、ハードウェアとソフトウェアの特定の組み合わせに制限されない。

【0101】

通信インターフェース(1470)を介したネットワークリンク(1478)および他のネットワークを経由して送信された信号は、コンピュータシステム(1400)を行き交う情報を運ぶ。コンピュータシステム(1400)は、とりわけネットワーク(1480)(1490)を通じて、ネットワークリンク(1478)と通信インターフェース(1470)を通じて、プログラムコードを含む情報を送受信することができる。インターネット(1490)を使用する例では、サーバー(1492)は、インターネット(1490)、ISP機器(1484)、ローカルネットワーク(1480)、および通信インターフェース(1470)を通じて、コンピュータ(1400)から送信されたメッセージによって要求される特定のアプリケーション用のプログラムコードを伝達する。受信されたコードは、それが受信されると、または後の実行のために記憶装置(1408)または他の不揮発性記憶装置に保存され得ると、またはその両方であると、プロセッサ(1402)によって実行され得る。このように、コンピュータシステム(1400)は、搬送波上の信号の形でアプリケーションプログラムコードを獲得してもよい。

【0102】

コンピュータ可読媒体の様々な形態が、実行のためのプロセッサ(1402)に対する命令またはデータの配列の1つ以上またはそれらの両方を運ぶことに関与する場合もある。例えば、命令とデータはまず、ホスト(1482)等の遠隔コンピュータの磁気ディスク上で運ばれてもよい。遠隔コンピュータは、そのダイナミックメモリに命令とデータをロードし、そしてモデムを使用し、電話線を通じて命令とデータを送る。コンピュータシステム(1400)に局所的なモデムは、電話線経由で命令とデータを受信し、および命令とデータを、ネットワークリンク(1478)の役目を担う赤外線搬送波上の信号に変換するために赤外線送信器を使用する。通信インターフェース(1470)として機能する赤外線検出器は、赤外線信号において搬送される命令とデータを受信し、および命令とデータを表す情報をバス(1410)に配置する。バス(1410)は、メモリ(1404)に情報を運び、命令と共に送信されたデータのいくつかを使用してプロセッサ(1402)はメモリ(1404)から命令を取り出し実行する。メモリ(1404)で受信される命令とデータは随意に、プロセッサ(1402)による実行の前または後に、記憶装置(1408)に保存され得る。

10

20

30

40

50

【0103】

図15は、本発明の実施形態が実装され得るチップセット(1500)を例示する。チップセット(1500)は、本明細書に記載される方法の1つ以上の工程を行なうようにプログラムされ、例えば、1つ以上の物理的なパッケージ(例えばチップ)に組み込まれた図14に関して記載されるプロセッサとメモリコンポーネントを含む。例えば、物理的なパッケージは、物理強度、サイズの保存、および/または電気的な相互作用の限界等の1つ以上の特性を提供するために、構造アセンブリ(例えばベースボード)上に1つ以上の物質、コンポーネント、および/またはワイヤの構成を含む。特定の実施形態では、チップセットが単一のチップに実装可能であることが熟考される。チップセット(1500)またはその一部は、本明細書に記載される方法の1つ以上の工程を行なうための手段を構成する。

10

【0104】

一実施形態では、チップセット(1500)は、チップセット(1500)のコンポーネント間で情報を送信するためのバス(1501)等の通信メカニズムを含む。プロセッサ(1503)は、命令を実行し、かつ例えばメモリ(1505)に保存された情報を処理するために、バス(1501)への接続性を有している。プロセッサ(1503)は、独立して動作するように構成された各コアを有する1つ以上の処理コアを含んでもよい。マルチコアプロセッサは、単一の物理的なパッケージ内で多重プロセッシングを可能にする。マルチコアプロセッサの例には、2、4、8、またはより多くの処理コアが含まれる。代替的にまたは付加的に、プロセッサ(1503)は、命令の独立した実行、パイプライン方式、およびマルチスレディングを可能にするために、バス(1501)を介して縦並びに構成された1つ以上のマイクロプロセッサを含んでもよい。プロセッサ(1503)はまた、1つ以上のデジタルシグナルプロセッサ(DSP)(1507)または1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)(1509)等の、特定の処理機能とタスクを行うための1つ以上の専用コンポーネントを伴ってもよい。DSP(1507)は典型的に、プロセッサ(1503)と無関係にリアルタイムで現実世界の信号(例えば音)を処理するように構成される。同様に、ASIC(1509)は、一般的な目的のためのプロセッサによって容易には行なわれない特殊な機能を行うように構成することができる。本明細書に記載される創造性のある機能を行なうのを助ける他の専用コンポーネントは、1つ以上のフィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)(図示せず)、1つ以上のコントローラ(図示せず)、または1つ以上の他の専用計算機チップを含む。

20

30

【0105】

プロセッサ(1503)と付随するコンポーネントは、バス(1501)経由でのメモリ(1505)への接続性を有している。メモリ(1505)は、実行された時に本明細書に記載の1つ以上の工程を行う実行可能な命令を保存するための、ダイナミックメモリ(例えばRAM、磁気ディスク、書き込み可能な光ディスク等)とスタティックメモリ(例えばROM、CD-ROM等)の両方を含む。メモリ(1505)はまた、本明細書に記載の方法の1つ以上の工程に関連する、またはその実行によって生成されるデータを保存する。

40

【0106】

<6. 変更、拡張、および修正>

前述の詳細な説明において、本発明は、その特定の実施形態に関連して記載されてきた。しかしながら、様々な修正および変更が、本発明のより広い精神と範囲から逸脱することなくなされ得ることは明らかであろう。明細書および図面は、したがって、限定的意味ではなく例示的意味でとらえられる。この明細書と特許請求の範囲の全体にわたって、文脈が他で要求しない限り、単語「含む(comprise)」および「含む(contains)」と「含んでいる(comprising)」等のその変化形は、記載されるアイテム、要素または工程、あるいはアイテム、要素または工程のグループを包含するが、他のアイテム、要素または工程、あるいはアイテム、要素または工程のグループを除外しないことを意味すると理解される。さらに、不定冠詞「a」または「an」は、冠詞に

50

よって修飾されたアイテム、要素または工程の1つ以上を示すことを意味する。本明細書で使用されるように、文脈から明確でない限り、値は、他の値の2倍（2倍または1/2）の範囲にあれば、「約」別の値である。範囲の例が提供されるが、文脈から明確でない限り、包含される範囲が様々な実施形態でも意図される。したがって、0 ~ 10の範囲は、いくつかの実施形態では範囲1 ~ 4を含む。

【0107】

< 7 . 参考文献 >

以下の参考文献が本明細書に引用され、本明細書で使用されるものと一致しない用語を除いて、本明細書で完全に明記されているかのように、その各々の全内容が参照により本明細書に組み込まれる。

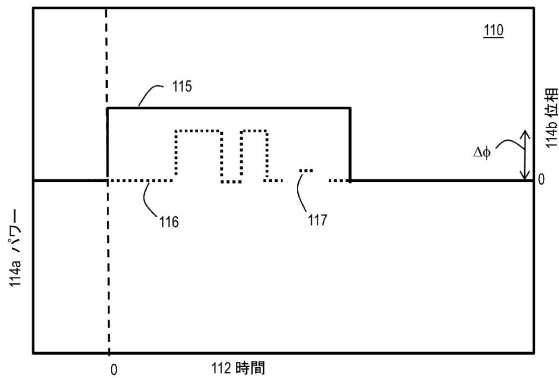
Foucras, M. et al., 2014, "Detailed Analysis of the Impact of the Code Doppler on the Acquisition Performance of New GNSS Signals," ION ITM 2014, International Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, United States. Jan 2014.

Kachelmyer, A. L., 1990, "Range-Doppler Imaging with a Laser Radar," The Lincoln Laboratory Journal, v3(1), pp87-118. Krasner, N. F., 1998, "GPS Receiver and Method for Processing GPS Signals," US Patent 5,781,156, Jul-1998.

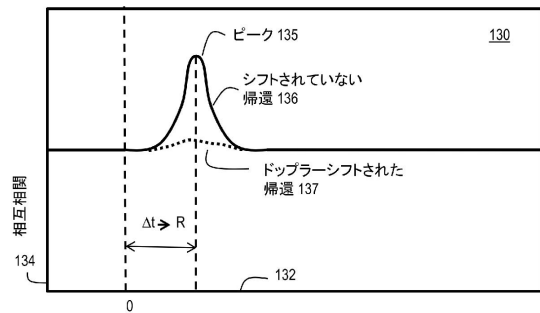
10

20

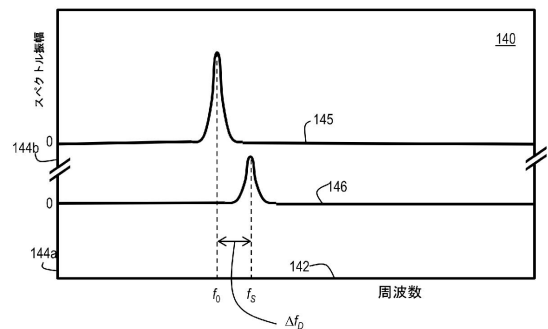
【図1A】



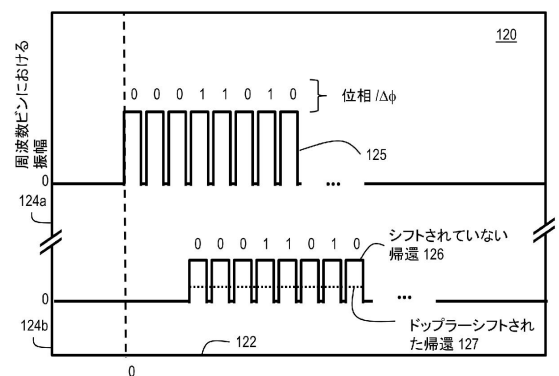
【図1C】



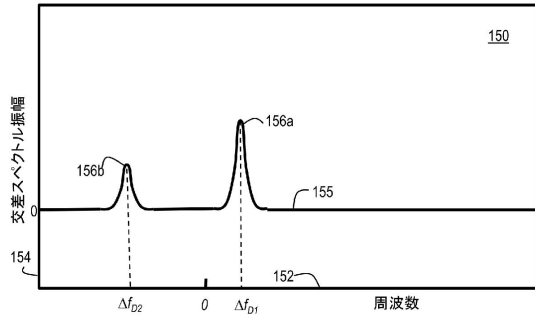
【図1D】



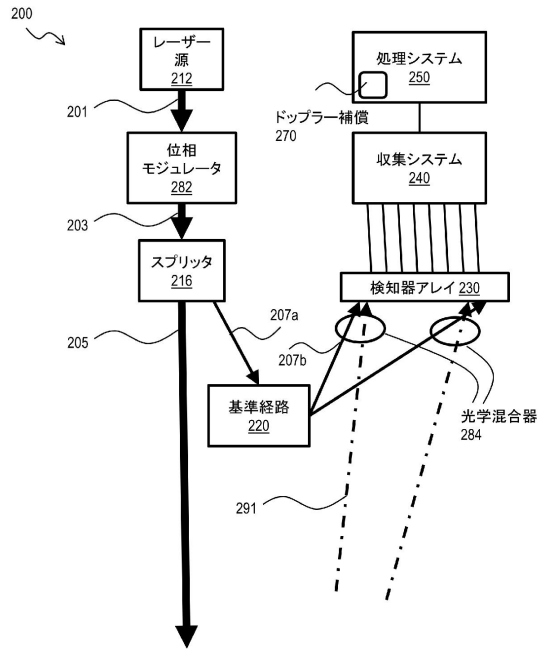
【図1B】



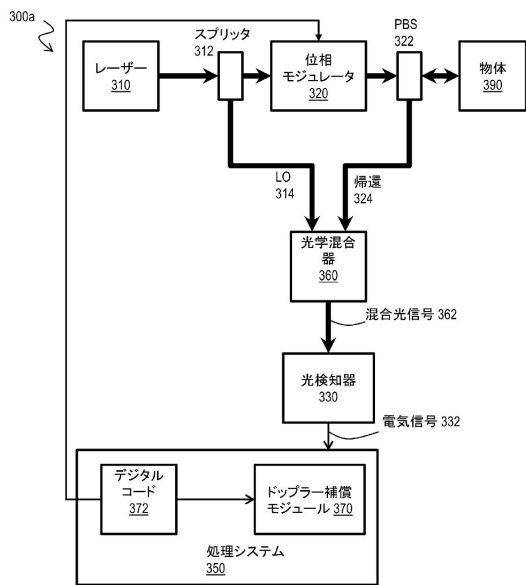
【図 1 E】



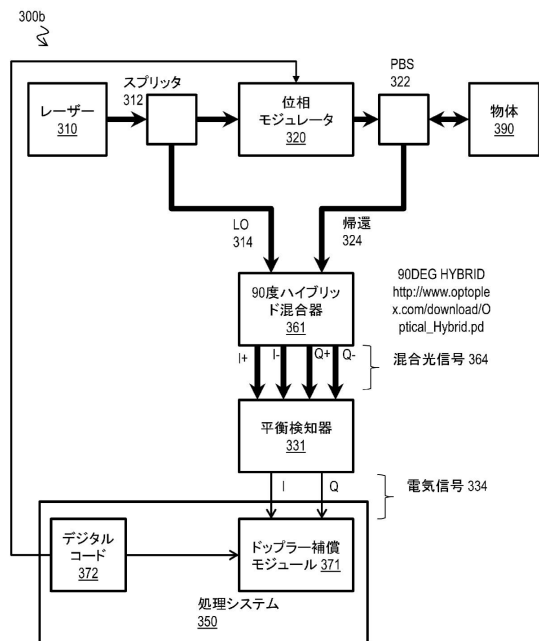
【図 2】



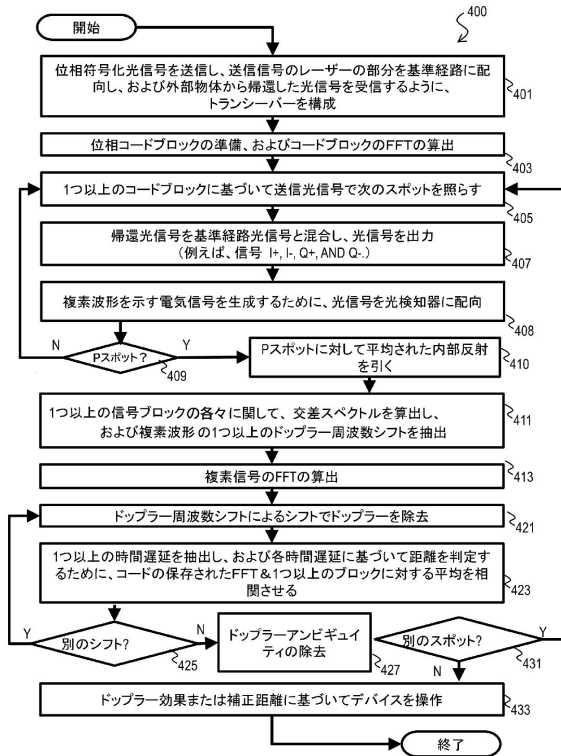
【図 3 A】



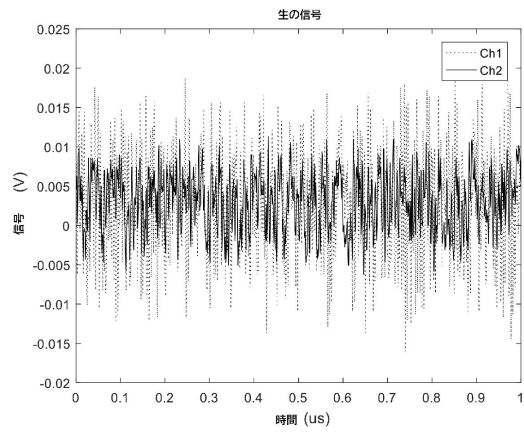
【図 3 B】



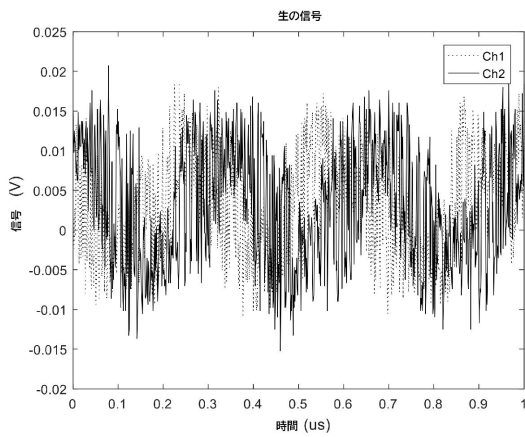
【図4】



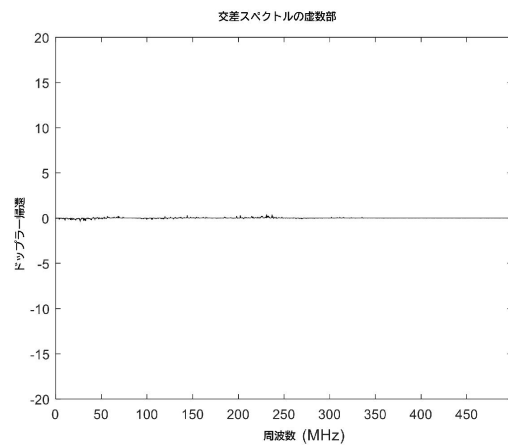
【図5A】



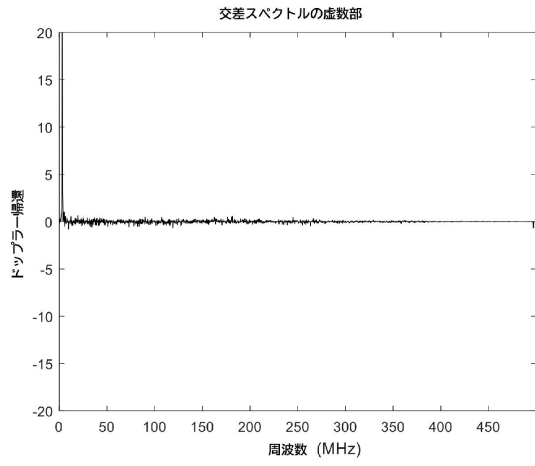
【図5B】



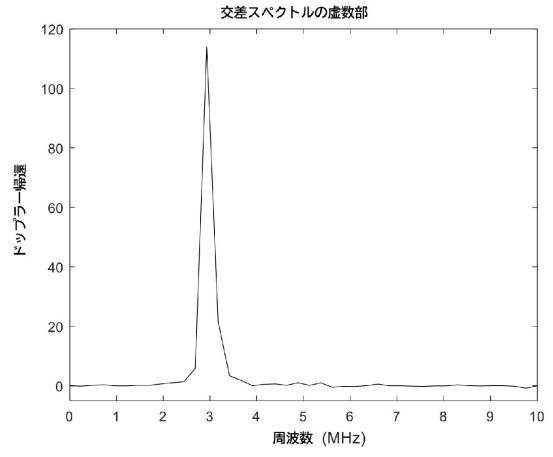
【図6A】



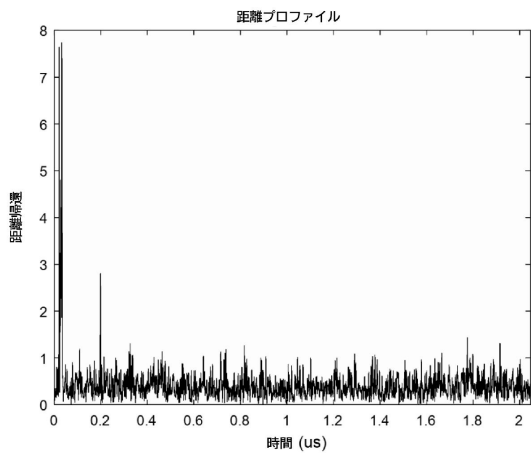
【図 6 B】



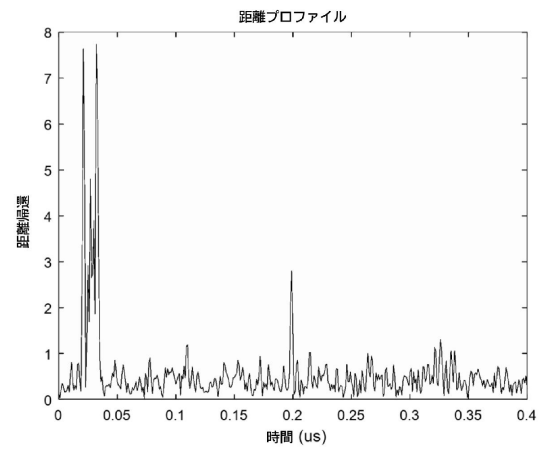
【図 6 C】



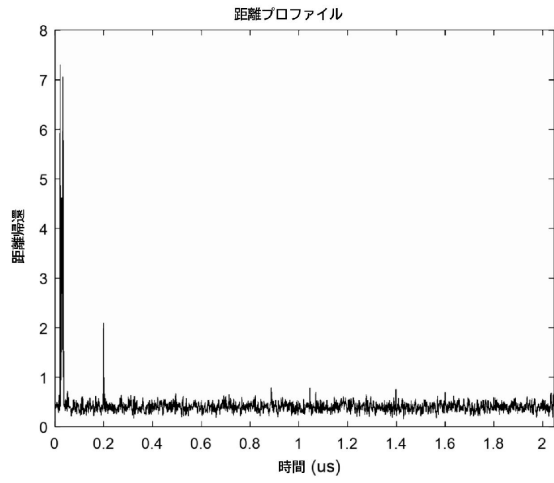
【図 7 A】



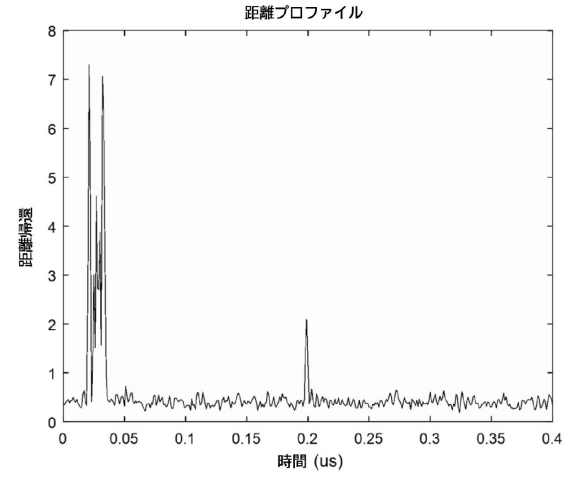
【図 7 B】



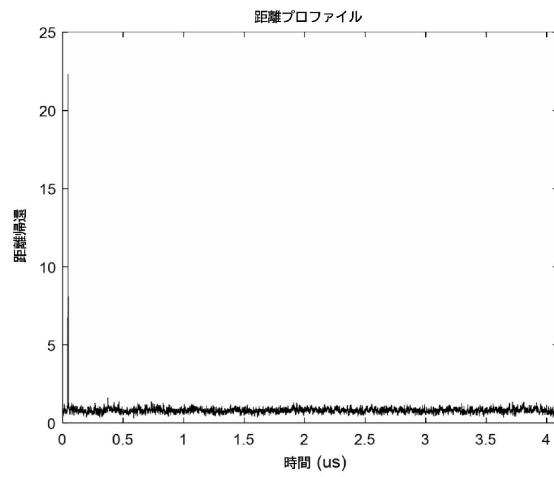
【図 7 C】



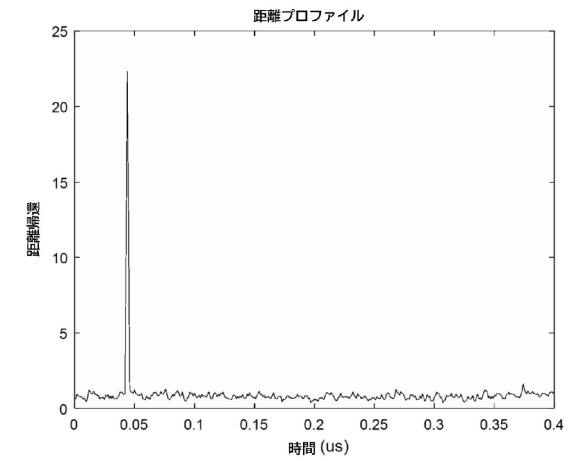
【図 7 D】



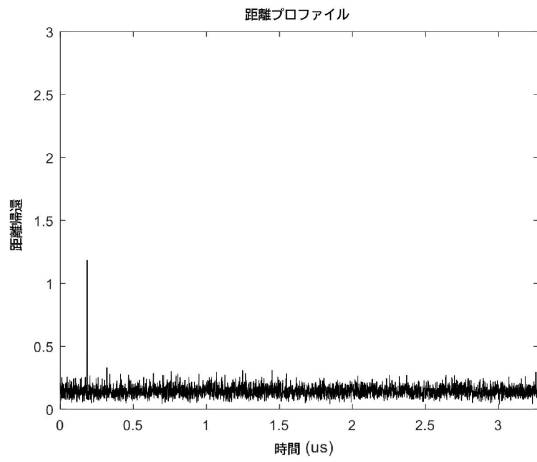
【図 8 A】



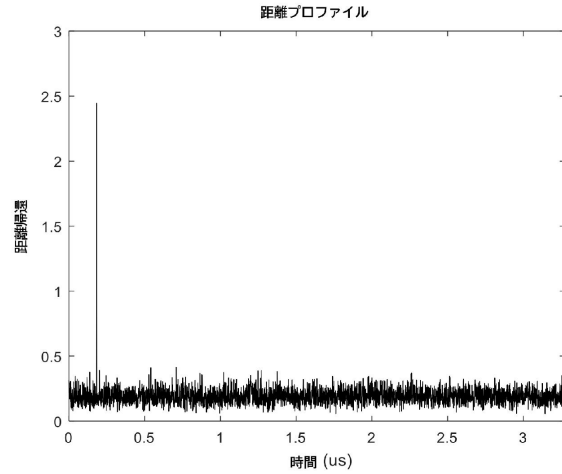
【図 8 B】



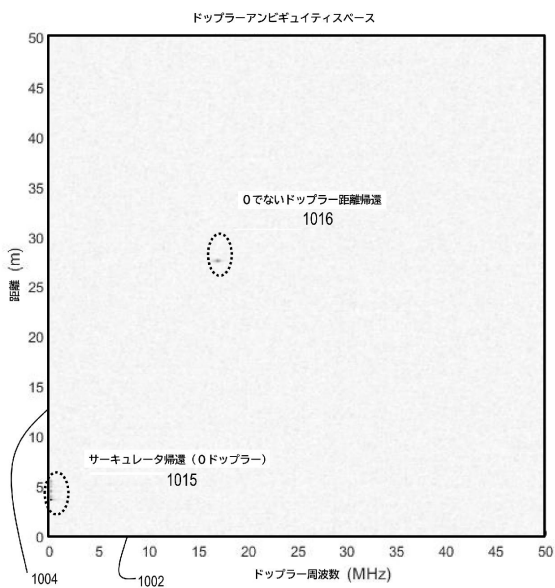
【図 9 A】



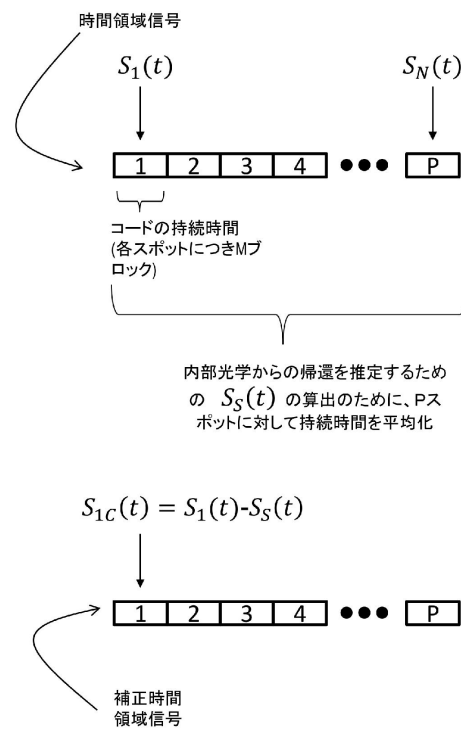
【図 9 B】



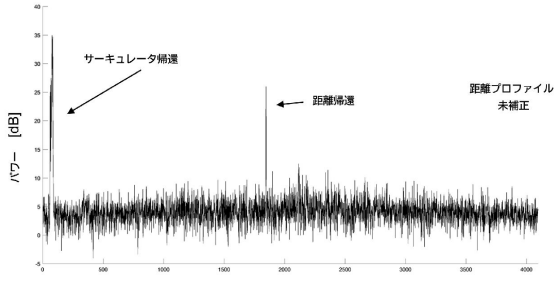
【図 10】



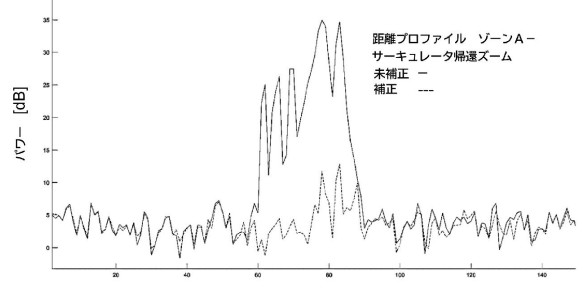
【図 11】



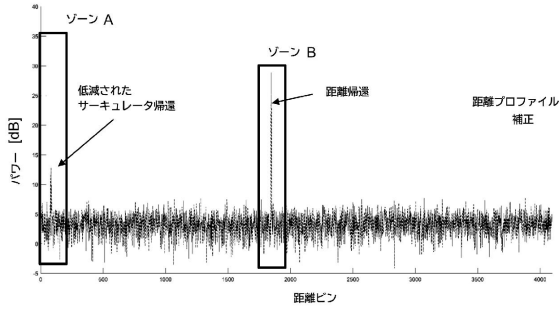
【図 1 2 A】



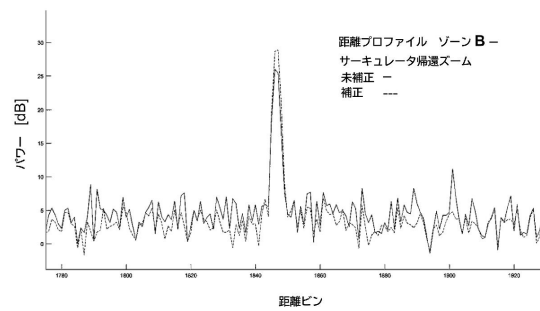
【図 1 2 C】



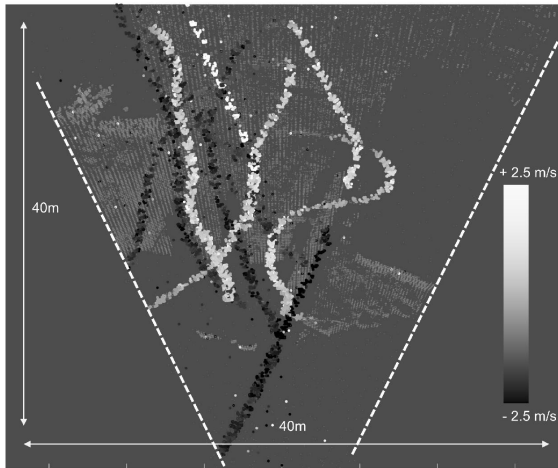
【図 1 2 B】



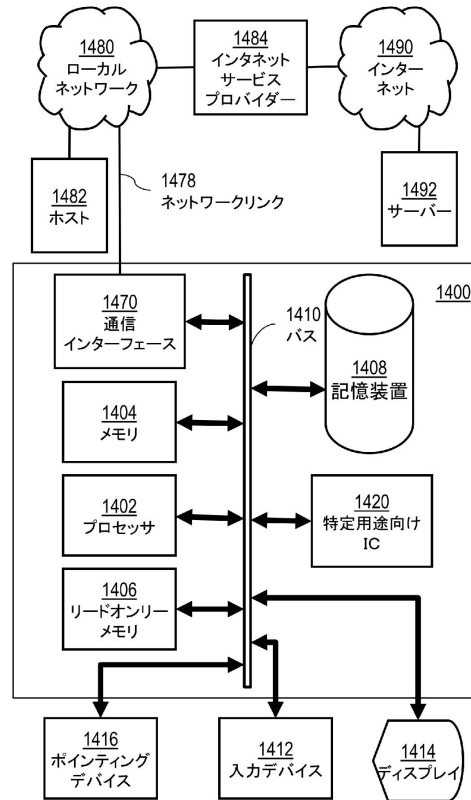
【図 1 2 D】



【図 1 3】

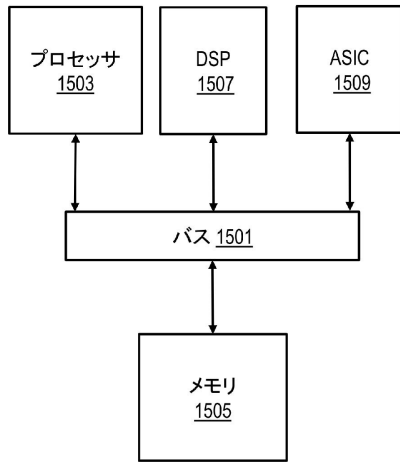


【図 1 4】



【 図 15 】

1500



フロントページの続き

- (72)発明者 レイベル, ランディ, アール.
アメリカ合衆国 59718 モンタナ州 ボーズマン ウェスト・ブロードウォーター 357
0
- (72)発明者 カリー, ジェームズ
アメリカ合衆国 59715 モンタナ州 ボーズマン サウス・ブラック・アベニュー 610
- (72)発明者 ミルビッチ, ミシェル
アメリカ合衆国 59047 モンタナ州 リビングストン サウス・13番・ストリート 51
1
- (72)発明者 ループアバターラム, クリシュナ
アメリカ合衆国 59718 モンタナ州 ボーズマン バックレイク・アベニュー 1101

審査官 梶田 真也

- (56)参考文献 特開2015-125062(JP, A)
特開2000-338244(JP, A)
国際公開第2011/102130(WO, A1)
特開2009-291294(JP, A)
特開2011-107165(JP, A)
米国特許第04620192(US, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 1/72 - 1/82
G01S 3/80 - 3/86
G01S 5/18 - 7/64
G01S 13/00 - 17/95