(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7496111号
(P7496111)

(45)発行日　令和6年6月6日(2024.6.6)

(24)登録日　令和6年5月29日(2024.5.29)

(51)国際特許分類

Ｇ０１Ｓ　7/03　(2006.01)	Ｇ０１Ｓ	7/03	２２０
Ｇ０１Ｓ　13/34　(2006.01)	Ｇ０１Ｓ	13/34	
Ｈ０３Ｂ　7/08　(2006.01)	Ｈ０３Ｂ	7/08	
Ｈ０３Ｂ　19/00　(2006.01)	Ｈ０３Ｂ	19/00	

ＦＩ

請求項の数　7　（全13頁）

(21)出願番号　特願2019-232617(P2019-232617)
(22)出願日　令和1年12月24日(2019.12.24)
(65)公開番号　特開2021-101167(P2021-101167A)
(43)公開日　令和3年7月8日(2021.7.8)
審査請求日　令和4年10月27日(2022.10.27)
特許法第３０条第２項適用 集会名：Ｉｎｔｅｒｎａｔｉｏｎａｌ Ｃｏｎｆｅｒｅｎｃｅ ｏｎ Ｉｎｆｒａｒｅｄ，Ｍｉｌｌｉｍｅｔｅｒ，ａｎｄ ＴＨｚ Ｗａｖｅｓ（ＩＲＭＭＷ－ＴＨｚ ２０１９）（提出物件目録の客観的証拠資料の物件に対応） 発行日：令和１（２０１９）年9月6日 開催場所：Ｍａｉｓｏｎ ｄｅ ｌａ Ｃｈｉｍｉｅ（メゾン・ド・ラ・シミ）（２８ ｒｕｅ Ｓａｉｎｔ Ｄｏｍｉｎｉｑｕｅ ７５００７ Ｐａｒｉｓ，Ｆｒａｎｃｅ）（フランス共和国、７５００７、パリ、ルー
最終頁に続く

(73)特許権者　304021417
国立大学法人東京工業大学
東京都目黒区大岡山二丁目１２番１号
(74)代理人　100078776
弁理士　安形 雄三
(74)代理人　100121887
弁理士　菅野 好章
(74)代理人　100200333
弁理士　古賀 真二
(72)発明者　浅田 雅洋
東京都目黒区大岡山２－１２－１ 国立大学法人東京工業大学内
(72)発明者　鈴木 左文
東京都目黒区大岡山２－１２－１ 国立大学法人東京工業大学内
最終頁に続く

(54)【発明の名称】　サブキャリア変調方式テラヘルツレーダー

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

バイアス－Ｔ回路を経てバイアスを印加される共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ）によりテラヘルツ周波数帯の主キャリア信号を発振し、固定された第１被測定物及び可動な第２被測定物に照射するＲＴＤ発信器と、

周期的に周波数が変化するギガヘルツ周波数帯のサブキャリア信号を発振して、前記バイアス－Ｔ回路に印加するサブキャリア発振器と、

前記第１被測定物からの反射光及び前記第２被測定物からの反射光を検出して復調する検出部と、

前記検出部からの復調信号及び前記サブキャリア信号を混合して中間周波数信号を出力する混合器と、

前記中間周波数信号をフーリエ変換した周波数信号から、前記ＲＴＤ発信器と前記第１被測定物及び前記第２被測定物との間の距離を演算する距離演算部と、

を具備したことを特徴とするサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項２】

前記サブキャリア信号の１周期において線形に周波数が変化するようになっている請求項１に記載のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項３】

前記ＲＴＤ発信器と前記第１被測定物及び前記第２被測定物との間にビームスプリッタが配置されており、前記ＲＴＤ発信器からの照射光が前記ビームスプリッタを透過して前記

第１被測定物及び前記第２被測定物に照射されると共に、前記第１被測定物からの反射光及び前記第２被測定物からの反射光が前記ビームスプリッタで反射されて前記検出部に入力されるようになっている請求項１又は２に記載のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項４】

前記ＲＴＤ発信器からの前記照射光は、コリメートレンズを経て平行光にされて前記ビームスプリッタに照射され、前記ビームスプリッタで反射された反射光が集光レンズを経て前記検出部に入力されるようになっている請求項３に記載のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項５】

バイアス－Ｔ回路を経てバイアスを印加される共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ）によりテラヘルツ周波数帯の主キャリア信号を発振し、ビームスプリッタを経て被測定物に照射するＲＴＤ発信器と、

周期的に周波数が変化するギガヘルツ周波数帯の周波数ｆのサブキャリア信号を発振して、前記バイアス－Ｔ回路に印加するサブキャリア信号発振器と、

前記被測定物からの反射光を前記ビームスプリッタを経て検出して復調する検出部と、

前記サブキャリア信号を位相調整して９０°の位相差を有する第１サブキャリア信号及び第２サブキャリア信号を出力する位相調整部と、

前記検出部からの復調信号及び前記第１サブキャリア信号を混合して第１中間周波数信号V_Qを出力する第１混合器と、

前記検出部からの復調信号及び前記第２サブキャリア信号を混合して第２中間周波数信号V_Iを出力する第２混合器と、

前記第１中間周波数信号V_Q及び前記第２中間周波数信号V_Iから、前記ＲＴＤ発信器と前記被測定物との間の距離ｄｓを演算する距離演算部と、

を具備し、

前記ＲＴＤ発信器から前記ビームスプリッタまでの距離と、前記検出部から前記ビームスプリッタまでの距離とが同じであり、

前記サブキャリア信号発振器から前記ＲＴＤ発信器、前記被測定物を経て、前記被測定物からの反射光が検出されて前記第１混合器及び前記第２混合器に達するまでの伝搬時間を”t_{meas}”とし、前記サブキャリア信号発振器から前記第１混合器及び前記第２混合器までの伝搬時間を”t_{ref}”とし、”Ａ”を定数とした場合、前記第１中間周波数信号V_Q及び前記第２中間周波数信号V_Iは、

$$V_I = A \cdot \cos\left(2\pi f\left(t_{meas} - t_{ref}\right)\right) = A \cdot \cos\varphi$$

$$V_Q = A \cdot \sin\left(2\pi f\left(t_{meas} - t_{ref}\right)\right) = A \cdot \sin\varphi$$

であり、

前記距離演算部が、

$$\frac{V_Q}{V_I} = \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} = \tan\varphi$$

$$\varphi = \tan^{-1}\varphi = \tan^{-1}\frac{V_Q}{V_I}$$

に基づいて前記距離ｄｓを

$$ds = \frac{c}{4\pi} \cdot \frac{\varphi}{f} = \frac{c}{4\pi}\left(t_{meas} - t_{ref}\right)$$

によって演算することを特徴とするサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項６】

前記サブキャリア信号の各周期において線形に周波数が変化するようになっている請求項５に記載のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【請求項７】

前記ＲＴＤ発信器からの照射光は、コリメートレンズを経て平行光にされて前記ビームスプリッタに照射され、前記ビームスプリッタで反射された反射光が集光レンズを経て前記検出部に入力されるようになっている請求項６に記載のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダー。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、半導体の共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ(Resonant Tunneling Diode)）テラヘルツ（ＴＨｚ）発振器のテラヘルツ周波数帯（約０．１ＴＨｚ～１０ＴＨｚ）の主キャリア信号の出力を、周期的に周波数が線形的に変化するサブキャリア信号（約２ＧＨｚ～３０ＧＨｚ）で強度変調し、サブキャリア信号と復調信号に対する信号処理により被測定物までの距離を測定するレーダーシステムを構成する新たな手法である。本発明のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダーによれば、ＲＴＤ発信器は反射光の再入力の影響を完全に回避でき、主キャリア信号はテラヘルツ波であるため、透過性などテラヘルツ波の特長はそのまま保たれる。また、ＲＴＤに印加される直流電源をサブキャリア信号で直接変調（バイアス－Ｔ回路）するだけで、簡単に出力のサブキャリア信号による高周波強度変調が可能であるため、超小型・高分解能のテラヘルツレーダーを構成でき、３Ｄイメージングシステムなどへの応用が可能となる。

【背景技術】

【０００２】

テラヘルツレーダーや３Ｄイメージングには、室温光源としてトランジスタによる発振回路や、それと組み合わせた周波数逓倍器が用いられる。トランジスタによる発振回路のみの光源は、回路設計が難しい上、周波数が最高でも３００ＧＨｚ程度のサブテラヘルツまでに留まっているのが実情である。テラヘルツ波の周波数を高くすれば分解能は向上するが、高い周波数ではトランジスタ発振回路に周波数逓倍器を組み合わせた光源を用いる必要があり、装置が大型になってしまう問題がある。

電波と光波の中間に位置するテラヘルツ周波数帯は未開発の周波数帯であるが、実用化されればレーダーやイメージングなど様々な応用が期待されている。特に、多くの物質を透過するというテラヘルツ波の特長を生かして、見通しの悪い環境でのレーダーや透過３Ｄイメージングなど、他の周波数帯にない応用が可能である。

【０００３】

このようなレーダーやイメージングにＲＴＤによるテラヘルツ光源を用いると、これまでにない超小型・高分解能のシステムが可能になる。ＲＴＤは単体（光源素子と直流電源だけ）の簡易な構成で、高分解能レーダーやイメージングが可能な高周波（約２ＴＨｚまで）が、室温で発生できるテラヘルツ光源である。他の単体の室温半導体素子では３００ＧＨｚ程度までの光源しかなく、このような高周波は発生できない。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００４】

【文献】特開２０１３－１７１９６６号公報

【文献】特開２００６－２１０５８５号公報
【文献】ＷＯ２０１５／１７０４２５
【非特許文献】
【０００５】
【文献】Cooper,K.B.;Dengler,R.J.;Llombart,N.;Thomas,B.;Chattopadhyay,G.;Siegel,P.S.“THz imaging radar for standoff personnel screening”IEEE Trans.Terahertz Sci.Technol.2011,1,169-182.
【文献】Caris,M.;Stanko,S.;Wahlen,A.;Sommer,R.;Wilcke,J.;Pohl,N.;Leuther,A.;Tessman,“A.Very high resolution radar at 300 GHz”In Proceedings of the 44th European Microwave Conference,Rome,Italy,6-9 October 2014;pp.1797-1799.
【文献】Jaeschke,T.;Bredendiek,C.;Pohl,N.“A 240 GHz ultra-wideband FMCW radar system with on-chip antennas for high resolution radar imaging”In Proceedings of the 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest,Seattle, WA,USA,
【文献】R.Izumi,S.Suzuki,and M.Asada,International Conference on Infrared,Millimeter,and Terahertz Waves(IRMMW-THz),MA3.1,2017.
【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、半導体の共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ(Resonant Tunneling Diode)）テラヘルツ（ＴＨｚ）発振器のテラヘルツ周波数帯（約０．１ＴＨｚ～１０ＴＨｚ）の主キャリアＲＴＤテラヘルツ発振器は、外部で反射された出力が乱反射などで素子に再入力されると、周波数が変動するという特性上の問題点があり、通常の方式でレーダーシステムを構成するには、アイソレーターなどの大型部品を必要とする。このため、ＲＴＤテラヘルツ発振器の大きな特長である超小型システムを構成することは、従来不可能であった。
【０００７】
本発明は上述のような事情からなされたものであり、本発明の目的は、超小型・高分解能であり、外来光によってＲＴＤテラヘルツ発振器の発振周波数が変動することなく安定し、室温においてもテラヘルツ周波数帯でのレーダー動作が可能なサブキャリア変調方式テラヘルツレーダーを提供することにある。
【課題を解決するための手段】
【０００８】
本発明はサブキャリア変調方式テラヘルツレーダーに関し、本発明の上記目的は、共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ）により発振されたテラヘルツ周波数帯の主キャリア信号を、周期的に周波数が変化するギガヘルツ周波数帯のサブキャリア信号で変調し、周波数変調された照射光を被測定物に照射し、前記被測定物からの反射光を検出して復調し、前記サブキャリア信号及び前記復調信号を混合して後にフーリエ変換を行い、前記フーリエ変換された周波数信号から、前記照射位置から前記被測定物までの距離を測定することにより達成される。
【０００９】
また、本発明はサブキャリア変調方式テラヘルツレーダーに関し、本発明の上記目的は、バイアス－Ｔ回路を経てバイアスを印加されるＲＴＤによりテラヘルツ周波数帯の主キャリア信号を発振し、被測定物に照射するＲＴＤ発信器と、周期的に周波数が変化するギガヘルツ周波数帯のサブキャリア信号を発振して、前記バイアス－Ｔ回路に印加するサブキャリア発振器と、前記被測定物からの反射光を検出して復調する検出部と、前記検出部からの復調信号及び前記サブキャリア信号を混合して中間周波数信号を出力する混合器と、前記中間周波数信号をフーリエ変換した周波数信号から、前記ＲＴＤ発信器と前記被測定物との間の距離を演算する距離演算部とを具備することにより、

或いは、
バイアス－Ｔ回路を経てバイアスを印加されるＲＴＤによりテラヘルツ周波数帯の主キャリア信号を発振し、被測定物に照射するＲＴＤ発信器と、周期的に周波数が変化するギガヘルツ周波数帯のサブキャリア信号を発振して、前記バイアス－Ｔ回路に印加するサブキャリア発振器と、前記被測定物からの反射光を検出して復調する検出部と、前記サブキャリア信号を位相調整して９０°の位相差を有する第１サブキャリア信号及び第２サブキャリア信号を出力する位相調整部と、前記検出部からの復調信号及び前記第１サブキャリア信号を混合して第１中間周波数信号を出力する第１混合器と、前記検出部からの復調信号及び前記第２サブキャリア信号を混合して第２中間周波数信号を出力する第２混合器と、前記第１中間周波数信号及び前記第２中間周波数信号から、前記ＲＴＤ発信器と前記被測定物との間の距離を演算する距離演算部とを具備することにより達成される。

【発明の効果】

【００１０】

従来のトランジスタ発振器の光源で構成するレーダーでは、周波数が３００ＧＨｚ程度のサブテラヘルツまでに留まっている。発振周波数を高くすれば分解能が向上するが、高い周波数ではトランジスタ発振器に周波数逓倍器を組み合わせた光源を用いる必要があり、装置が大型になってしまう問題が生じる。本発明のサブキャリア変調方式テラヘルツレーダーにより、超小型ＲＴＤ発振器による周波数が最高２ＴＨｚ程度まで、単体構成の光源を用いることができ、簡易な超小型・高分解能のテラヘルツレーダーが可能になり、３Ｄイメージングや霧・塵などで見通しの悪い環境でのレーダーなどへの応用が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【００１１】

【図１】本発明の第１実施形態の構成例を示す模式図である。
【図２】サブキャリア信号の一例を示す特性図である。
【図３】復調信号の特性例を示す特性図である。
【図４】第１実施形態における混合の動作を説明するための特性図である。
【図５】本発明の第２実施形態の構成例を示す模式図である。
【図６】第２実施形態における混合の動作を説明するための特性図である。
【図７】本発明の第２実施形態の測定結果を示す特性図である。
【図８】本発明の第３実施形態の構成例を示す模式図である。
【図９】第３実施形態の動作例を示す周波数特性図である。
【図１０】第３実施形態の動作例を示す位相特性図である。
【図１１】図１０の関係を示す模式図である。

【発明を実施するための形態】

【００１２】

テラヘルツ周波数帯（約０．１～１０ＴＨｚ）は、多くの物質を透過するという特長を有しており、見通しの悪い環境でのレーダーや透過３Ｄイメージングなど、様々な分野での応用が期待されている。本発明で用いるＲＴＤテラヘルツ発信器は単体の発振器であり、直流電源（バイアス）を接続するだけで広範囲のテラヘルツ波が発生できるため、超小型・高分解能のシステムの実現が可能である。しかしながら、ＲＴＤテラヘルツ発振器は、照射された光が乱反射などで再入力されると発振特性が変化してしまうため、従来のような反射波の特性を直接用いるレーダー方式は適用できないという問題がある。

【００１３】

このため、本発明では反射波の再入力の問題を回避して、超小型ＲＴＤテラヘルツ発信器を用いて、超小型・高分解能のレーダーシステムを実現することを目的とする。レーダーシステムを実現できれば、透過３Ｄイメージングへの応用も容易である。

【００１４】

テラヘルツ波を直接信号処理するのではなく、テラヘルツの主キャリア信号に乗せたサブキャリア信号（ＧＨｚ程度）を用いれば、反射波がＲＴＤに再入力されてテラヘルツ波の特性が変化しても、距離測定のための信号処理はサブキャリア信号のみであるため、テ

ラヘルツ波の特性変化は問題にならない。この場合でも、主キャリア信号がテラヘルツ波なので、透過性などテラヘルツ波の特長はそのまま保たれる。サブキャリア信号に高い周波数が必要な場合でも、ＲＴＤは高周波で直接変調が可能であり、問題になることはない。

【００１５】

以下に、本発明の実施形態を、図面を参照して説明する。

【００１６】

図１は本発明の第１実施形態を示しており、半導体共鳴トンネルダイオード（ＲＴＤ）で構成されたＲＴＤ発信器１０は、キャパシタ$Ｃ_1$及びインダクタ$Ｌ_1$のＴ接続で成るバイアス－Ｔ回路１２を経てＲＴＤバイアス回路１１の直流電源で駆動され、テラヘルツ波の主キャリア信号を発振し、主キャリア信号を被測定物２に向けて照射する。ＲＴＤバイアス回路１１の直流電源は、バイアス－Ｔ回路１２のインダクタ$Ｌ_1$を経てＲＴＤ発信器１０に印加される。バイアス－Ｔ回路１２のキャパシタ$Ｃ_1$には、図２に示すような周期Ｔで鋸歯状に周波数が変化するサブキャリア信号ＳＣがサブキャリア発振器１から入力され、キャパシタ$Ｃ_1$からの信号は、バイアスと加算された変調信号ＦＭとしてＲＴＤ発信器１０に入力され、ＲＴＤ発信器１０が発振する主キャリア信号が周波数変調される。サブキャリア信号ＳＣは、図２に示すように各周期Ｔにおいて周波数を線形に変化させた鋸歯状波であり、バイアス－Ｔ回路１２のキャパシタ$Ｃ_1$を経てＲＴＤ発信器１０に印可されるので、ＲＴＤ発信器１０からのテラヘルツ出力波は変調信号ＦＭで強度変調される。強度変調されたテラヘルツ出力波が被測定物２に対して照射され、テラヘルツ出力波は被測定物２で反射され、検出器２０で検出されて復調される。照射時から検出時までの伝搬時間は、ＴｏＦである。検出器２０で検出された信号は低ノイズ増幅器２１で増幅され、図３に示すような復調信号ＤＭとして混合器２２に入力される。

【００１７】

サブキャリア発振器１からのサブキャリア信号ＳＣも基準信号として混合器２２に入力され、混合器２２には図４に示すような関係でサブキャリア信号ＳＣ及び復調信号ＤＭが入力される。即ち、混合器２２には、サブキャリア信号ＳＣに対して伝搬時間ＴｏＦだけ遅れて復調信号ＤＭが入力され、サブキャリア信号ＳＣと復調信号ＤＭとの間には、常に伝搬時間ＴｏＦにより決まる周波数差ｄｆが存在している。混合器２２で混合された中間周波数信号ＩＦはフーリエ変換部２３に入力され、フーリエ変換部２３で高速フーリエ変換（ＦＦＴ）が行われ周波数成分が求められる。高速フーリエ変換された周波数成分のＦＦＴデータが距離演算部３０に入力され、被測定物２までの距離が下記数式に従って演算される。

【００１８】

サブキャリア信号ＳＣ及び復調信号ＤＭの傾斜ａは同一であり、最大周波数$ｆ_{ｍａｘ}$、最小周波数$ｆ_{ｍｉｎ}$及び周期Ｔより下記数１で求められる。

【００１９】

【数１】

$$a = \left(f_{\max} - f_{\min} \right) / T$$

光の速度ｃ、周波数差ｄｆ及び傾斜ａより、伝搬距離ｓは下記数２で算出される。

【００２０】

【数２】

$$s = \frac{df \times c}{a}$$

そして、ＲＴＤ発信器１０から被測定物２までの距離ｄｓは、ＲＴＤ発信器１０と検出

器２０がほぼ同じ位置にあるとして、テラヘルツ波が往復していることから下記数３となる。

【００２１】

【数３】

$$ds = s/2$$

図５は本発明の第２実施形態を、図１に対応させて示しており、本実施形態では被測定物が固定された被測定物２Ａと、モータステージに配置された可動な被測定物２Ｂとの２つである。被測定物２Ａ及び２Ｂの例を挙げると、テラヘルツ波を透過かつ一部反射するプラスチックや紙の容器の表面と裏面が、それぞれ被測定物２Ａ及び２Ｂに相当する。そして、ＲＴＤ発信器１０の前面にはコリメートレンズ１３が配置されて照射光が平行光とされ、平行光がビームスプリッタ１４に照射され、ビームスプリッタ１４を透過した平行光が被測定物（可動）２Ｂに照射される。被測定物２Ｂでは一部の照射光が反射され、一部の照射光が透過し、透過した光は更に被測定物（固定）２Ａに照射される。被測定物２Ａで反射された反射光$ＬＧ_{A}$は被測定物２Ｂを経てビームスプリッタ１４で反射され、被測定物２Ｂで反射された反射光$ＬＧ_{B}$もビームスプリッタ１４で反射され、いずれの反射光も集光レンズ１５を経て検出器２０に入力されて検出される。検出器２０で検出された検出信号は低ノイズ増幅器２１で増幅されて混合器２２に入力される。混合器２２にはサブキャリア信号ＳＣも入力されており、図６に示すように、被測定物２Ａからの復調信号$ＤＭ_{A}$は、検出器２０に到達するまでの遅れ$ＴｏＦ_{A}$があり、被測定物２Ｂからの復調信号$ＤＭ_{B}$は、検出器２０に到達するまでの遅れ$ＴｏＦ_{B}$がある。また、復調信号$ＤＭ_{A}$は周波数差$ｄｆ_{A}$を有し、復調信号$ＤＭ_{B}$は周波数差$ｄｆ_{B}$を有している。混合器２２からの中間周波数信号ＩＦは、第１実施形態と同様にフーリエ変換部２３に入力されて高速フーリエ変換がなされ、距離演算部３０において各被測定物２Ａ及び２Ｂまでの距離が、第１実施形態と同様に演算される。

【００２２】

図７は、サブキャリア信号ＳＣが最大周波数$ｆ_{ｍａｘ}$が１０．５ＧＨｚ、最小周波数$ｆ_{ｍｉｎ}$が３．５ＧＨｚ、周期Ｔが２μ秒で変化する場合の実際の測定結果を示しており、固定された被測定物２Ａは誤差２．３５ｍｍで測定されており、可動な被測定物２Ｂは誤差１．３８ｍｍで測定されている。ステージ位置の距離と測定距離が相違するのは、サブキャリア発振器１からのサブキャリア信号ＳＣが直接混合器２２に到達するまでの時間と、サブキャリア信号ＳＣがＲＴＤ発信器１０に入力され、ＲＴＤ発信器１０からの照射光が、被測定物２Ａ及び２Ｂ、ビームスプリッタ１４、検出器２０を経て混合器２２に到達するまでの時間とで相違し、その相違を加味した値になっているからである。

【００２３】

測定結果の直線には雑音による僅かな変動が含まれるので、測定結果を平均して距離を算出すると同時に、その標準偏差から誤差を導出している。被測定物２Ａでは誤差（標準偏差）が２．３５ｍｍであり、被測定物２Ｂでは誤差（標準偏差）が１．３８ｍｍとなっている。

【００２４】

次に、図８に示す第３実施形態を説明する。

【００２５】

第３実施形態では、サブキャリア信号ＳＣを位相調整して９０°位相の異なる２つのサブキャリア信号ＳＣｃ及びＳＣｓ（sinとcos）を出力する位相調整部４０を具備しており、図８では位相進み回路４１により、９０°位相の異なるサブキャリア信号ＳＣｃ及びＳＣｓを形成している。０°のサブキャリア信号ＳＣｃは混合器２２ｃに入力され、９０°のサブキャリア信号ＳＣｓは混合器２２ｓに入力される。また、低ノイズ増幅器２１からの復調信号ＤＭは混合器２２ｃ及び２２ｓに入力され、混合器２２ｃ及び２２ｓからの中

間周波数信号ＩＦｃ及びＩＦｓが、それぞれノイズ除去用のローパスフィルタ（ＬＰＦ）４２ｃ及び４２ｓを経て距離演算部３０に入力される。ＬＰＦ４２ｃからの中間周波数信号V_I及びＬＰＦ４２ｓからの中間周波数信号V_Qは、下記数４で表わされる。

【００２６】

【数４】

$$V_I = A \cdot \cos\left(2\pi f\left(t_{meas} - t_{ref}\right)\right) = A \cdot \cos\varphi$$

$$V_Q = A \cdot \sin\left(2\pi f\left(t_{meas} - t_{ref}\right)\right) = A \cdot \sin\varphi$$

ただし、“Ａ”は定数、“t_{meas}”は、サブキャリア信号発振器１からＲＴＤ発信器１０を経て、更に被測定物２を経て反射光が検出されて混合器２２ｃ及び２２ｓに達するまでの伝搬時間、“t_{ref}”はサブキャリア信号発振器１から混合器２２ｃ及び２２ｓまでの伝搬時間、ｆはサブキャリア信号ＳＣの周波数である。

【００２７】

上記数４より下記数５が成立するので数６が得られる。

【００２８】

【数５】

$$\frac{V_Q}{V_I} = \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} = \tan\varphi$$

【００２９】

【数６】

$$\varphi = \tan^{-1}\varphi = \tan^{-1}\frac{V_Q}{V_I}$$

上記数４でφは下記数７としているので、伝搬時間t_{meas}と伝搬時間t_{ref}の差が求まり、数７及び数８から測定距離ｄｓを演算することができる。ただし、ＲＴＤ発信器１０からビームスプリッタ１４までの距離と、検出器２０からビームスプリッタ１４までの距離とは、同じになるように配置されている。

【００３０】

【数７】

$$\varphi = 2\pi f\left(t_{meas} - t_{ref}\right)$$

【００３１】

【数８】

$$ds = \frac{c}{4\pi} \cdot \frac{\varphi}{f} = \frac{c}{4\pi}\left(t_{meas} - t_{ref}\right)$$

図９は第３実施形態の中間周波数信号V_I及びV_Qの信号レベルをサブキャリア信号ＳＣの周波数ｆを変えながら測定した結果を示しており、図１０は位相φを示している。図１０を全位相として連続的に示すと図１１となる。図１１では、位相φが周波数fに対して数７に合致して直線的に変化し、中間周波数信号V_I及びV_Qから位相$\tan^{-1}(V_Q/V_I)$が正しく得られており、この結果から数８に基づいて距離ｄｓが抽出されている。

【００３２】

サブキャリア発振器１からのサブキャリア信号ＳＣが直接混合器２２ｃ及び２２ｓに到達するまでの時間と、サブキャリア信号ＳＣがＲＴＤ発信器１０に入力され、ＲＴＤ発信器１０からの照射光が、被測定物２、ビームスプリッタ１４、検出器２０を経て混合器２２ｃ及び２２ｓに到達するまでの時間とで相違するため、測定した距離はその相違を加味した値になっている。

【００３３】

上記第１～第３実施形態では、低出力（約１０μＷ）のＲＴＤ発信器を用いているが、誤差は出力にほぼ逆比例するので、高出力ＲＴＤを用いると誤差は小さくなる。また、上記実施形態では５００ＧＨｚのテラヘルツ波を用いているが、２ＴＨｚ程度までのＲＴＤ発信器を全く同様に用いることが可能である。

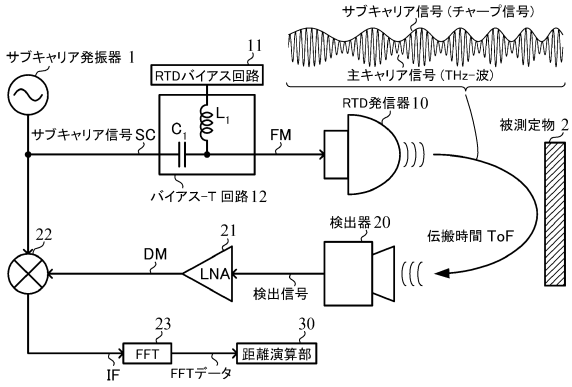
【符号の説明】

【００３４】

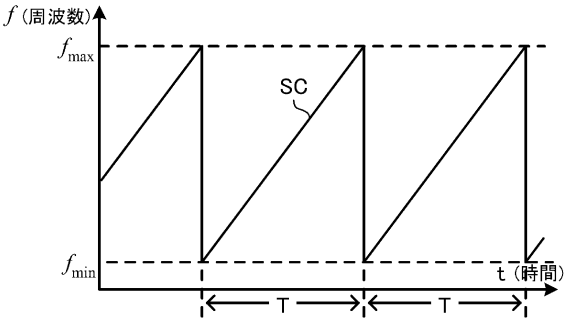
１　サブキャリア発振器
２、２Ａ、２Ｂ　被測定物
１０　ＲＴＤ発信器
１１　ＲＴＤバイアス回路
１２　バイアス－Ｔ回路
２０　検出器
２１　低ノイズ増幅器（ＬＮＡ）
２２、２２ｃ、２２ｓ　混合器
３０　距離演算部
４０　位相調整部

【図面】

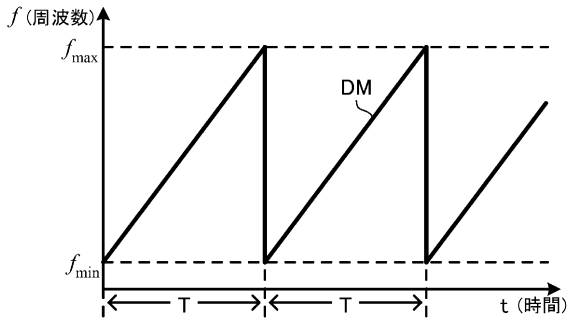
【図１】



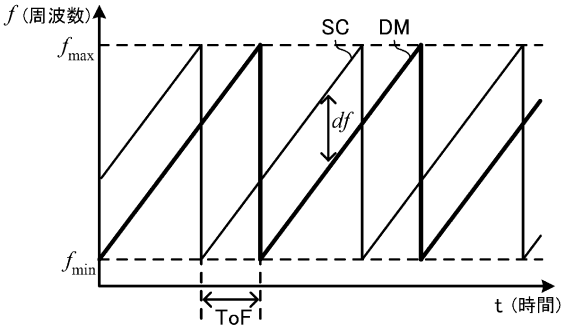
【図２】



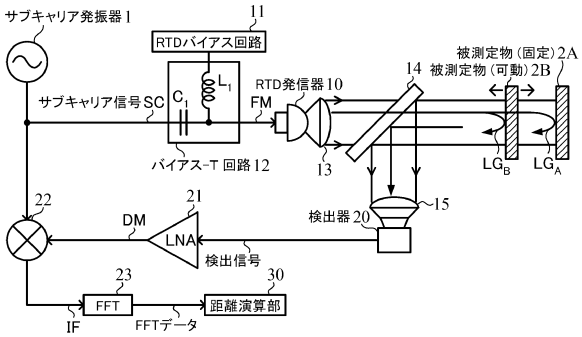
【図３】



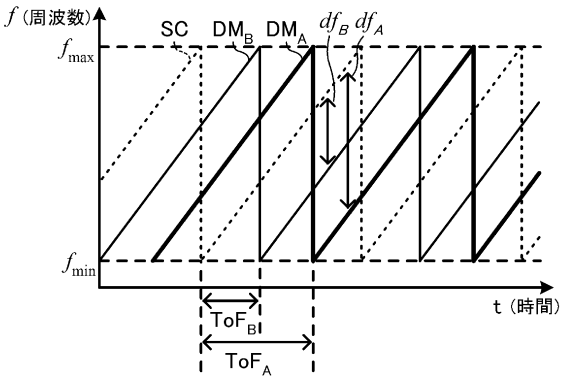
【図４】



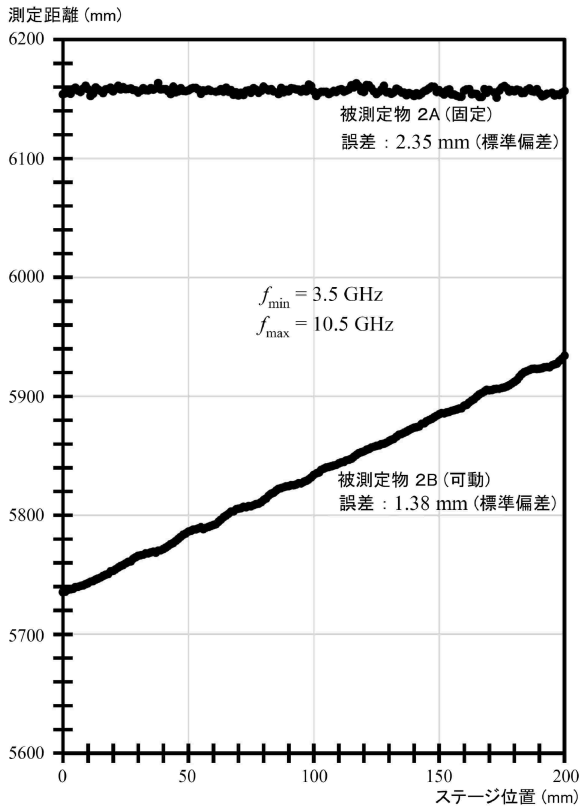
【図５】



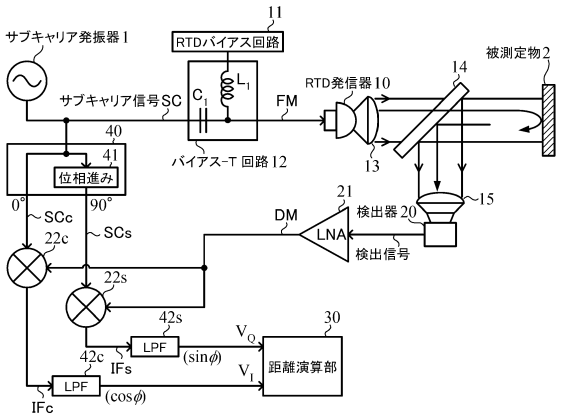
【図６】



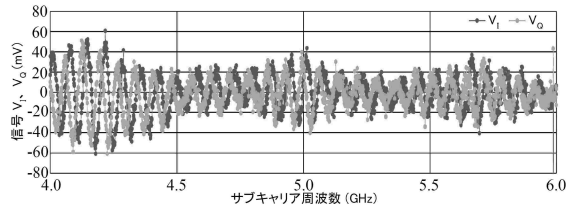
【図７】


測定距離 (mm)
6200
6100
6000
5900
5800
5700
5600
0
50
100
150
200
ステージ位置 (mm)
被測定物 2A (固定)
誤差：2.35 mm (標準偏差)
f_{min} = 3.5 GHz
f_{max} = 10.5 GHz
被測定物 2B (可動)
誤差：1.38 mm (標準偏差)

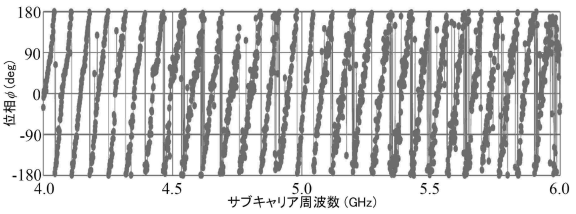
【図８】


11
サブキャリア発振器 1
RTDバイアス回路
被測定物 2
14
サブキャリア信号 SC
C_1
L_1
FM
RTD発信器 10
40
41
位相進み
バイアス-T 回路 12
13
0°
90°
SCc
SCs
22c
22s
21
DM
検出器 20
LNA
検出信号
15
42s
LPF
V_Q
30
42c
IFs
(sinϕ)
V_I
距離演算部
LPF
(cosϕ)
IFc

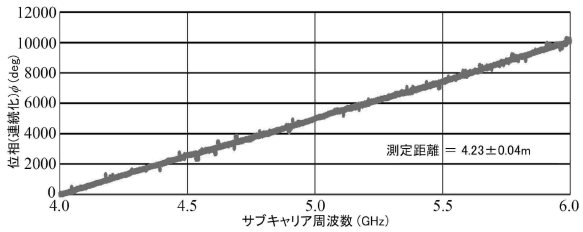
【図９】


80
60
40
20
0
-20
-40
-60
-80
信号 V_I, V_Q (mV)
V_I
V_Q
4.0
4.5
5.0
5.5
6.0
サブキャリア周波数 (GHz)

【図１０】


180
90
0
-90
-180
位相ϕ (deg)
4.0
4.5
5.0
5.5
6.0
サブキャリア周波数 (GHz)

【図１１】


12000
10000
8000
6000
4000
2000
0
位相連続化φ(deg)
4.0
4.5
5.0
5.5
6.0
サブキャリア周波数（GHz）
測定距離 ＝ 4.23±0.04m

フロントページの続き

・サン・ドミニク、２８） 講演番号：Ｆｒ－ＡＭ－３－２

（出願人による申告）平成２９年度、国立研究開発法人科学技術振興機構、未来社会創造事業、探索加速型（本格研究ＡＣＣＥＬ型）、「半導体を基軸としたテラヘルツ光科学と応用展開」、「ＲＴＤテラヘルツ光源・検出デバイスの開発」委託研究、産業技術力強化法第１７条の適用を受ける特許出願

(72)発明者 アドリアン ドブロユ
東京都目黒区大岡山２－１２－１ 国立大学法人東京工業大学内

審査官 石原 徹弥

(56)参考文献 特開２０１１－１３５００７（ＪＰ，Ａ）
特開２０１４－０９８６６８（ＪＰ，Ａ）
特開２０１２－１９１５２０（ＪＰ，Ａ）
米国特許出願公開第２００８／０３０４０４４（ＵＳ，Ａ１）
〇白川 雄介、ドブロユ アドリアン、鈴木 佐文、浅田 雅洋、伊藤 弘 〇Yusuke Shirakawa, Adrian Dobroiu, Safumi Suzuki, Masahiro Asada, Hiroshi Ito，［１８ｐ－Ｅ２０６－２］共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器を用いたサブキャリア周波数変調レーダによる絶対 距離測定法 [18p-E206-2]Absolute Distance Measurement Using a Subcarrier Frequency-Modulated Radar Based on a Terahertz Resonant-Tunneling-Diode Oscillator，２０１９年 第８０回応用物理学会秋季学術講演会［講演予稿集］ Extended Abstracts of The 80th JSAP Autumn Meeting 2019 ，公益社団法人応用物理学会 The Japan Society of Applied Physics
Adrian DOBROIU et al.，“ Absolute and Precise Teraherthz-Wave Radar Based on an Amplitude-Modulated Resonant-Tunneling-Diode Oscillator ”, Photonics，Photonics，MDPI，2018年11月27日，Vol.5，No.4，p.52，10.3390/photonics5040052
〇Ａｄｒｉａｎ Ｄｏｂｒｏｉｕ，Ｒｙｏｔａｋａ Ｗａｋａｓｕｇｉ，Ｙｕｓｕｋｅ Ｓｈｉｒａｋａｗａ，Ｓａｆｕｍｉ Ｓｕｚｕｋｉ，Ｍａｓａｈｉｒｏ Ａｓａｄａ 〇Adrian Dobroiu, Ryotaka Wakasugi, Yusuke Shirakawa, Safumi Suzuki, Masahiro Asada，［１１ｐ－Ｓ４２１－7］Ｔｅｒａｈｅｒｔｚ－Ｗａｖｅ Ａｍｐｌｉｔｕｄｅ－Ｍｏｄｕｌａｔｅｄ Ｒａｄａｒ Ｂａｓｅｄ ｏｎ ａ Ｒｅｓｏｎａｎｔ－Ｔｕｎｎｅｌｉｎｇ－Ｄｉｏｄｅ Ｏｓｃｉｌｌａｔｏｒ [11p-S421-7]Terahertz-Wave Amplitude-Modulated Radar Based on a Resonant-Tunneling-Diode Oscillator，２０１９年 第６６回応用物理学会春季学術講演会［講演予稿集］ Extended Abstracts of The 66th JSAP Spring Meeting 2019 ，公益社団法人応用物理学会 The Japan Society of Applied Physics

(58)調査した分野 (Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｇ０１Ｓ ７／００－ ７／４２
Ｇ０１Ｓ １３／００－１３／９５
Ｈ０３Ｂ ７／０８
Ｈ０３Ｂ １９／００