

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第6187995号
(P6187995)

(45) 発行日 平成29年8月30日(2017.8.30)

(24) 登録日 平成29年8月10日(2017.8.10)

(51) Int.Cl. F I
G O 1 S 13/32 (2006.01) G O 1 S 13/32

請求項の数 5 (全 22 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2016-163405 (P2016-163405)</p> <p>(22) 出願日 平成28年8月24日 (2016.8.24)</p> <p>審査請求日 平成28年9月15日 (2016.9.15)</p> <p>早期審査対象出願</p>	<p>(73) 特許権者 515052604 株式会社CQ-Sネット 神奈川県横浜市神奈川区鳥越7番地の8</p> <p>(74) 代理人 100090158 弁理士 藤巻 正憲</p> <p>(72) 発明者 齋藤 光正 神奈川県横浜市神奈川区鳥越7番地の8 株式会社CQ-Sネット内</p> <p>(72) 発明者 齋藤 真輝 神奈川県横浜市神奈川区鳥越7番地の8 株式会社CQ-Sネット内</p> <p>(72) 発明者 齋藤 純輝 神奈川県横浜市神奈川区鳥越7番地の8 株式会社CQ-Sネット内</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 定在波レーダーによる位置検知装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

2個の第1及び第2の距離検知部と、

前記各距離検知部の検知結果から、測定対象の平面的位置を検知する位置検知部と、
を有し、

前記各距離検知部は、

周波数掃引されたレーダー波を放射状に送信し、外部の測定対象にて反射した反射波を送信波長に基づく一定距離だけ離隔した2点にて検出し、送信波及び受信波から合成される定在波を検知する定在波検知部と、

前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを求める距離スペクトル演算部と、

前記距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める差分検出部と、

前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める距離演算部と、
を有し、

前記各距離検知部はその2個の前記レーダー波の送信波が一面上で放射状に広がり、その2個のレーダー波の送信方向の中心線が相互に直交するように前記定在波検知部が配置され、

前記位置検知部は、各距離演算部の演算結果から、前記測定対象の平面的位置を特定することを特徴とする定在波レーダーによる位置検知装置。

10

20

【請求項 2】

2 個の第 1 及び第 2 の距離検知部と、

前記各距離検知部の検知結果から、測定対象の平面的位置を検知する位置検知部と、
を有し、

前記各距離検知部は、

周波数掃引されたレーダー波を放射状に送信し、外部の測定対象にて反射した反射波を送信波長に基づく一定距離だけ離隔した 2 点にて検出し、送信波及び受信波から合成される定在波を検知する定在波検知部と、

前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを一定のサンプリング時間毎に求める距離スペクトル演算部と、

前記距離スペクトルから、前回又は所定回前のサンプリング時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める差分検出部と、

前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める距離演算部と、
を有し、

前記各距離検知部はその 2 個の前記レーダー波の送信波が一面上で放射状に広がり、その 2 個のレーダー波の送信方向の中心線が相互に直交するように前記定在波検知部が配置され、

前記位置検知部は、各距離演算部の演算結果から、前記測定対象の平面的位置を特定することを特徴とする定在波レーダーによる位置検知装置。

【請求項 3】

第 3 の距離検知部を有し、

前記第 3 の距離検知部は、

周波数掃引されたレーダー波を放射状に送信し、外部の測定対象にて反射した反射波を送信波長に基づく一定距離だけ離隔した 2 点にて検出し、送信波及び受信波から合成される定在波を検知する定在波検知部と、

前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを求める距離スペクトル演算部と、

前記距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める差分検出部と、

前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める距離演算部と、
を有し、

前記第 3 の距離検知部は、そのレーダー波の送信波が前記一面に垂直の他面上で放射状に広がり、前記第 3 の距離検知部のレーダー波の送信方向の中心線は、前記第 1 及び第 2 の距離検知部のいずれのレーダー波の送信方向とも直交し、前記位置検知部は、前記測定対象の平面的位置の他に、この平面に垂直方向の位置も特定することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の定在波レーダーによる状態検知装置。

【請求項 4】

前記差分検出部の前記差分距離スペクトルからその複数のピーク位置に対応する中心周波数をもつ複数の信号を抽出して、前記距離演算部に差分距離スペクトルとして出力する帯域通過フィルタを有することを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載の定在波レーダーによる状態検知装置。

【請求項 5】

少なくとも一部に透光性のカバーを備えたケースと、

このケース内に格納され、前記カバーを介して照明光を外部に照射する発光体としての LED 光源と、

を有する LED 照明器具内に、

前記定在波検知部、前記距離スペクトル演算部、前記差分検出部、及び前記距離演算部が、前記ケース内に格納されて、内蔵されていることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれ

10

20

30

40

50

か1項に記載の定在波レーダーによる状態検知装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、屋内のように狭い空間内であっても、測定対象の距離を測定できると共に、測定対象の平面的位置を検知することができる定在波レーダーによる位置検知装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、マイクロ波のパルス信号を使用し、電波を送信してから受信するまでの時間を基に、反射面までの距離を求める距離測定方法がある（特許文献1）。

【0003】

一方、本願出願人は、人体（測定対象者）からの反射波を基に、この人体までの距離スペクトルを求め、この距離スペクトルから測定対象者との間の距離成分を抽出して、距離を測定するとともに、位相の変化分を演算し、前記位相の変化分から測定対象者の身体状態並びに呼吸数及び脈拍を含む生理状態を判定する定在波レーダーによる人体異常検知装置を提案した（特許文献2）。この場合、変動する測定対象者を除いた静止物体のみ存在する場合を初期状態として、変動する測定対象者が加わった状態から前記初期状態を差し引きする差分検出により、前記特定対象者の距離スペクトルの振幅成分から被測定物の距離を計測し、また、前記距離スペクトルの位相成分から測定対象者の微小変位（呼吸数及び脈拍等）を検出している。

【0004】

更に、特許文献3には、測定範囲に対してレーザ光を二次元的に走査し、このレーザ光の走査により得られる前記測定範囲内における多数の計測点距離情報に基づいて、測定範囲の三次元情報を取得する検出部と、この検出部で取得した三次元情報に基づいて、測定範囲内に存在する被計測物体を検出する判定部を備えたレーザレーダが開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特許第4099659号公報

【特許文献2】特許第5377689号公報

【特許文献3】特開2010-197341号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、特許文献1の方法は、電波を送信してから受信するまでの時間により距離を演算しているため、マイクロ波の測度を考慮すると、道路の上方の高い位置（例えば、10m以上）に電波センサを設置しないと、反射波を受信することができない。このため、この方法では、室内のように、空間的余裕がない場合に、その室内の人の位置を検出することができない。結局、この方法では、屋外のように、高い位置に電波センサを設置できる空間的余裕が必要になり、部屋の中のように、数m程度の近距離の位置にいる人間との間の距離を検出することは困難であった。

【0007】

また、特許文献2に記載の従来技術においては、室内の天井にセンサを設置し、その下方に位置する人（測定対象者）との間の距離並びにその人の呼吸数及び脈拍等の生体情報を検知する。しかし、特許文献2に記載のセンサは、室内のような狭い空間であっても、センサと測定対象者との間の距離を検出できるものの、測定対象者が、部屋のどこ（平面的位置）にいるのかを検出することはできない。

【0008】

更に、特許文献3に記載の従来技術においては、測定範囲に対してレーザ光を二次元的

10

20

30

40

50

に走査することにより、測定範囲内に存在する被計測物体を検出している。このため、レーザ光をスキャンさせる機構が必要になるが、モータ等の駆動機構は、耐用期間に制約があり、また、正確な角度の制御精度が必要になり、装置コストが高くなるという問題点がある。

【 0 0 0 9 】

一般的に、レーダーで位置を検出する場合、そのビームを鋭く絞り、更に、ビームを走査することにより、測定対象物から反射される波形の時間差を検出して、方向と距離を計測する。更に、上下方向にビームを走査することにより、測定対象物の高さ方向の位置を検出する。しかしながら、前述の如く、ビームを走査する機構を設置することは、駆動機構を設けるための高コスト化と、正確な角度情報を得るための高コスト化とが問題となる。

10

【 0 0 1 0 】

本発明はかかる問題点に鑑みてなされたものであって、屋内のように狭い空間内であっても、測定対象の距離を測定できると共に、ビームの走査機構を設けることなく、測定対象の平面的位置を検知することができ、更に、測定対象が近接して複数存在する場合も、各測定対象の位置を検知することができる定在波レーダーによる位置検知装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

本発明に係る定在波レーダーによる位置検知装置は、
2個の第1及び第2の距離検知部と、
 前記各距離検知部の検知結果から、測定対象の平面的位置を検知する位置検知部と、
 を有し、
 前記各距離検知部は、
 周波数掃引されたレーダー波を放射状に送信し、外部の測定対象にて反射した反射波を送信波長に基づく一定距離だけ離隔した2点にて検出し、送信波及び受信波から合成される定在波を検知する定在波検知部と、
 前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを求める距離スペクトル演算部と、
 前記距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める差分検出部と、
 前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める距離演算部と、
 を有し、
 前記各距離検知部はその2個の前記レーダー波の送信波が一面上で放射状に広がり、その2個のレーダー波の送信方向の中心線が相互に直交するように前記定在波検知部が配置され、
 前記位置検知部は、各距離演算部の演算結果から、前記測定対象の平面的位置を特定することを特徴とする

20

30

【 0 0 1 2 】

なお、前記距離スペクトル演算部は、前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを一定のサンプリング時間毎に求め、前記差分検出部は、前記距離スペクトルから、前回又は所定回前のサンプリング時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求めるようにしてもよい。

40

また、第3の距離検知部を有し、
前記第3の距離検知部は、
周波数掃引されたレーダー波を放射状に送信し、外部の測定対象にて反射した反射波を送信波長に基づく一定距離だけ離隔した2点にて検出し、送信波及び受信波から合成される定在波を検知する定在波検知部と、
前記定在波検知部が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フ

50

ーリエ変換して、距離スペクトルを求める距離スペクトル演算部と、
前記距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を
演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める差分検出部と、
前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める距離演算部と、
を有し、

前記第3の距離検知部は、そのレーダー波の送信波が前記一面に垂直の他面上で放射状に
広がり、前記第3の距離検知部のレーダー波の送信方向の中心線は、前記第1及び第2の
距離検知部のいずれのレーダー波の送信方向とも直交し、前記位置検知部は、前記測定対
象の平面的位置の他に、この平面に垂直方向の位置も特定するように構成することができ
る。

10

【0013】

これらの定在波レーダーによる状態検知装置において、
 前記距離演算部は、更に、前記距離スペクトルの位相の変化分から測定対象の微小変位を
 求めることができる。

【0014】

また、
 前記差分検出部の前記差分距離スペクトルからその複数のピーク位置に対応する中心周波
 数をもつ複数の信号を抽出して、前記距離演算部に差分距離スペクトルとして出力する帯
 域通過フィルタを設けることもできる。

【0015】

そして、
 少なくとも一部に透光性のカバーを備えたケースと、
 このケース内に格納され、前記カバーを介して照明光を外部に照射する発光体としてのL
 ED光源と、
 を有するLED照明器具内に、
 前記定在波検知部、前記距離スペクトル演算部、前記差分検出部、前記距離演算部及び前
 記判定部が、前記ケース内に格納されて、内蔵されるように構成することもできる。

20

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、レーダー波のビームを走査することなく、屋内のように狭い空間内で
 あっても、測定対象の距離を測定でき、また、測定対象の平面的位置を検知することがで
 きる。しかも、測定対象が近接して複数存在する場合も、各測定対象の位置を検知するこ
 とができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明の第1実施形態の定在波レーダーによる状態検知装置を示す図である。

【図2】本発明の第2実施形態の定在波レーダーによる状態検知装置を示す図である。

【図3】定在波レーダーの基本構成を示す図である。

【図4】送信波の波長を示す図である。

【図5】合成波のパワーを示す図である。

40

【図6】フーリエ変換後の図である。

【図7】合成波のパワーを示す図である。

【図8】複数のターゲットに対する定在波レーダーの基本構成を示す図である。

【図9】目的の成分 $p_a(f_d, 0)$ を示すスペクトル図である。

【図10】差分検知部の構成を示す波形図である。

【図11】ターゲットが2個の場合の距離スペクトルを示す図である。

【図12】合成波のスペクトルの真数部分と虚数部分を示す図である。

【図13】本発明のセンサが内蔵されたLED照明器具の外観図及び構造を示す縦断面図
 である。

【図14】本発明の実施形態を示す部屋の平面図と、X方向の距離スペクトルのピーク位

50

置を示す図である。

【図15】同じく本発明の実施形態を示す部屋の平面図と、Y方向の距離スペクトルのピーク位置を示す図である。

【図16】同じく本発明の実施形態を示す部屋の平面図と、X方向及びY方向の距離スペクトルのピーク位置を示す図である。

【図17】アンテナを2個有するセンサの放射領域を示す図である。

【図18】アンテナを16個有するセンサの放射領域を示す図と、アンテナを18×18個有するセンサを示す図である。

【図19】アンテナを4×2個有するセンサの放射領域を示す図である。

【図20】検出データの補間処理を説明する図である。

【図21】天井に第3のセンサ103を設置して、測定対象の3次元的位置を検知する実施形態の図である。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、本発明の実施の形態について、添付の図面を参照して具体的に説明する。図1は、本実施形態の定在波レーダーによる水分検出装置のブロック図である。定在波検知部2は、定在波レーダーモジュールとして構成され、この定在波レーダーモジュールには、24GHz高周波送受信部4が設けられている。この24GHz高周波送受信部4は、24GHz帯VCO（電圧制御発振器）と平面アンテナ3とが一体化されたモジュールである。そして、この送受信部4は、VCOにより平面アンテナ3から電波1を発信し、測定対象としての被反射体からの反射波がアンテナ3に検出される。送受信部4には2個の検波器5a、5bが内蔵されており、検波器5a、5bは送信波及び受信波を検波する。

【0019】

アンテナ3から電波1を送信すると、反射物体がある場合は、アンテナ3に反射波が戻ってきて、周波数が同じで進行方向が異なる波が重なり、合成波である定在波が発生する。VCOとアンテナ3とを接続する線路上及びアンテナ給電部には、送信信号（進行波）と受信信号（反射波）が混在し、それらの合成で定在波が発生する。この場合に、VCOに供給するスイープ電圧を、少なくとも発信電波が被反射体に反射して戻ってくるまでの時間は一定に保持する必要があるため、前記スイープ電圧は、ステップ状に変化させる必要がある。そして、VCOを制御して周波数を順次切り替えることにより、複数の周波数に対する混合波の信号レベルが検波器5a、5bにより検出される。検波器5a、5bでは、送信波の電力と、反射波の電力と、定在波によって生じた成分とが検出される。得られた検波信号は、オペアンプ6a、6bで400kHz以下の必要な帯域が増幅されて、信号処理部8に入力される。

【0020】

レーダー制御モジュール基板として構成された信号処理部8は、変調信号生成部10にてFM変調された周波数制御電圧を生成する。この周波数制御電圧はDA変換部9にてアナログ信号に変換され、更に、この周波数制御信号がオペアンプ7を介して増幅された後、24GHz高周波モジュール4のVCOの制御入力に入力される。この周波数制御信号により、VCOは発信電波の周波数をスイープさせる。

【0021】

信号処理部8においては、オペアンプ6a、6bで増幅された検波信号がAD変換部11に入力された後、距離スペクトル演算部12に入力される。この距離スペクトル演算部12は、定在波検知部2が検知した合成波の周波数の強度分布から、その直流成分を除去し、フーリエ変換して、距離スペクトルを求める。この距離スペクトルは、差分検出部13に入力される。差分検出部13は、前記距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを減算して、距離スペクトルの差分を演算し、この差分距離スペクトルを経時的に求める。この差分距離スペクトルは、距離演算部14に入力される。そして、距離演算部14は、前記差分距離スペクトルの距離成分により測定対象までの距離を求める。そして、判定部15は、差分距離スペクトルの振幅が、測定対象の誘電率の変化に基づいて変化する経

10

20

30

40

50

緯を監視し、その振幅の変化に基づいて、測定対象における水分の変化を判定する。

【0022】

信号処理部 8 においては、検波信号が、A D 変換部 1 1 によりデジタル信号に変換された後、距離スペクトル演算部 1 2 に入力される。距離スペクトル演算部 1 2 においては、入力される信号は周期関数で、その周期は被反射体からの距離に逆比例しているため、これをフーリエ変換することにより、周期の逆数である周波数を求めることによって、この周波数から被反射体までの距離を求めることができる。また、得られた波形の位相を基に、被反射体の微小変位情報を検出することができる。例えば、24 GHz の場合は、微小変位は光速を $4 \pi f$ で除算した値となり、約 $\pm 3.125 \text{ mm}$ の範囲の変位を検出することができる。このように、検波器 5 a、5 b から検出された信号を信号処理することにより、被反射体からの距離、被反射体の速度及び変位を演算し、その経時変化を計測することにより、被反射体の状態を検出することができる。

10

【0023】

判定部 1 5 では、測定対象の水分の変化を検知し、その判定結果は、有線又は無線で、外部の警報装置に出力して警報信号を発生し、又は外部の表示装置に出力して、この表示装置に表示させる。

【0024】

次に、信号処理部 8 の構成について更に詳細に説明する。定在波は、図 3 に示すように、信号源である V C O から生成した送信波 V T と、各ターゲットからの反射波 V R 1、V R 2、V R 3、 \dots V R n との干渉によって生じる。定在波レーダーは、この定在波を利用することによって、測定対象の水分の量を検知すると共に、各測定対象までの距離 $d_1, d_2, d_3, \dots, d_n$ を測定する。

20

【0025】

送信波（進行波）は、信号源の振幅を A、周波数を $f(t)$ 、光速を $c (3 \times 10^8 \text{ m/s})$ とすると、下記数式 1 で表される。但し、周波数 $f(t)$ は、図 4 に示すように、 f_0 と f_d で表される。

【0026】

【数 1】

$$V_T = A e^{j2\pi \int f(t - \frac{x}{c}) dt - \frac{x}{c}}$$

30

【0027】

k 番目のターゲットの距離を d_k 、x 軸上の任意の点における送信波に対する反射波の大きさの比を γ_k （反射係数の大きさ）、位相差を ϕ_k （反射係数の位相）とすれば、そのターゲットからの反射波は下記数式 2 にて表すことができる。

【0028】

【数 2】

$$V_{Rk} = A \gamma_k e^{j\phi_k} e^{j2\pi \int f(t - \frac{2d-x}{c}) dt - \frac{2d-x}{c}}$$

40

【0029】

アンテナから検出される検波出力は、合成波になるので、振幅 V_c は下記数式 3 で表され、パワーは振幅の 2 乗であるので、合成波のパワーは、下記数式 4 で表される。

【0030】

【数3】

$$V_C = V_T + \sum_{k=1}^n V_{Rk}$$

【0031】

【数4】

$$p(f_d, x) = \left| V_T + \sum_{k=1}^n V_{Rk} \right|^2$$

10

【0032】

送信波の大きさは、反射波の大きさより桁違いに大きいので、 k は 1 より極めて小さい。そこで、数式 4 に数式 1 及び数式 2 を代入して近似値をとると、下記数式 5 が得られる。

【0033】

【数5】

20

$$p(f_d, x_s) \approx$$

$$A^2 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 + 2 \sum_{k=1}^n \gamma_k \cos \left(\frac{4\pi f_d}{c} (d_k - x_s) + \frac{4\pi f_0}{c} (d_k - x_s) - \phi_k \right) \right\}$$

【0034】

この数式 5 において、 $\{ \}$ 内の第 1 項は、送信波のパワーを示し、第 2 項は、反射波のパワーを示し、第 3 項は、定在波によるパワーの変化分を示す。従来のレーダーは、第 2 項の反射波を受信して、信号処理を行うが、本発明においては、第 3 項の信号を信号処理する。このため、第 1 項目と第 2 項目を削除するため、合成波パワー $p(f_d, x_s)$ を f_d で微分して、この第 1 項目及び第 2 項目を除去する。

30

【0035】

ここで、ターゲット（被反射体）の数が 1 であるとする、 $n = 1$ を数式 5 に代入して、下記数式 6 が得られる。この数式 6 をグラフ化すると、図 5 のようになる。即ち、合成波のパワーは、固定値 $1 + \gamma^2$ と、周期関数との和となる。この図 5 において、周期関数の周波数（周期の逆数）は $c / 2d$ となり、距離 d の成分が入る。このため、周期から周波数を求めれば、距離 d が求まることになる。数式 6 から、直流成分 $1 + \gamma^2$ を除去して

40

【0036】

【数6】

$$p(f, 0) = 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(2\pi \frac{2d}{c} f - \Phi \right)$$

【0037】

先ず、下記数式 7 に示すフーリエ変換公式に対し、変数の置き換えをし、更に、観測位

50

置を原点として、フーリエ変換すると、下記数式 8 に示す距離スペクトルが得られる。但し、 $Sa(z) = \sin(z)/z$ とする。なお、数式 8 では、直流分がカットされていない。周期のある関数をフーリエ展開すると、その関数に含まれる直流成分と、振動成分 (\sin, \cos) に分解されてしまう。距離スペクトルは、その公式上、下記数式 8 のように表示される。

【 0 0 3 8 】

【 数 7 】

$$\text{フーリエ変換公式} \quad F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$$

10

$$\text{変数の置き換え} \quad t \Rightarrow f_d \quad \frac{\omega}{2\pi} \Rightarrow \frac{2x}{c} \quad f(t) \Rightarrow p(f_d, x_s)$$

$$\text{観測位置を原点とする} \quad \Rightarrow x_s = 0$$

【 0 0 3 9 】

【 数 8 】

$$P(x) = \int_{-f_w/2}^{+f_w/2} p(f_d, 0)e^{-j\frac{4\pi x f_d}{c}} df_d =$$

20

$$A^2 f_w \left\{ \left(1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 \right) Sa\left(\frac{2\pi f_w}{c}x\right) + \sum_{k=1}^n \gamma_k e^{-j\phi_k} e^{j\frac{4\pi f_0 d_k}{c}} Sa\left(\frac{2\pi f_w}{c}(x - d_k)\right) + \sum_{k=1}^n \gamma_k e^{j\phi_k} e^{-j\frac{4\pi f_0 d_k}{c}} Sa\left(\frac{2\pi f_w}{c}(x + d_k)\right) \right\}$$

【 0 0 4 0 】

なお、数式 8 の $A^2 f_w \left(1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 \right) Sa\left(\frac{2\pi f_w}{c}x\right)$ は、直流成分であるが、この直流成分は、実際の回路において、コンデンサにより除去される。

30

【 0 0 4 1 】

この数式 8 の最後の式で表される距離スペクトル $P(x)$ をグラフ図でみると、図 7 に示すようになる。そして、数式 8 の $\{ \}$ 内の第 1 項目の直流分を除去し、第 3 項目を \cos 成分を複素正弦波 (解析信号) に変換して除去し、定在波成分である第 2 項目の成分を抽出することができる。しかし、図 7 に破線にて示すように、数式 8 の $\{ \}$ 内の第 2 項目の成分には、虚数側の信号が漏れ込んでしまう。つまり、この部分の定在波成分には、虚数側の信号が漏れ込んだ値になってしまう。

【 0 0 4 2 】

このような問題点を解消するためには、例えば、図 8 に示すように、送信波とその反射波を合成した信号を検出する際に、送信波の波長を λ として、 $\lambda/8$ だけ離隔した 2 点にて、信号レベルを検出するように構成することができる。つまり、レーダーの進行方向を x 軸にとった場合に、被反射体である n 個 (n は自然数、図示は 2 個のみ) のターゲットからの反射波をアンテナが受信し、これを送信波と共に、 x 軸方向に $\lambda/8$ だけ離隔した 2 個のパワーディテクタで検出し、これを信号処理する。このとき、この 2 個のディテクタが検出したパワーレベルを $p(f_d, x_1)$ 、 $p(f_d, x_2)$ とすると、 $x_1 = 0$ の位置に置かれたディテクタの出力は、検出パワーを示す数式 5 に、 $x_1 = x_s = 0$ を代入して、下記数式 9 に示す $p(f_d, 0)$ として求まり、 $x_1 = -\lambda/8$ の位置に置かれたディテクタの出力は、検出パワーを示す数式 5 に、 $x_2 = x_s = -\lambda/8$ を代入して、下記数式 9 に示す $p(f_d, -\lambda/8)$ として求まる。この数式 9 に示すように、 $\lambda/8$ だけ離隔した 2 点で定在波を検出することにより、各位置 ($0, -\lambda/8$) に置かれたディ

40

50

テクタの出力の定在波成分に、 \cos と \sin の直交成分が得られ、これにより、虚像信号を消去することができ、虚像側から漏れ込む信号の影響を解消することができる。即ち、 \cos と \sin の直交成分（X軸成分とY軸成分）から合成されるベクトルが求める解析信号である。通常、虚軸側の信号は測定できないのであるが、 $-\lambda/8$ の位置に、虚軸側の信号が計測できることになり、ベクトル合成信号を形成できる。このベクトルの回転速度が周波数になるので、本実施形態では、この周波数と位相を解析することになる。なお、

【0043】

【数9】

$x_1 = 0$ の位置に置かれたディテクタの出力

10

$$p(f_d, 0) = A^2 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 + 2 \sum_{k=1}^n \gamma_k \cos \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)d_k}{c} - \phi_k \right) \right\}$$

$x_2 = -\frac{\lambda}{8}$ (ただし、 $\lambda = \frac{c}{f_0}$) の位置に置かれたディテクタの出力

20

$$p(f_d, -\frac{\lambda}{8}) = A^2 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 - 2 \sum_{k=1}^n \gamma_k \sin \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)d_k}{c} - \phi_k \right) \right\}$$

【0044】

この数式9における $x_s = 0$ の位置のディテクタの出力のうちの定在波成分をa、 $x_s = -\lambda/8$ の位置のディテクタの出力のうちの定在波成分をbとすると、a、bは下記数式10にて表される。そして、数式8の3項からなる最後の式を下記数式11に基づいて置き換えをすると、下記数式12及び数式13が得られる。即ち、数式10が求めるX軸、Y軸（実信号、虚軸信号）を実信号に変換された形に置き換えることが可能になる。数式13は、まさに、時間方向の信号と、回転軸での信号を表現しているが、結局、この数式13により、回転する解析信号を計算できることがわかる。

30

【0045】

【数10】

$$a = \sum_{k=1}^n \gamma_k \cos \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)d_k}{c} - \phi_k \right)$$

40

$$b = \sum_{k=1}^n \gamma_k \sin \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)d_k}{c} - \phi_k \right)$$

【0046】

【数 1 1】

$$\begin{aligned}
 P_{DC} &= A^2 \left(1 + \sum_{k=1}^n \gamma_k^2 \right) \\
 m(f_d) &= 2A^2 \sqrt{a^2 + b^2} \\
 \theta(f_d) &= \arctan \left(\frac{b}{a} \right) \\
 a &= \sum_{k=1}^n \gamma_k \cos \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} d_k - \phi_k \right) \\
 b &= \sum_{k=1}^n \gamma_k \sin \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} d_k - \phi_k \right)
 \end{aligned}$$

10

【0047】

【数 1 2】

$$p(f_d, x_s) = P_{DC} + m(f_d) \cos \left(\theta(f_d) - \frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} x_s \right)$$

【0048】

【数 1 3】

$$m(f_d) e^{j\theta(f_d)} = 2A^2 (a + jb)$$

$$\begin{aligned}
 &= 2A^2 \left\{ \sum_{k=1}^n \gamma_k \cos \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} d_k - \phi_k \right) \right. \\
 &\quad \left. + j \sum_{k=1}^n \gamma_k \sin \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} d_k - \phi_k \right) \right\} \\
 &= 2A^2 \sum_{k=1}^n \gamma_k e^{j \left(\frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} d_k - \phi_k \right)}
 \end{aligned}$$

20

30

【0049】

数式 1 2 の右辺の P_{DC} は直流成分であり、 $m(f_d) \cos \left(\theta(f_d) - \frac{4\pi(f_0 + f_d)}{c} x_s \right)$ は周期的に変化する定在波成分である。この定在波成分は、前述のごとく、 $x_s = 0$ の位置の成分 a と、 $x_s = -c/8$ の位置の成分 b との合成成分 $a + jb$ は、 \sin と \cos との直交成分となり、 a と b とから解析信号を合成することにより、不要の信号（図 7 に示す虚数側から漏れ込んだ信号）による影響が除去される。よって、この値（数式 1 3 の信号）を解析することにより、図 9 に示す目的の成分 $p_a(f_d, 0)$ が得られる。

40

【0050】

而して、数式 1 3 の解析信号において、反射係数 γ_k の大きさに依存して、検出される信号強度が変化する。換言すれば、解析信号の信号強度の時間的推移を測定すれば、強度の変化が生じた場合に、その要因の一つとして、反射係数 γ_k の変化があったことを挙げることができる。即ち、周波数分布の各周波数の γ_k （反射係数の大きさ）が変化することで生じる信号強度の変化が、測定対象の状態の変化を示している。

【0051】

50

誘電率が異なる2物質の境界面での反射係数は、その誘電率を、1、2とすると、下記数式14にて表される。

【0052】

【数14】

$$\gamma = \frac{(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)}{(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}$$

10

【0053】

このように、境界面での反射強度は、境界面を形成している各媒体が有する固有の比誘電率の差によって決定され、反射波形の極性も比誘電率の大小関係により決まる。よって、電波の反射強度は、反射係数の大きさにより異なり、反射係数は、誘電率により異なるため、反射面の物質の変化により、反射強度が変化する。例えば、水は誘電率が高く、電波の反射強度が大であるため、皮膚からの反射との識別が可能であり、また反射強度の変化により水膜の形成状況が分かるため、薄く濡れた状態と厚い水膜が形成された状態の区別が可能である。

【0054】

誘電率（比誘電率）は、例えば、水が4.2、絹が1.3~2、空気が1.00、塩が3.0~15.0、水が80、木綿が3~7.5、雪が3.3、ガラスが3.7~10.0である。水は誘電率が高く、電波の反射強度が大であるため、水分を含むアスファルト又はコンクリートと、乾燥状態のアスファルト又はコンクリートとの判別が可能であり、また反射強度の変化により水膜の形成状況が判別できるため、薄く濡れた状態と厚い水膜が形成された状態の区別が可能である。従って、道路上の雨の観測の場合には、その反射強度の変化を監視することにより、路面状態について、「乾燥」、「湿潤」、「冠水」のいずれであるかを判定することが可能である。そして、計測箇所が濡れ始めた状態（浸水前、雨の降り始め）で、リセットして、その後監視記録することが可能であり、しかも濡れはじめの状態零点調整（オフセット調整）を自動的に行えば、定期的な調整の必要がなくなる。

20

30

【0055】

なお、電波センサは微弱電波を使用しているため、無線局の申請は不要である。また、定在波レーダの場合は、衣服及び布団を通して、衣服に包まれた人体にて直接反射するので、人体の表面の湿潤の状況を、布団がかけられていても、人体の湿潤の状況を検知することができる。

【0056】

上述のごとく、距離スペクトル演算部12が求めた距離スペクトルの振幅の強度の変化により、測定対象の湿潤の状況の変化を検知することができるが、この距離スペクトルには、水分変化がない物体からの反射波に起因する定在波の距離スペクトルが含まれている。そこで、差分検出部13は、測定された距離スペクトルから、基準時の距離スペクトルを削除して、差分距離スペクトルを演算する。図10(a)は、距離スペクトル演算部12が求めた距離スペクトルP(x)を示す。この測定結果には、水分を含む測定対象は存在せず、環境からの反射波に起因するものが求められている。そこで、特定の基準時に得られた距離スペクトルをP₀(x)として、以後の各サンプリング時点に得られた距離スペクトルP(x)から、基準時の距離スペクトルP₀(x)を減算する。即ち、各サンプリング時点で得られた距離スペクトルP(x)に対し、図10(b)に示す-P₀(x)を加算する。このため、差分検出部13からは、測定対象がない場合は、図10(c)に示すように、0信号が得られる。そこで、あるサンプリング時点で、測定対象が含まれた場合には、図10(d)に示すように、その測定対象の距離スペクトルの振幅が現れる。このサンプリング時点の距離スペクトルに対しても、図10(b)の基準スペクトル-P

40

50

$P_0(x)$ を加算すると、図 10 (e) に示すように、 $P(x) - P_0(x)$ の距離スペクトルが得られ、この距離スペクトルには、測定対象に起因するピーク強度の振幅のみが現れる。このようにして、差分検出部 13 にて、距離スペクトルの差分をとることにより、測定対象の環境からの反射の影響を低減して、測定対象の存在に起因する距離スペクトルの振幅の強度を求めることができる。

【0057】

なお、測定対象が 2 個の場合の距離スペクトルは、図 11 に示すように、 $x_s = 0$ のパワー $p(f_d, 0)$ と $x_s = -\quad / 8$ のパワー $p(f_d, -\quad / 8)$ との合成波から直流分を除去して、フーリエ変換することにより、距離に対応する周波数が得られ、距離 d_1 , d_2 が求まる。

10

【0058】

図 12 は合成波の真数のスペクトルと、虚数のスペクトルを示す図である。電波の速度 c は、約 30 万 km / 秒である。発信波の周波数のスweep幅 (f_w) で行った場合、この 75 MHz の波長は、 $c / f_w = 4$ m である。しかし、波形を標準化するためのスweep幅は、往復で 4 m のため、行きはその半分の 2 m となる。この 2 m を 1 周期と呼ぶ。そこで、スweep幅 75 MHz で 20 m を計測した場合、10 周期を計測することになる。スweep時間が $256 \mu s$ であるとする、観測する波形の周波数は、 $10 / 256 \mu s = 39$ kHz となる。同様に、200 m を計測した場合、100 周期であるので、 $100 / 256 \mu s = 390$ kHz となる。そして、図 12 に示す検出されたスペクトルの周波数のレベルは反射の強さを示し、周波数は距離に置き換えられる。よって、図 11 に示すように、フーリエ変換して 39 kHz のところにピークが現れると、それは、距離 $d_1 = 10$ m の位置からの反射波であることがわかり、390 kHz のところにピークが現れると、それは、距離 $d_2 = 100$ m の位置からの反射波であることがわかる。このようにして、ディテクタの合成波の検出パワー $p_a(f_d)$ を微分して直流成分を除去し、フーリエ変換すると、測定対象までの距離を求めることができる。

20

【0059】

スweep幅が 200 MHz の場合、1 周期が 0.75 m になるので、10 m の計測は $10 / 0.75 = 13.3$ 周期を観測することになり、スweep時間が $256 \mu s$ である場合は、 $13.3 / 256 = 51.9$ kHz となる。つまり、スweep幅が 200 MHz の場合は、51.9 kHz にピークが現れた場合に、被反射体までの距離が 10 m と観測される。従って、スweep幅を調整し、スweep時間を調整することにより、検波出力の周波数を調整することができ、電波法の規制により帯域幅が制限されているので、一般的には、スweep時間を可変とすることにより、被反射体までの距離を測定する。

30

【0060】

次に、微小変位計測について説明する。数式 8 において、位相に着目すると、 k 番目のターゲットに対する位相 Φ_k は、下記数式 15 の第 1 式の \sin の角度として求め、 Φ_k は初期位相であるから変化分では消えるので、距離 d_k の変化分を Δd_k 、位相の変化分を $\Delta \Phi_k$ とすると、数式 14 の第 2 式が得られ、これを变形して、下記数式 16 が得られる。

40

【0061】

【数 15】

$$b = \sum_{k=1}^n \gamma_k \sin\left(-\Phi_k + \frac{4\pi f_0}{c} d_k\right)$$

$$\Delta \Psi_k = \frac{4\pi f_0}{c} \Delta d_k$$

【0062】

【数 16】

$$\Delta d_k = \frac{c}{4\pi f_0} \Delta \Psi_k$$

【0063】

この数式 16 から、距離 d の微小変位が求まる。周波数が 24 GHz の場合は、 ± 3.125 mm の変位を検知することが可能となる。

【0064】

以上のように、被反射体からの反射波を送信波に合成した定在波の分析により、被反射体の距離及び微小変位を計測することができる。この計測結果を経時的に把握すれば、被反射体の距離、速度及び変位を計測ことができ、結局、被反射体の動きを計測できる。従来のレーダーであると、1~2 m 以下は距離の測定が困難であったのに対し、本発明により、0 m に近い至近距離から、200 m の遠距離迄、距離の測定が可能である。また、本発明の場合は、微小変位の検知が可能であり、相対変位分解能は 0.01 mm にも及ぶ。しかも、定在波レーダーの場合は、衣服及びカーテン等を通して、測定対象の水分を検知することができ、測定対象との間の距離の微小な変動を検知することができる。

【0065】

なお、前述の如く、本発明は、数式 13 で示す距離スペクトルのピーク強度が、反射係数 k の大きさに依存して変化し、測定対象にて水分が増大すると、水分の誘電率が高いため、数式 14 で示す反射係数 k が上昇し、距離スペクトルのピーク強度が上昇することにより、水分を検知することを測定原理とする。このように、ピーク強度を見ているので、測定対象が複数ある場合でも、水分の検知は容易である。しかし、この測定対象が多数となり、しかも、各測定対象の相互間の間隔が短いと、例えば、図 11 に示す複数個（図示例は 2 個）の距離スペクトルが相互に重なりあい、各距離スペクトルを分離できなくなる可能性がある。この場合、各測定対象について、上述の微小変位の測定に必要な位相差を求めることができなくなる。このような場合は、2 個の距離スペクトルに対し、帯域通過フィルタをかけて、分離することができる。

【0066】

図 2 は、この場合の実施形態を示すブロック図である。差分検出部 13 から出力された差分距離スペクトルは、この帯域通過フィルタ 16 に入力される。この帯域通過フィルタ 16 は、差分検出部 13 の差分距離スペクトルからその複数のピーク位置に対応する中心周波数の中間の周波数にて最小ゲインとなる信号を出力するノッチ型の帯域通過フィルタである。この帯域通過フィルタ 16 から出力された差分距離スペクトルは、ピーク位置間で分離された複数個の差分距離スペクトルとなる。これら各差分距離スペクトルは、距離演算部 14 に入力され、位相差から、微小変位を求めることが可能となる。

【0067】

上述の如く構成されたセンサは、LED 照明器具内に内蔵することができる。図 13 は、定在波レーダー内蔵型の LED 照明器具の外観図及び内部分解図である。LED 照明器具のケースは、既存のソケットに装着可能な口金 21 と、ABS 等の樹脂素材又はアルミニウム材等で形成され、放熱機能をもつケース本体 22 と、透明若しくは半透明の ABS 若しくはポリカーボネート等の透光性樹脂素材又はガラス等からなる透光性カバー 23 とから構成されている。透光性カバー 23 は、光を拡散させ、又は光ビームを絞り込むレンズ形状を有する。LED 照明器具としては、多数のものが存在するが、本発明は、いずれの LED 照明器具にも適用することができる。LED 照明器具は、口金 21 と、ケース本体 22 と、カバー 23 とから構成されたケースの内部に、表面実装型 LED 26 と、定在波レーダーモジュール 28（定在波検知部 2）と、LED 制御ユニット 30 とが格納されている。口金 21 の下半部はソケットにねじ込まれる部分であり、導電性の材料で形成されており、この口金 21 の上半部は、絶縁性の支持体となっている。そして、口金 21 の

10

20

30

40

50

絶縁性支持体の上端部には、その内周縁部に周方向に沿って延びるねじ部 2 1 a が設けられており、ケース本体 2 2 の下端部にも、その外周縁部に周方向に沿って延びるねじ部 2 2 a が設けられていて、ねじ部 2 1 a をねじ部 2 2 a に螺合させることにより、口金 2 1 とケース本体 2 2 とが連結されるようになっている。また、ケース本体 2 2 の上端部にねじ部 2 2 b が形成され、カバー 2 3 の下端部にねじ部 2 3 a が形成されていて、ねじ部 2 3 a をねじ部 2 2 b に螺合させることにより、カバー 2 3 とケース本体 2 2 とが連結されるようになっている。

【 0 0 6 8 】

ケース本体 2 2 内には、絶縁性の基板固定用ガイドフレーム 3 2 が設置されており、このガイドフレーム 3 2 に、LED 制御ユニット 3 0 の基板 3 1 が固定されている。この基板 3 1 はその面を上下方向にして、即ち、その面を照明器具の中心軸に平行にして、ガイドフレーム 3 2 に固定されている。LED 制御ユニット 3 0 は、この基板 3 1 上に搭載されており、ケース本体 2 2 及び口金 2 1 に囲まれた空間内に配置されている。この基板 3 1 には、口金 2 1 内で、外部から給電された 1 0 0 V の交流電源が供給され、この電源は、基板 2 1 上に搭載された変換器で AC - DC 変換された後、LED 制御ユニット 3 0 に供給される。

【 0 0 6 9 】

ケース本体 2 2 の上端部には、放熱性が優れたアルミニウム基板 2 5 がその面を水平にして配置されている。このアルミニウム基板 2 5 はケース本体 2 2 の上端部の縁部に支持されているが、基板 3 1 はこのアルミニウム基板 2 5 を挿通して、カバー 2 3 内に進出している。そして、この基板 3 1 の上端部に、レーダー制御モジュール基板 2 7 がその面を水平にして支持されており、このレーダー制御モジュール基板 2 7 の上に定在波レーダーモジュール 2 8 が搭載されている。アルミニウム基板 2 5 には、複数個（図示例は 7 個）の LED 2 6 が、照明器具の中心軸の周りに等配の位置に、即ち、円周上の等間隔の位置に、配置されている。アルミニウム基板 2 5 の電源線には、基板 3 1 の配線が接続されていて、基板 3 1 上の配線を介して、LED 制御ユニット 3 0 からアルミニウム基板 2 5 上に搭載された LED 2 6 に給電され、LED 2 6 が発光するようになっている。また、レーダー制御モジュール基板 2 7 上に搭載された定在波レーダーモジュール 2 8 には、基板 3 1 上の配線を介して、給電され、定在波レーダーモジュール 2 8 はマイクロ波等の電波を送受信し、レーダー制御モジュール基板 2 7 は、検出信号を、無線で外部の中継機器に送信する。この定在波レーダーモジュール 2 8 の上面には、アンテナ 3 が設置されており、電波はこのアンテナ 8 a を介して送受信される。なお、この定在波レーダーモジュール 2 8 はレーダー制御モジュール基板 2 7 に対して、傾斜可能になっており、この定在波レーダーモジュール 2 8 を傾斜させることにより、アンテナ 3 の指向方向を調節できるようになっている。

【 0 0 7 0 】

図 1 4 及び図 1 5 に示すように、本実施形態においては、アンテナ 3 を備えたセンサ 1 0 1 を、部屋 R の Y 軸に平行な壁の略中央（XY 直交座標系で、例えば（1, 5）の位置）に設置し、アンテナ 3 のレーダー波の送信受信方向を、X 軸方向に向けて設置する。また、同様にアンテナ 3 を備えた他のセンサ 1 0 2 を、部屋 R の X 軸に平行な壁の略中央（XY 直交座標系で、例えば（4, 3）の位置）に設置し、アンテナ 3 のレーダー波の送信受信方向を、Y 軸方向に向けて設置する。アンテナ 3 の送信波の放射角度は、図 1 7 に示すように、アンテナ素子数が 1 個である場合は、1 6 0 ° と広角のビームパターンが得られる。この場合、図 1 4 及び図 1 5 に示すセンサ 1 0 1 については、放射状に送信される送信波の放射領域は、平面視で、Y 方向（左右方向）の片側に 4 m であり、X 方向（放射正面方向）に 8 m 以上となり、この放射領域で測定対象を検知できる。この送信波がカバーする領域は、図 1 7（b）に示すように分布する。なお、パッチアレイアンテナは、図 1 8（a）に示すように、4 × 4 の 1 6 個のアンテナ素子が配置された場合は、図 1 8（b）に示すように、平面視で、ビームパターンはペンシル型の鋭いものとなっている。更に、図 1 8（c）に示すように、1 8 × 1 8 個の 3 2 4 個のアンテナ素子が配置された場合

10

20

30

40

50

は、レーダービームのビームパターンは、更に細く鋭いものとなる。図19(a)に示すように、2×4の8個のアンテナ素子が配置された場合は、図19(b)に示すように、垂直方向に薄く、図19(c)に示すように、水平方向に幅広のビームパターンが得られる。このように、アンテナ素子の配置数及び水平方向及び垂直方向の配置パターンを調節することにより、任意のビームパターンのレーダービーム送信波を得ることができる。

【0071】

図14及び図15に示すように、得られた距離スペクトルの振幅強度は、ブロードな波形をしている。そこで、このブロードな波形から、信号強度のピーク位置を求めるために、例えば、この波形の強度を一例として15cmおきにサンプリングし、その極大値の両隣の信号強度を加重平均することにより、ピーク位置を補間により推測することができる。例えば、0.85mの位置の信号強度が「1」（規格化値）、1.00mの位置の信号強度が「1」、1.15mの位置の信号強度が「3」、1.30mの位置の信号強度が「7」、1.45mの位置の信号強度が「5」、1.60mの位置の信号強度が「3」、1.75mの位置の信号強度が「3」である場合、1.30mの位置の信号強度が極大値「7」であり、その両隣の位置の信号強度は、1.15mが「3」、1.45mが「5」であるので、「3」と「5」の加重平均をとると、 $(1.45 - 1.15) \times (5 / 8) + 1.15 = 1.3375$ となり、測定対象の位置を1.34mと推定することができる。このように、15cm毎の信号強度をサンプリングしてその強度を加重平均することにより、1cm単位で信号強度のピーク位置を推定することができる。このような補間処理により、人が複数人室内に位置している場合（第1ターゲット及び第2ターゲット）においても、図20に示すように、各ターゲットの位置（ピーク位置）を1cm単位まで推定することができる。

【0072】

このようにして、図14に示すように、測定対象の人100のセンサ101からの距離が例えば3.0mと検出される。また、図15に示すように、この人100と、センサ102との間の距離が例えば2.0mと検出される。そうすると、センサ101のXY座標が(1, 5)であるから、このセンサ101からの距離が3.0mと検出された人100は、中心が(1, 5)、半径3mの円周上に存在することになり、センサ102のXY座標が(4, 3)であるから、このセンサ102からの距離が2.0mと検出された人100は、中心が(4, 3)、半径2mの円周上に存在することになる。この円は下記数式17、数式18で表される。

【0073】

【数17】

$$(X - 1)^2 + (Y - 5)^2 = 3^2$$

【0074】

【数18】

$$(X - 4)^2 + (Y - 3)^2 = 2^2$$

【0075】

そして、数式17及び数式18の連立方程式を解くと、その解として、図16に示す両円の交点P(4.0, 5.0)及びQ(2.154, 2.231)が求まる。この点Qは室R外であるから除外され、室R内にいる人100の位置はXY座標で(4, 5)と求まる。

【0076】

図21は、ターゲットの位置を3次元的に検知する場合の実施形態を示す。この図21に示すように、天井にも、第3のセンサ103を設置し、そのアンテナ3の検出方向を垂直下方に向ける。そうすると、XYZ3元系座標において、第3のセンサ103の座標と

、第3のセンサ103により求めた測定対象の人100との間の距離 d_z と、人100のXY座標(4.0, 5.0)とから、このXY座標(4.0, 5.0)の位置の直上域におけるセンサ103との間の距離が d_z である人100のZ座標を、演算により、例えば(4.0, 5.0, 1)と求めることができる。なお、この人100のZ座標は、天井に設けた第3のセンサ103に最も近い位置にある人部位であるから、人100の頭部を検知していることになる。

【産業上の利用可能性】

【0077】

本発明によれば、送信波を走査する機構を設けることなく、室内のように狭い空間においても、人等の測定対象がその空間内のどの位置(平面的位置)にいるかを、高精度で検知することができるので、狭い空間内における測定対象の位置の迅速且つ高精度の検知が可能となり、この種の位置検知に多大の貢献をなす。

10

【符号の説明】

【0078】

7：定在波レーダモジュール基板

8：定在波レーダモジュール

10：LED制御ユニット

11：基板

12：フレーム

31：演算部

35：24GHz高周波モジュール

42：信号処理部

100：人

101、102、103：センサ

20

【要約】

【課題】室内のように狭い空間内であっても、測定対象の距離を測定できると共に、ビームの走査機構を設けることなく、測定対象の平面的位置を検知することができ、更に、測定対象が近接して複数存在する場合も、各測定対象の位置を検知することができる定在波レーダによる位置検知装置を提供する。

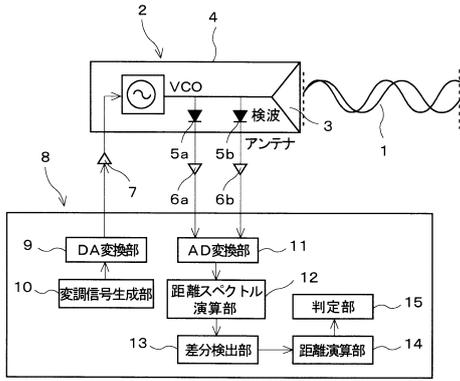
【解決手段】

空間内の少なくとも2箇所を送信波の送信方向を水平に向け、相互に交差させて、定在波レーダによる距離検知部の定在波検知部(センサ101, 102)を設ける。そして、各距離検知部の距離検知結果が交差する位置として、測定対象の2次元の平面位置を求める。

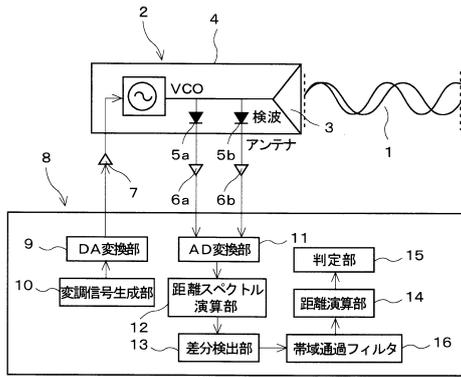
30

【選択図】図16

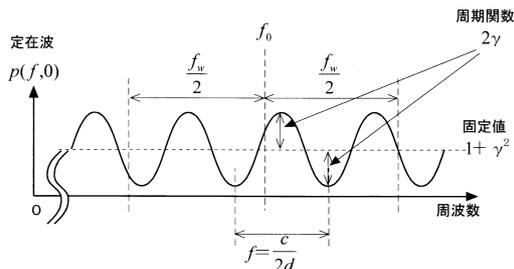
【図1】



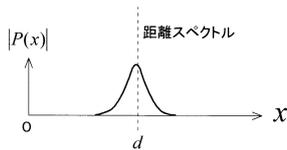
【図2】



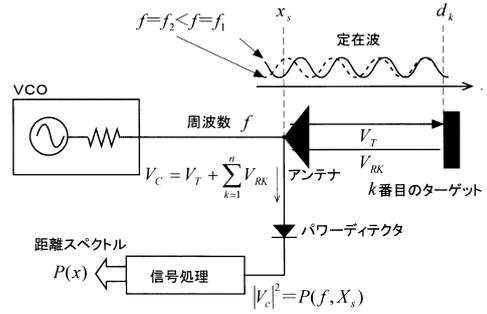
【図5】



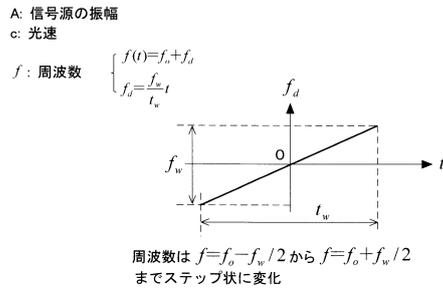
【図6】



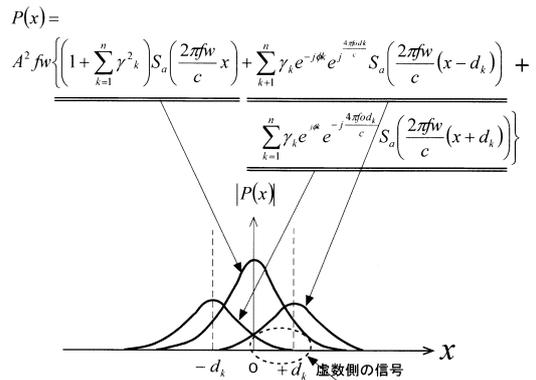
【図3】



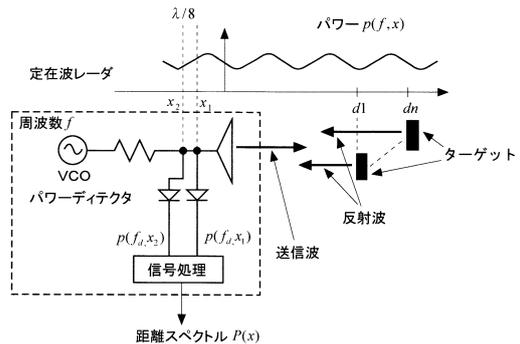
【図4】



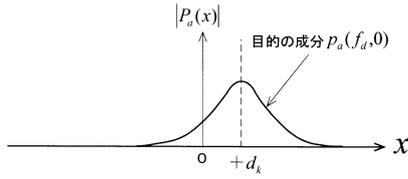
【図7】



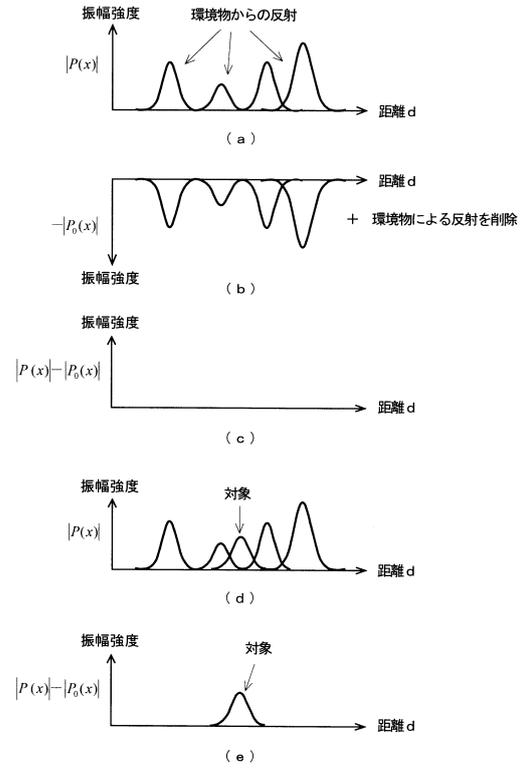
【図8】



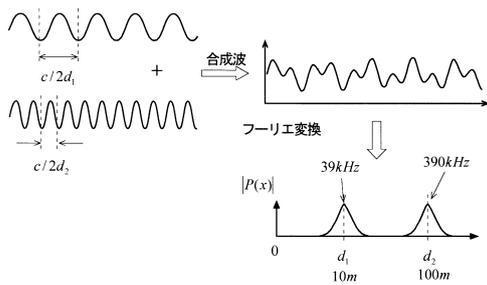
【図9】



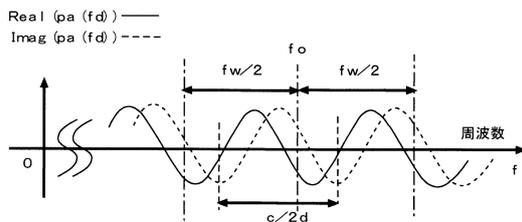
【図10】



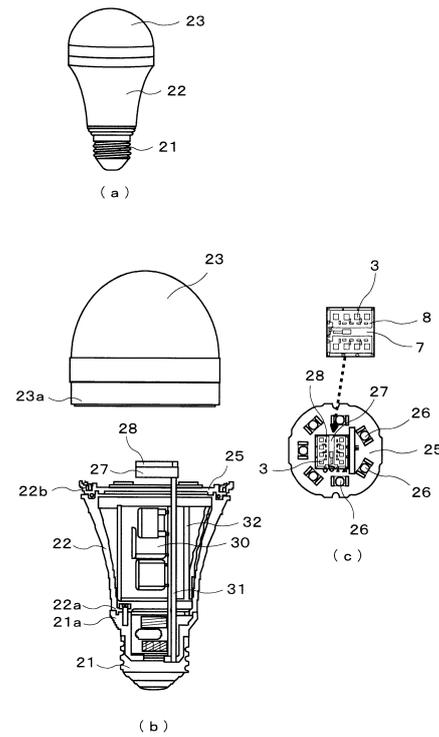
【図11】



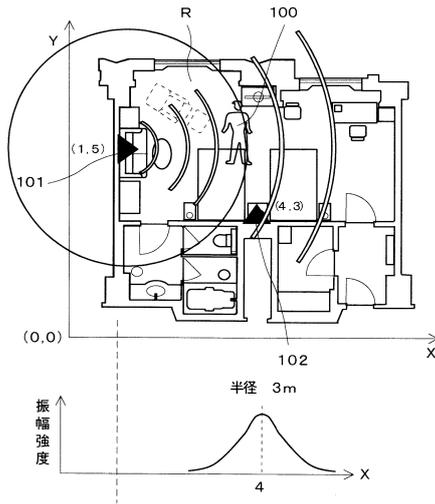
【図12】



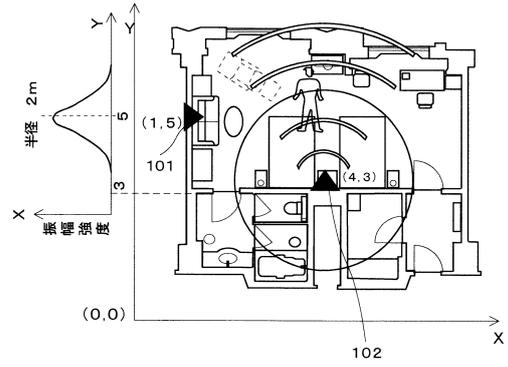
【図13】



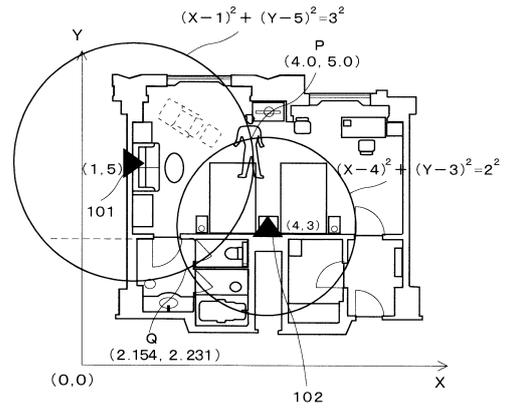
【 図 14 】



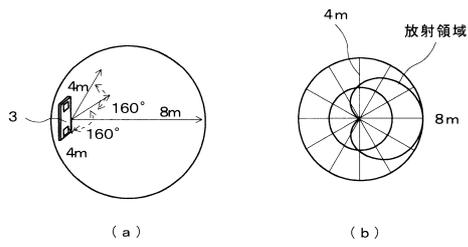
【 図 15 】



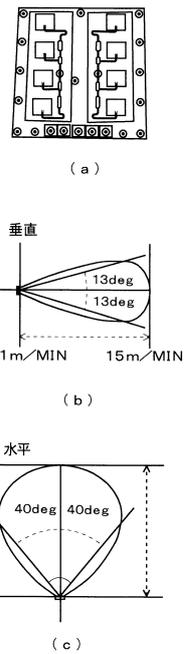
【 図 16 】



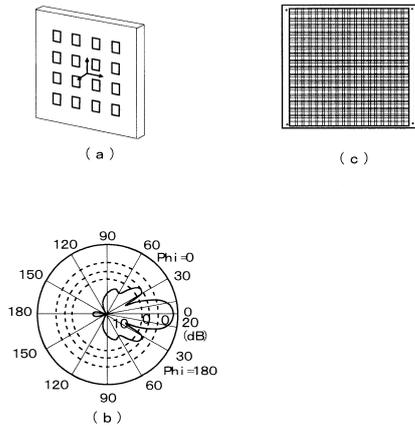
【 図 17 】



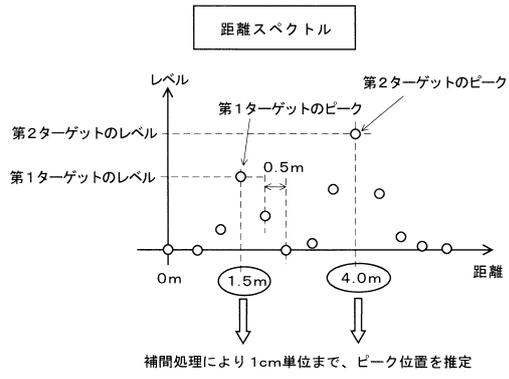
【 図 19 】



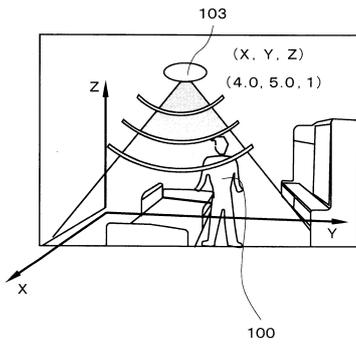
【 図 18 】



【図20】



【図21】



フロントページの続き

審査官 安井 英己

- (56)参考文献 特許第5861179(JP, B1)
特許第3461498(JP, B2)
特開平10-059120(JP, A)
国際公開第2003/104841(WO, A1)
特開2005-091026(JP, A)
米国特許出願公開第2006/0023571(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/42,
G01S 13/00 - 13/95,
G01V 3/12,
JSTPlus/JST7580(JDreamIII),
IEEE Xplore