

SCHWEIZERISCHE Eidgenossenschaft
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH 695 516 A5**

(51) Int. Cl.: **G01S 17/10** (2006.01)
G01C 3/08 (2006.01)
G01S 7/487 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

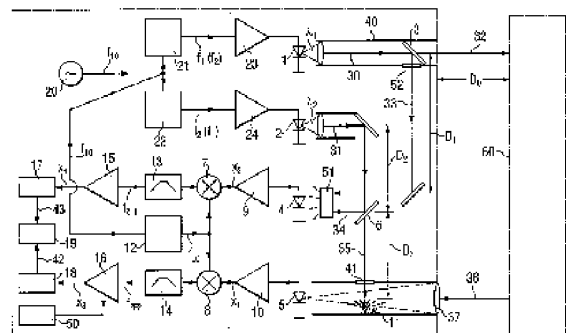
(21) Gesuchsnummer: 00199/01
(22) Anmeldedatum: 05.02.2001
(24) Patent erteilt: 15.06.2006
(45) Patentschrift veröffentlicht: 15.06.2006

(73) Inhaber:
Hilti Aktiengesellschaft, Feldkircherstrasse 100
9494 Schaan (LI)
(72) Erfinder:
Torsten Gogolla, 6820 Frastanz (AT)

(54) **Verfahren und Vorrichtung zur optoelektronischen Entfernungsmessung.**

(57) Erfindungsgegenstand ist ein elektrooptisches Entfernungsmessverfahren und eine darauf basierende Messvorrichtung, bei der zwei Lichtemitter, insbesondere Laseremitter (1, 2) und zwei Photodiodenempfänger (4, 5) zur Kalibrierung verwendet werden, wobei ein Teil der modulierten Leistung des Hauptemitters auf das Messobjekt und von dort in Form von Streulicht (36) auf den Hauptphotoempfänger (5) und ein weiterer Teil der Leistung des Hauptemitters (1) direkt auf einen Referenzphotoempfänger (4) gelangt, während ein Teil der modulierten Leistung des Referenzlichtemitters (2) direkt auf den Hauptphotoempfänger (5) und ein anderer Teil direkt auf den Referenzphotoempfänger (4) geleitet werden. Erfindungsgemäss ist vorgesehen, dass die Lichtintensitäten des Haupt- und des Referenzemitters (1 bzw. 2) gleichzeitig mit verschiedenen Modulationsfrequenzen (f_1 , f_2) moduliert werden, und dass sowohl im Haupt- als auch im Referenzempfänger (5 bzw. 4) ein Signalgemisch entsteht, welches ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz (f_1) des Hauptemitters (1) und ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz (f_2) des Referenzemitters (2) enthält. Die Phasen beider Signale des Signalgemischs werden simultan gemessen und die Trennung beider Phasen erfolgt durch die unterschiedlichen Frequenzen in einem unteretzten Zwischenfrequenzbereich bzw. durch die unterschiedlichen Intensitätsmodulationsfrequenzen. Vorzugsweise werden mindestens zwei sequentielle Messvorgänge durchgeführt, wobei im jeweils zweiten Messvorgang die Intensitätsmodulationsfrequenzen des Referenz- und Hauptemitters vertauscht sind. Mit der Erfindung lassen sich temperatur-, al-

terungs- und empfangsleistungsabhängige Phasenfehler bei elektrooptischen Distanzmessgeräten vollkommen beseitigen.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur optoelektronischen Entfernungsmessung nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 bzw. eine auf dem Verfahren basierende Vorrichtung gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 12.

[0002] Die optoelektronische Messung von Distanzen bis zu 100 m mit Genauigkeiten von wenigen Millimetern hat für zahlreiche Anwendungen, insbesondere in der Bauindustrie und im Anlagenbau, Bedeutung erlangt. Die Dynamik derartiger Entfernungsmesssysteme sollte möglichst hoch sein, um sowohl sehr schwache als auch starke Signale verarbeiten zu können. Hierdurch wird die Verwendung definierter Zielmarken am Objekt, dessen Distanz von einem Beobachtungsort aus bestimmt werden soll, überflüssig. Die Möglichkeit der direkten Distanzmessung an bestimmten Oberflächen, d.h. ohne den Einsatz von Zielmarken, ermöglicht insbesondere in den genannten Branchen reduzierte Fertigungszeiten und Kosteneinsparungen bei gleichzeitiger Verringerung der Fertigungstoleranzen.

[0003] Verfahren und Vorrichtungen zur genauen optoelektronischen Distanzmessung sind bekannt. In den meisten Fällen wird dabei, wie auch im Falle der Erfindung, ein vorzugsweise sinusförmig intensitätsmodulierter Strahl einer Lichtquelle, insbesondere einer Laserdiode auf ein Messobjekt gerichtet. Das vom Messobjekt zurückgestreute intensitätsmodulierte Licht wird von einer Photodiode detektiert. Die zu messende Distanz ergibt sich aus der Phasenverschiebung der vom Messobjekt zurückgestreuten sinusförmig modulierten Lichtintensität in Bezug zur emittierten Lichtintensität der Lichtquelle.

[0004] Ein Hauptproblem bei hochgenauen Distanz- bzw. Phasenmesssystemen der genannten Art ist die Eliminierung von temperatur- und alterungsabhängigen parasitären Phasenänderungen der Lichtquelle, also insbesondere im Laserdiodensender und/oder im Photodiodenempfänger. Um diesem Problem zu begegnen sind verschiedene Verfahren bekannt.

[0005] Eine in der Druckschrift EP 0 701 702 B1 beschriebene Möglichkeit ist der Einsatz einer mechanisch umschaltbaren Referenzstrecke. Dabei wird ein intensitätsmodulierter Laserstrahl bei einer ersten Messung zunächst auf das Messobjekt und bei einer zweiten Referenzdistanzmessung über einen verkippbaren Spiegel direkt auf den Photoempfänger geleitet. Durch Subtraktion der gemessenen Phasen sollen Temperatur- und Alterungseinflüsse der Bauteile eliminiert werden. Da bei der abwechselnden Distanz- und Referenzdistanzmessung jedoch mit stark unterschiedlichen optischen Empfangsleistungen zu rechnen ist, wird ein hieraus hervorgehender Messfehler nicht beseitigt. Ein wesentlicher Nachteil dieses Konzept ist auch der Einsatz beweglicher mechanischer Komponenten, wodurch die Zuverlässigkeit und Lebensdauer des gesamten Messsystems eingeschränkt werden.

[0006] Andere bekannte in DE 19 643 287 A1 beschriebene Entfernungsmessgeräte der hier in Rede stehenden Art arbeiten mit einem Referenzphotoempfänger und einem Hauptphotoempfänger. Dabei wird ein Teil des intensitätsmodulierten Laserlichts auf das Messobjekt und von dort auf den Hauptphotoempfänger und ein vom Laserlichtstrahl getrennter anderer Teil direkt auf den Referenzphotoempfänger geleitet. Da der Referenzphotoempfänger bei einer Messung ständig beleuchtet ist, wird kein beweglicher mechanischer Umschalter benötigt. Bei diesem Konzept wird zwar der Phasengang des Laserdiodensenders eliminiert, nicht jedoch das zeitlich veränderliche Phasenverhalten der Empfangskomponenten, welches für den Mess- und Referenzmesszweig im Allgemeinen verschieden ist. Ausserdem ist auch bei Entfernungsmessgeräten dieser Art mit stark unterschiedlichen Empfangsleistungen in beiden Zweigen zu rechnen, woraus weitere Phasenfehler resultieren.

[0007] Bei einer weiteren Art einer bekannten optoelektronischen Distanzmessvorrichtung (vgl. US-4 403 857), die den Ausgangspunkt für die hier zu beschreibende Erfindung bildet, werden zwei Laseremitter und zwei Photodiodenempfänger verwendet, um die genannten Phasenfehler zu eliminieren. Wie in den Oberbegriffen der Patentansprüche 1 bzw. 12 im Einzelnen angegeben, wird bei diesem Gerät ein Teil der intensitätsmodulierten Leistung eines Hauptlichtemitters direkt auf das Messobjekt gerichtet, von wo aus es als Streulicht auf einen Hauptphotoempfänger gelangt. Ein weiterer Teil dieser Sendeleistung wird über eine genau bekannte erste Referenzdistanz auf einen Referenzphotoempfänger geleitet. Weiterhin ist ein Referenzlichtemitter vorhanden, dessen Abgabeleistung ebenfalls intensitätsmoduliert ist und von der ein Teil über eine zweite Referenzdistanz auf den Hauptphotoempfänger gelangt, während ein anderer Teil über eine dritte Referenzdistanz direkt auf den Referenzphotoempfänger geführt wird.

[0008] Der Haupt- und der Referenzlichtemitter werden über einen elektronischen Umschalter zeitlich nacheinander aktiviert. Dieses Messprinzip erfordert keine mechanischen Umschalter. Zudem werden temperatur- und alterungsbedingte Phasenänderungen sowohl in der Sende- als auch in der Empfangseinheit vollständig eliminiert. Da aber bei den Messungen mit den Signalen des Haupt- und Referenzlichtemitters mit erheblichen Empfangsleistungsunterschieden zu rechnen ist, werden die sich hieraus ergebenden Phasenfehler auch bei dem diesem bekannten Entfernungsmessgerät zugrundeliegenden Konzept nicht beseitigt. Empfangsleistungsabhängige Phasenfehler machen sich vor allem bei Avalanche-Photodioden (APD) stark bemerkbar, die wegen anderer Vorteile als Hauptempfänger bevorzugt werden. Bei hohen Verstärkungen kommt es hier mit steigender Leistung allmählich zu Sättigungseffekten, wodurch die Avalanche-Verstärkung abhängig wird von der empfangenen Leistung. Somit entsteht zusätzlich eine leistungsabhängige Phasendrehung bei Empfang hochfrequent modulierter optischer Strahlung. Ausserdem variiert mit der Empfangsleistung die generierte Ladung in der Sperrschicht der APD, wodurch die Sperrschichtweite und damit auch die Sperrschichtkapazität beeinflusst wird. Mit der Sperrschichtkapazität ändert sich das Phasenverhalten des durch sie gebildeten Tiefpasses. Bei hohen APD-Verstärkungsfaktoren kann hierdurch bei einer Empfangsleistungsvariation von zwei Grössenordnungen eine Phasendrehung von in der Regel grösser als 5° hervorgerufen werden.

[0009] Der Erfindung liegt damit die Aufgabe zugrunde, ein Entfernungsmessverfahren und eine nach diesem Verfah-

ren arbeitende Vorrichtung anzugeben, mit denen sich eine hochgenaue Distanzmessung erreichen lässt und die vollständig unabhängig ist von temperatur-, alterungs- und empfangsleistungsabhängigen Phasenfehlern. Auf mechanische oder elektronische Umschalter soll verzichtet werden und die Gesamtmesszeit zur Gewinnung zuverlässiger Messergebnisse soll deutlich verkürzt werden.

[0010] Die Erfindung ist bei einem Verfahren zur optoelektronischen Entfernungsmessung nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 dadurch gekennzeichnet, dass die Lichtintensitäten des Haupt- und des Referenzemitters mit unterschiedlichen Frequenzen gleichzeitig moduliert werden, wobei die vom Haupt- und vom Referenzempfänger gelieferten Signalgemische, die jeweils einen Signalanteil mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Hauptemitters als auch einen Signalanteil mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Referenzemitters enthalten, jeweils in einen Zwischenfrequenzbereich konvertiert werden, der zwei Frequenzanteile enthält, wobei der eine Frequenzanteil mit dem Signal des Referenzemitters und der andere Frequenzanteil mit dem Signal des Hauptemitters gebildet wird, und dass zur vergleichenden Signalauswertung die Separation der in den beiden simultan anfallenden Zwischenfrequenzsignalen enthaltenen Phaseninformation aufgrund der unterschiedlichen Frequenzen im Zwischenfrequenzbereich und der unterschiedlichen Modulationsfrequenz für die Intensitätsmodulation von Haupt- und Referenzstrahl erfolgt.

[0011] Vorteilhafte Weiterbildungen dieses erfindungsgemässen Entfernungsmessverfahrens sind in rückbezogenen abhängigen Patentansprüchen definiert.

[0012] Eine erfindungsgemässe Vorrichtung zur optoelektronischen Entfernungsmessung mit den Merkmalen des Oberbegriffs des Patentanspruchs 12 ist erfindungsgemäss gekennzeichnet durch eine Einrichtung, durch welche die vom Haupt- bzw. vom Referenzemitter abgegebenen Lichtstrahlen gleichzeitig mit jeweils unterschiedlichen Frequenzen intensitätsmodulierbar sind.

[0013] Vorteilhafte Ausgestaltungen dieser erfindungsgemässen Entfernungsmessvorrichtung sind ebenfalls in weiteren abhängigen Patentansprüchen definiert.

[0014] Ähnlich wie bei dem in US-4 403 857 beschriebenen Distanzmessverfahren werden auch beim Gegenstand der Erfindung zwei Lichtsender, insbesondere Laser und zwei Photodiodenempfänger verwendet. Abweichend von diesem bekannten Verfahren jedoch wird gemäss der Erfindung das mit einer ersten Modulationsfrequenz f_1 vorzugsweise sinusförmig intensitätsmodulierte Licht des als Hauptemitter bezeichneten ersten Lichtsenders auf die Oberfläche eines Messobjekts geleitet. Das von dort rückgestreute, ebenfalls intensitätsmodulierte Licht gelangt zum Beispiel über eine Empfangsoptik auf den als Hauptempfänger bezeichneten zweiten Photoempfänger. Gleichzeitig wird ein Teil des modulierten Lichts des Hauptemitters direkt über eine erste Referenzstrecke auf den als Referenzempfänger bezeichneten zweiten Photoempfänger geführt. Der Referenzemitter wird mit einer zweiten Modulationsfrequenz ebenfalls vorzugsweise sinusförmig intensitätsmoduliert. Ein Teil seiner modulierten optischen Strahlung gelangt über eine zweite bekannte Referenzstrecke und insbesondere über ein streuendes Medium, auf den Hauptempfänger, während ein anderer Anteil seiner modulierten optischen Strahlung über eine dritte Referenzstrecke auf den Referenzempfänger gelangt.

[0015] Beide Empfänger werden gleichzeitig von beiden Emittersignalen beaufschlagt, so dass im Gegensatz zu dem in der genannten US-Patentschrift beschriebenen Distanzmessverfahren kein Umschalter benötigt und die Messzeit deutlich verkürzt wird. Die Photoempfänger konvertieren die detektierten modulierten optischen Leistungen in Photoströme, welche anschliessend vorzugsweise mit Transimpedanzverstärkern in Spannungen konvertiert werden.

[0016] Die beiden so gewonnenen Signalspannungen werden anschliessend unter Verwendung einer lokal erzeugten Frequenz durch zugeordnete Mischer in geeignete Zwischenfrequenzbereiche umgesetzt und anschliessend nach Analog-Digitalwandlung einer Signalauswertung zur fehlerfreien Bestimmung der signallaufzeitbedingten Phasenverschiebung und damit der Distanz ausgewertet.

[0017] Die Erfindung und vorteilhafte Einzelheiten werden nachfolgend unter Bezug auf die Zeichnungen näher erläutert.

Fig. 1 zeigt einen prinzipiellen, bevorzugten Aufbau einer Entfernungsmesseinrichtung, die auf dem erfindungsgemässen Verfahren basiert, und

Fig. 2a, b verdeutlicht ein am Ausgang des Verstärkers 16 in Fig. 1 erhaltenes Zwischenfrequenzsignalgemisch im Zeitbereich (Fig. 2a) bzw. im Frequenzbereich (Fig. 2b).

[0018] Die Prinzipanordnung eines nach dem erfindungsgemässen Verfahren arbeitenden Entfernungsmessgeräts enthält einen als Hauptemitter 1 bezeichneten ersten Lichtsender, insbesondere Laser und einen als Referenzemitter 2 bezeichneten zweiten Lichtsender, bevorzugt ebenfalls ein Laser, sowie einen als Referenzempfänger 4 bezeichneten ersten Photoempfänger bzw. einen als Hauptempfänger 5 bezeichneten zweiten Photoempfänger. Der Hauptemitter 1 kann eine vergleichsweise leistungsstarke kantenemittierende Laserdiode (EEL: Edge Emitting Laser Diode) sein, deren Emissionswellenlänge, wie in der Zeichnung angegeben, beispielsweise $\lambda_1 = 650$ nm beträgt. Als Referenzemitter 2 wird eine vorzugsweise auf einer anderen Wellenlänge, beispielsweise $\lambda_2 = 850$ nm strahlende Laserdiode z.B. eine VCSEL (Vertical Cavity Emitting Laser Diode) verwendet. Die Wahl unterschiedlicher Wellenlängen für Haupt- und Referenzemitter ermöglicht eine weiter unten näher erläuterte optische Filterung, so dass sich mögliche Probleme durch optisches Übersprechen reduzieren lassen. Als Referenzempfänger 4 dient vorzugsweise eine PIN-Photodiode, während als Hauptempfänger 5 bevorzugt eine Avalanche-Photodiode vorgesehen ist.

[0019] Für die Erfindung von ausschlaggebender Bedeutung ist der Gedanke, die vom Hauptemitter 1 bzw. vom Referenzemitter 2 abgegebene Strahlungsleistung zu einem bestimmten Messzeitpunkt mit unterschiedlichen Frequenzen,

vorzugsweise sinusförmig, in ihrer Intensität zu modulieren. So wird beispielsweise der Hauptemitter 1 (zunächst) mit der Frequenz f_1 und der Referenzemitter 2 (zunächst) mit der Frequenz f_2 intensitätsmoduliert. Die beiden Modulationsfrequenzen f_1 , f_2 werden über zwei von einem gemeinsamen Oszillator 20 angesteuerte Frequenzsynthesizer 21 bzw. 22 gewonnen. Die Einspeisung der Modulationssignale mit den Frequenzen f_1 bzw. f_2 in den (nicht dargestellten) Erregerstromkreis für den Hauptemitter 1 bzw. den Referenzemitter 2 erfolgt beispielsweise über Hochfrequenzverstärker 23 bzw. 24.

[0020] Der vom Hauptemitter 1 abgegebene, gebündelte Hauptlichtstrahl 30 gelangt, beispielsweise geführt in einem Rohr 40, zunächst auf einen Strahlteiler 3, der den Hauptlichtstrahl 30 in zwei Anteile, nämlich einen Hauptanteil 32, der auf das Messobjekt geleitet wird und in einen abgezweigten Anteil 33 aufteilt, der über eine erste bekannte Referenzdistanz D_1 , unter Zwischenschaltung eines Diffusers 51 bzw. Scatters auf den Referenzempfänger 4 gelangt. Durch den Diffuser 51 bzw. den Scatter wird eine homogene Modulationsphasenverteilung im Strahlquerschnitt vor dem Referenzempfänger 4 gewährleistet. Als Strahlteiler 3 kann ein halbdurchlässiger Spiegel, ein Prisma, eine Glasplatte, ein integriert-optischer Strahlteiler, ein diffraktives Element, z. B. ein Hologramm oder dgl. vorgesehen werden. Es sei jedoch betont, dass die Strahlen der Referenzstrecken nicht unbedingt kollimiert oder durch Strahlteiler umgelenkt werden müssen. Alternativ kann beispielsweise eine Volumenstreuung oder eine direkte Beleuchtung der Empfänger z. B. über einen Diffuser vorgesehen werden. Der vom entfernten Messobjekt rückgestreute Anteil 36 des Messstrahls 32 gelangt über eine Sammeloptik 37 auf den Hauptempfänger 5. Der vom Referenzemitter 2 abgegebene in der Regel kollimierte Referenzlichtstrahl 31 wird mittels eines Strahlteilers 6 ebenfalls in zwei Anteile aufgeteilt, wobei ein erster Anteil 34 über eine zweite Referenzdistanz D_2 und über einen bzw. den Diffuser 51 bzw. Scatter auf den Referenzempfänger 4 gelangt, während ein zweiter Anteil 35 über eine dritte Referenzdistanz D_3 , vorzugsweise über ein auf die Wellenlänge des Referenzemitters abgestimmtes optisches Filter 41, zunächst ein streuendes Medium (Scatter) 11 und sodann als gestreuter Anteil zusammen mit dem vom Messobjekt rückgestreuten Anteil 36 des Hauptlichtstrahls den Hauptempfänger 5 beaufschlagt. Als Scatter 11 kann im Prinzip jedes streuende Material verwendet werden. Selbst die Gehäusewand wäre geeignet. Zur Kontrolle der Streulichtleistung des Referenzemitterlichtes sollte der Streugrad des Scatter-Materials jedoch auf das Empfangssystem abgestimmt sein. Da aufgrund der in der Regel schwachen Messsignale eine starke Leistungsdämpfung des Referenzemitterstrahls 35 angestrebt wird, ist zumindest beim Hauptempfänger 5 ein Scatter-Material mit geringem Streugrad von Vorteil, z.B. schwarzes Papier, schwarzer Samt oder dgl.

[0021] Der im Zusammenhang mit der Erfindung sehr vorteilhaften Verwendung des Scatters 11 liegt folgende Beobachtung zugrunde: Im Strahlquerschnitt von Laserdioden ist die Modulationsphase nicht homogen, d. h., verschiedene Punkte des Strahlquerschnitts besitzen verschiedene Phasen bezüglich der modulierten Lichtintensität. Bei einer homogenen Rückstreuung wird eine über den Strahlquerschnitt gemittelte Phase gemessen. In dem Fall jedoch, dass bestimmte Bereiche des Strahls von der Messobjektoberfläche ausgeblendet werden, z. B. wenn ein Teil des Leuchtflecks auf schwarze, absorbierende Bereiche trifft und ein anderer Teil auf weisse, stark rückstreuende Bereiche der Messobjektoberfläche, so verändert sich die mittlere Phase und es entsteht ein Messfehler, der von der unbekanntem Messobjektoberfläche abhängt. Dieser Fehler lässt sich nicht kompensieren. In den meisten Fällen werden jedoch alle Punkte des Leuchtflecks nahezu in gleicher Stärke zurückgestreut.

[0022] Bei einem direkt auf den Hauptempfänger 5 geführten Referenzemitterstrahl 35 würde aufgrund der kleinen APD-Fläche nur ein kleiner Teil des Strahlquerschnitts detektiert. Die somit gemessene Phase des Strahles repräsentiert dann in der Regel nicht die mittlere Modulationsphase. Zudem ist die Phasenverteilung im Strahlquerschnitt nicht zeitlich konstant und hängt überdies von der Temperatur ab. Durch die Verwendung des Scatters 11 wird gewährleistet, dass von allen Punkten des Strahlquerschnitts Signalanteile erfasst werden. Somit wird eine mittlere Phase gemessen, welche ein konstanteres Verhalten aufweist als eine punktuelle Phase. Dabei werden Fehler, die durch punktuelle Messung der Phase des Referenzemitterstrahles 35 entstehen, durch den Scatter 11 reduziert.

[0023] Zur Vermeidung derartiger Phasenfehler kann es auch von Vorteil sein, die Strahlen 33 bzw. 34 über einen Scatter, z.B. den Diffuser 51, zu führen, bevor das modulierte Licht vom Referenzempfänger 4 erfasst wird.

[0024] Eine weitere Aufgabe des Scatters 11 ist eine starke Leistungsdämpfung des Referenzemitterlichtes. Aufgrund der sehr schwachen Messsignale ist das Empfangssystem sehr empfindlich. Durch die Leistungsdämpfung wird verhindert, dass die APD im Hauptempfänger 5 übersteuert wird. Ausserdem wird hierdurch das mit der detektierten Lichtleistung ansteigende Schrotrauschen reduziert.

[0025] Wichtig ist, die Streuleistung des Referenzemitterlichtes auf das System abzustimmen, damit ein optimiertes Signal-Rausch-Verhältnis ($SNR = \text{Signal-to-Noise-Ratio}$) erzielt wird. Bei zu starken Streulichtleistungen ist mit grossem Schrotrauschen und somit bei schwachen Messsignalen bei der Bestimmung der Phase des Messsignals mit einem schlechten SNR zu rechnen. Bei zu geringen Streulichtleistungen andererseits ist das SNR bei der Bestimmung der Phase des Referenzemittersignals schlecht. Da diese Phase auch in die Entfernungsmessung eingeht, kann hierdurch ein Messfehler entstehen. Es ist also zweckmässig, einen geeigneten Kompromiss zu finden. Für einen Entfernungsmessbereich bis 100 m hat sich bei Versuchen ergeben, dass die detektierte Streulichtleistung des Referenzemitterstrahles 35 ungefähr so gross sein sollte wie eine aus einer Entfernung von 15 m zurückgestreute Leistung des Messstrahls 36. Dabei wird von einem Rückstreuoeffizienten der Messobjektoberfläche von 0,5 und homogener Rückstreuung ausgegangen. Bei einer Leistung des Messstrahls 32 von 1 mW und einem Durchmesser der Empfangsoptik 37 von 50 mm entspricht dies einer detektierten Streulichtleistung des Referenzemitterstrahls von 0,7 nW.

[0026] Die vom Referenzempfänger 4 bzw. vom Hauptempfänger 5 gelieferten Photoströme werden zunächst über Transimpedanzverstärker 9 bzw. 10 in entsprechende Messspannungen X_2 bzw. X_1 konvertiert.

[0027] Anstelle der Transimpedanzverstärker können prinzipiell auch impedanzkontrollierte (50 Ohm) HF-

Leistungsverstärker eingesetzt werden. Sie besitzen in der Regel aber schlechtere Rauscheigenschaften und geringere Verstärkungen. Für den Referenzweig kann es anstelle des Transimpedanzverstärkers 9 jedoch schon aus Kostengründen sinnvoll sein, einen impedanzkontrollierten HF-Leistungsverstärker einzusetzen, wobei sich ein starkes Signal bei geringerer Stromaufnahme erreichen lässt.

[0028] Das vom Referenzempfänger 4 stammende Signal x_2 beaufschlagt sodann einen Messsignaleingang eines ersten Mischers 7, während das Signal x_1 auf den Messsignaleingang eines zweiten Mischers 8 gelangt. Die beiden Mischer 7 und 8 werden vom gleichen lokalen Frequenzoszillator 20 (Mutteroszillator) via Frequenzsynthesizer 12 mit einer Frequenz f_{LO} angesteuert, die so gewählt ist, dass auch im ausgangsseitig entstehenden Zwischenfrequenzbereich jeweils ein Signalgemisch mit den Frequenzanteilen f_{ZF1} und f_{ZF2} vorliegt. Hierbei ist wichtig, dass die Modulationsfrequenzen des Hauptemitters 1 bzw. des Referenzemitters 2 unterschiedlich sind und der Hauptempfänger 5 bzw. der Referenzempfänger 4 beide ein Signalgemisch liefern, das aus zwei Signalen mit den Frequenzen f_1 und f_2 besteht. Dieses Signalgemisch wird in den beiden Signalzweigen mit den in der Regel gleich aufgebauten Mixern 7 und 8 und dem Lokaloszillatorsignal der Frequenz f_{LO} in den erwähnten Zwischenfrequenzbereich konvertiert. Auch eine Direktmischung über Avalanche-Photodioden (APD) ist in diesem Zusammenhang denkbar, wobei der APD-Betriebshochspannung direkt das Signal des Lokaloszillators 12 überlagert wird. Durch die resultierende Modulation der Avalanche-Verstärkung wird dieses Lokaloszillatorsignal mit dem Empfangssignal gemischt, so dass der APD-Ausgangsstrom die beiden ZF-Signalanteile f_{ZF1} und f_{ZF2} enthält. Auf Hochfrequenzverstärker und Hochfrequenzmischer kann somit verzichtet werden. Sowohl für den Referenz- als auch für den Messzweig sind in diesem Fall allerdings Avalanche-Photodioden zu verwenden. Das erste Zwischenfrequenzsignal mit der Frequenz f_{ZF1} wird anschliessend aus dem Empfangssignal mit der ersten Modulationsfrequenz f_1 und das Zwischenfrequenzsignal mit der zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} aus dem Empfangssignal mit der zweiten Modulationsfrequenz f_2 abgeleitet. Nach einer Tiefpassfilterung 13 bzw. 14 zur Eliminierung der Signalanteile mit den Summenfrequenzen $f_1 + f_{LO}$ und $f_2 + f_{LO}$ sowie zur Rauschsignalreduzierung und einer Verstärkung 15 bzw. 16 werden die geeignet verstärkten ZF-Signale x_3 bzw. x_4 mit Analog-Digital-Wandlern 17 bzw. 18 abgetastet. Die erste und die zweite Zwischenfrequenz f_{ZF1} bzw. f_{ZF2} und die Abtastzeiten der Analog-Digitalwandler 17, 18, also das Messfenster, werden dabei zweckmässigerweise so gewählt, dass jeweils eine ganzzahlige Anzahl von Perioden der beiden Zwischenfrequenzsignale $f_{ZF1} - f_{ZF2}$ im Messfenster der digitalen Abtastung liegen. Hierdurch wird ein sog. Leckeffekt vermieden, der bei der digitalen, diskreten Fouriertransformation (DFT) auftritt, wenn die Frequenzanteile nicht im Frequenzraster der DFT liegen; z.B. 40 kHz und 60 kHz für ein 1-kHz-Frequenzraster, d. h., der Abstand der diskreten Frequenzwerte beträgt 1 kHz und das zugehörige Messfenster $1/1 \text{ kHz} = 1 \text{ ms}$.

[0029] Eine digitale Fouriertransformation 19 des abgetasteten Signalgemisches x_3 des Hauptempfängerzweigs 42 und unabhängig davon des abgetasteten Signalgemisches x_4 des Referenzempfängerzweigs 43, z.B. für ein bestimmtes Messfenster wie oben angegeben, liefert die Phasen der Lichtsignalanteile 33 und 36 des Hauptemitters 1, die Phasen der Lichtsignalanteile 34 und 35 des Referenzemitters 2 sowie temperatur-, alterungs- und empfangsleistungsabhängige Phasenverschiebungen, welche im Haupt- und Referenzempfängerzweig hervorgerufen werden. Es werden also vier Phasenbeziehungen ermittelt.

[0030] Da die Phase nur in einem Intervall von 0 bis 2π eindeutig gemessen werden kann, die Messdistanz aber in den meisten Fällen wesentlich grössere Phasenverschiebungen produziert, werden gemäss einer signifikanten Verbesserung des Grundgedankens der Erfindung – um eine eindeutige Distanzmessung zu erzielen und um die Messergebnisse zu verbessern – bei einem zweiten Messdurchgang die Modulationsfrequenzen gewechselt, d.h., der Hauptemitter 1 wird jetzt mit der Frequenz f_2 und der Referenzemitter 2 mit der Frequenz f_1 sinusförmig intensitätsmoduliert. Der oben beschriebene Messvorgang wird mit diesen neuen Einstellungen wiederholt, so dass sich für diese neuen Einstellungen vier weitere Phasen für die abgetasteten Signalgemische im Haupt- und Referenzempfängerzweig ergeben.

[0031] Da das Signal des Hauptemitters 1 und das Signal des Referenzemitters 2 im Zweig des Hauptempfängers 5 bzw. im Zweig des Referenzempfängers 4 – wie dargestellt – dieselben Komponenten durchlaufen, wird durch Bildung von Phasendifferenzen bezüglich der im Hauptempfängerzweig 42 bzw. im Referenzempfängerzweig 43 gemessenen Signalphasen das Phasenverhalten der jeweiligen Empfängerkomponenten vollständig eliminiert. Ausserdem sind die Empfangsverhältnisse konstant, da Haupt- und Referenzemittersignale gleichzeitig die jeweiligen Empfängerzweige passieren. Die Trennung der Signale erfolgt – wie ebenfalls dargestellt – über die unterschiedlichen Modulationsfrequenzen f_1 bzw. f_2 . Empfangsleistungsabhängige Phasenfehler werden somit ebenfalls beseitigt.

[0032] Durch weitere Bildung von Phasendifferenzen wird zusätzlich das Phasenverhalten des Hauptemitters 1 und das Phasenverhalten des Referenzemitters 2 beseitigt, so dass letztendlich nur noch eine konstante Phasendifferenz übrigbleibt, welche durch die angegebenen geräteinternen Wegdifferenzen der Referenzdistanzen D_1 , D_2 und D_3 sowie durch die (in Fig. 1 nicht näher bezeichnete) Messdistanz D_0 beider Emittersignale ausserhalb der beiden Laseremitter entsteht. Die Messdistanz D_0 beeinflusst dabei die Phase des modulierten und vom Hauptempfänger 5 detektierten Lichtanteils 32 des Hauptemitters 1, die Referenzdistanz D_1 die Phase des modulierten und vom Referenzempfänger detektierten Lichtanteils 33 des Hauptemitters 1, die Referenzdistanz D_2 die Phase des modulierten und vom Referenzempfänger detektierten Lichtanteils 34 des Referenzemitters 2 und die Referenzdistanz D_3 die Phase des modulierten und vom Referenzempfänger detektierten Lichtanteils 35 des Referenzemitters 2. Da die geräteinternen Laufzeiten über die Referenzdistanzen D_1 , D_2 und D_3 ausserhalb der Emmitter 1, 2 bekannt und konstant sind, lässt sich die zu messende Distanz bestimmen. Sie wird demnach mit dem erfindungsgemässen Verfahren völlig unabhängig vom Phasenverhalten der Sende- und Empfangseinheiten ermittelt.

[0033] Die Phasendifferenzermittlung mittels Fouriertransformation wird nachfolgend erläutert. Die prinzipielle Form der ZF-Signale, welche von den Analog-Digital-Wandlern 17 und 18 abgetastet werden, ist in Fig. 2a zu sehen. Im Dia-

gramm gem. Fig. 2b ist auch das Signalgemisch im Frequenzbereich dargestellt.

[0034] Zunächst emittiert der Hauptemitter 1 Strahlung mit der Modulationsfrequenz f_1 und der Referenzemitter 2 Strahlung mit der Modulationsfrequenz f_2 . Die Mischereingangssignale x_1 und x_2 besitzen jeweils zwei sinusförmige Signalanteile mit den Frequenzen f_1 und f_2 der Modulation. Es gilt

$$x_1 = \hat{x}_{1,1} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{HE}(f_1) - 2\pi f_1 2D_0 / c) + \hat{x}_{1,2} \cos(2\pi f_2 t + \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{HE}(f_2) - 2\pi f_2 D_3 / c) \quad (1)$$

$$x_2 = \hat{x}_{2,1} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{RE}(f_1) - 2\pi f_1 D_1 / c) + \hat{x}_{2,2} \cos(2\pi f_2 t + \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{RE}(f_2) - 2\pi f_2 D_2 / c) \quad (2)$$

[0035] mit

$\varphi_{HS}(f_1)$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (21) und Phasenverschiebung des Treibers (23) und Hauptemitters (1) bei der Frequenz f_1 ; temperatur- und alterungsabhängig;
$\varphi_{RS}(f_2)$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (22) und Phasenverschiebung des Treibers (24) und Referenzemitters (2) bei der Frequenz f_2 ; temperatur- und alterungsabhängig.
$\varphi_{HE}(f_1)$	Summe aus Phasenverschiebung des Hauptempfängers (5) und des Transimpedanzverstärkers (10) bei der Frequenz f_1 ; temperatur- und alterungsabhängig;
$\varphi_{HE}(f_2)$	Summe aus Phasenverschiebung des Hauptempfängers (5) und des Transimpedanzverstärkers (10) bei der Frequenz f_2 ; temperatur- und alterungsabhängig;
$\varphi_{RE}(f_1)$	Summe aus Phasenverschiebung des Referenzempfängers (4) und des Transimpedanzverstärkers (9) bei der Frequenz f_1 ; temperatur- und alterungsabhängig;
$\varphi_{RE}(f_2)$	Summe aus Phasenverschiebung des Referenzempfängers (4) und des Transimpedanzverstärkers (9) bei der Frequenz f_2 ; temperatur- und alterungsabhängig;
D_0	Messdistanz;
D_1	konstante und bekannte geräteinterne Distanz;
D_2	konstante und bekannte geräteinterne Distanz;
D_3	konstante und bekannte geräteinterne Distanz;
c	Lichtgeschwindigkeit in Luft.

[0036] Durch Mischung (Multiplikation) der Signale aus Gl. (1) und (2) mit dem Lokaloszillatorsignal der Frequenz f_{LO} und anschließender Tiefpassfilterung folgt

$$x_3 = \hat{x}_{3,1} \cos(2\pi f_{ZF1} t + \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{HE}(f_1) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 2D_0 / c) + \hat{x}_{3,2} \cos(2\pi f_{ZF2} t + \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{HE}(f_2) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 D_3 / c) \quad (3)$$

$$x_4 = \hat{x}_{4,1} \cos(2\pi f_{ZF1} t + \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{RE}(f_1) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 D_1 / c) + \hat{x}_{4,2} \cos(2\pi f_{ZF2} t + \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{RE}(f_2) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 D_2 / c) \quad (4)$$

mit den Zwischenfrequenzen

$$f_{ZF1} = |f_1 - f_{LO}| \quad (5)$$

und

$$f_{ZF2} = |f_2 - f_{LO}| \quad (6)$$

[0037] Durch die Tiefpassfilterung werden die Signalanteile mit den Summenfrequenzen $f_1 + f_{LO}$ und $f_2 + f_{LO}$, welche auch durch den nichtlinearen Mischprozess entstehen, eliminiert. Auch der Rauschpegel wird hierdurch herabgesetzt.

[0038] Es bedeuten:

$\varphi_{ZF3}(f_{ZF1})$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (12), Anfangsabtastphase des ADC (18) und Phasenverschiebung des Tiefpass (14) und Verstärkers (16) bei der Frequenz f_{ZF1} ;
$\varphi_{ZF3}(f_{ZF2})$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (12), Anfangsabtastphase des ADC (18) und Phasenverschiebung des Tiefpass (14) und Verstärkers (16) bei der Frequenz f_{ZF2} ;
$\varphi_{ZF4}(f_{ZF1})$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (12), Anfangsabtastphase des ADC (17) und Phasenverschiebung des Tiefpass (13) und Verstärkers (15) bei der Frequenz f_{ZF1} ;
$\varphi_{ZF4}(f_{ZF2})$	Summe aus Anfangsphase des Synthesizers (12), Anfangsabtastphase des ADC (17) und Phasenverschiebung des Tiefpass (13) und Verstärkers (15) bei der Frequenz f_{ZF2} .

[0039] Die ZF-Signale x_3 und x_4 werden nun mit den A/D-Wandlern 17, 18 synchron abgetastet. Durch diskrete Fouriertransformation der abgetasteten Signale x_3 und x_4 in Block 19 lassen sich die Signalanteile mit den verschiedenen Zwi-

schenfrequenzen f_{ZF1} und f_{ZF2} separieren.

[0040] In Fig. 2a ist als Beispiel ein Signalgemisch x_3 im Zeitbereich mit den Frequenzanteilen $f_{ZF1} = 40$ kHz und $f_{ZF2} = 60$ kHz dargestellt. Rechts ist der Betrag des fouriertransformierten Signalgemisches über die Zwischenfrequenz f_{ZF} aufgetragen. Es sind zwei scharfe Signalpeaks bei den jeweiligen Zwischenfrequenzen zu erkennen. Bei anderen Frequenzen sind die Werte des Spektrums nahezu Null. Die unterschiedlichen Höhen der Peaks resultieren aus unterschiedlichen Amplituden der Signalanteile im Zeitbereich (0,7 V, 0,4 V).

[0041] Die Werte des transformierten Signalgemisches im Frequenzbereich sind komplex, d. h. es setzt sich gemäss

$$X_3(f_{ZF}) = \text{Re}\{X_3(f_{ZF})\} + j \cdot \text{Im}\{X_3(f_{ZF})\}$$

aus einem Real- und einem Imaginäranteil zusammen. In Fig. 2 ist der Betrag

$$|X_3(f_{ZF})| = \sqrt{\text{Im}^2\{X_3(f_{ZF})\} + \text{Re}^2\{X_3(f_{ZF})\}}$$

dargestellt. Aus den komplexen Werten bei den jeweiligen Frequenzen f_{ZF1} und f_{ZF2} können mittels der Arctan-Funktion gemäss

$$\varphi_1(f_1) = \arctan(\text{Im}\{X_3(f_{ZF1})\} / \text{Re}\{X_3(f_{ZF1})\})$$

und

$$\varphi_2(f_2) = \arctan(\text{Im}\{X_3(f_{ZF2})\} / \text{Re}\{X_3(f_{ZF2})\})$$

die Phasen der separierten Signalanteile bei den zu betrachtenden Zwischenfrequenzen f_{ZF1} und f_{ZF2} ermittelt werden. Für x_3 aus Gl. (3) lauten sie

$$\varphi_1(f_1) = \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{HE}(f_1) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 2D_0 / c \quad (7)$$

und

$$\varphi_2(f_2) = \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{HE}(f_2) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 D_3 / c. \quad (8)$$

[0043] Für die Phasen von x_4 aus Gl. (4) folgt entsprechend

$$\varphi_3(f_1) = \varphi_{HS}(f_1) + \varphi_{RE}(f_1) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 2D_1 / c \quad (9)$$

und

$$\varphi_4(f_2) = \varphi_{RS}(f_2) + \varphi_{RE}(f_2) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 D_2 / c. \quad (10)$$

[0044] Besonders vorteilhaft ist es, wenn im nächsten Schritt die Modulationsfrequenzen f_1 und f_2 vertauscht werden, so dass nun der Hauptemitter 1 Strahlung mit der Modulationsfrequenz f_2 und der Referenzemitter 2 Strahlung mit der Modulationsfrequenz f_1 emittiert. Wie weiter unter beschrieben wird, verbessert diese Messung mit vertauschten Modulationsfrequenzen die eindeutige Distanzmessung ganz erheblich. Gemäss dem oben beschriebenen Ablauf werden jetzt die Phasen

$$\varphi_1(f_2) = \varphi_{HS}(f_2) + \varphi_{HE}(f_2) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 2D_0 / c \quad (11)$$

$$\varphi_2(f_1) = \varphi_{RS}(f_1) + \varphi_{HE}(f_1) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 D_3 / c \quad (12)$$

$$\varphi_3(f_2) = \varphi_{HS}(f_2) + \varphi_{RE}(f_2) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 2D_1 / c \quad (13)$$

$$\varphi_4(f_1) = \varphi_{RS}(f_1) + \varphi_{RE}(f_1) + \varphi_{ZF4}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 D_2 / c \quad (14)$$

gemessen. Durch Bilden der Differenzen folgt aus den Gln. (7–14)

$$\varphi_1(f_1) - \varphi_3(f_1) = \varphi_{HE}(f_1) - \varphi_{RE}(f_1) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF1}) - \varphi_{ZF4}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 2D_0 / c + 2\pi f_1 2D_1 / c \quad (15)$$

$$\varphi_2(f_2) - \varphi_4(f_2) = \varphi_{HE}(f_2) - \varphi_{RE}(f_2) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF2}) - \varphi_{ZF4}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 D_3 / c + 2\pi f_2 D_2 / c \quad (16)$$

$$\varphi_1(f_2) - \varphi_3(f_2) = \varphi_{HE}(f_2) - \varphi_{RE}(f_2) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF2}) - \varphi_{ZF4}(f_{ZF2}) - 2\pi f_2 2D_0 / c + 2\pi f_2 2D_1 / c \quad (17)$$

$$\varphi_2(f_1) - \varphi_4(f_1) = \varphi_{HE}(f_1) - \varphi_{RE}(f_1) + \varphi_{ZF3}(f_{ZF1}) - \varphi_{ZF4}(f_{ZF1}) - 2\pi f_1 D_3 / c + 2\pi f_1 D_2 / c, \quad (18)$$

und durch Subtraktion der Gln. (15) und (18) bzw. (16) und (17) ergibt sich schliesslich

$$\Delta\varphi(f_1) = 2\pi f_1 2D_1 / c - 2\pi f_1 D_2 / c + 2\pi f_1 D_3 / c - 2\pi f_1 2D_0 / c + 2\pi n \quad (19)$$

$$\Delta\varphi(f_2) = -2\pi f_2 2D_1 / c + 2\pi f_2 D_2 / c - 2\pi f_2 D_3 / c + 2\pi f_2 2D_0 / c - 2\pi n. \quad (20)$$

[0045] Da die Phase nur in einem Intervall von 0 bis 2π eindeutig gemessen werden kann, die Messdistanz aber in den meisten Fällen wesentlich grössere Phasenverschiebungen produziert, wird in den Gln. (19) und (20) die ganzzahlige Anzahl n der vollen Perioden eingeführt, die zusätzlich zum Restphasenterm die gesamte Phasendrehung bestimmt. Aus den letztgenannten beiden Gln. (19) und (20) können nun die zu messende Distanz D_0 und die Periodenzahl n eindeutig ermittelt werden, denn die geräteinternen Distanzen D_1 , D_2 und D_3 sind konstant und lassen sich vorab messtechnisch bestimmen. Die beiden Modulationsfrequenzen f_1 und f_2 sollten dabei so dicht beisammen liegen, dass sich für beide Gln. (19) und (20) dieselbe Periodenzahl n ergibt. Diese Mehrdeutigkeit der Messdistanz ist der Grund für die Vertauschung der Modulationsfrequenzen gemäss der Lehre des Patentanspruchs 2, denn die zusätzliche Messung mit vertauschten Frequenzen liefert die zusätzliche von Gl. (19) unabhängige Gl. (20). Diese beiden unabhängigen Gleichungen liefern auch bei grossen Messdistanzen D_0 eindeutige Werte für n und D_0 .

[0046] Ein weiterer Vorteil aus der zusätzlichen Messung mit Frequenzvertauschung ist der, dass sich – wie die Gln. (17) und (18) erkennen lassen – eine vollständige Eliminierung der Haupt- und Referenzempfängerphasen ($\varphi_{HE}(f_1)$, $\varphi_{HE}(f_2)$, $\varphi_{HE}(f_1)$, $\varphi_{HE}(f_2)$) sowie der Phasen des ZF-Bereichs erreichen lässt. Diese Eliminierung geschieht durch Subtraktion der Gln. (15) und (18) bzw. der Gln. (16) und (17).

[0047] Die Phasendifferenzen auf der jeweils linken Seite der Gln. (19) und (20) ergeben sich aus der Phasenmessung.

[0048] Eine geringere Frequenzdifferenz $f_1 - f_2$ (z. B. einige 100 kHz, bei $f_1 = 900$ MHz) ist einerseits erwünscht, um bei grossen Messdistanzen (z. B. >100 m) die ganzzahlige Periodenzahl n eindeutig zu bestimmen (dasselbe n in Gln. (19) und (20)). Andererseits entstehen bei geringen Frequenzdifferenzen grössere rauschbedingte Messfehler, so dass n unter Umständen fehlerhaft bestimmt wird.

[0049] Zur noch genaueren Messung grosser Distanzen und gleichzeitiger genauer Bestimmung der Periodenzahl n ist es vorteilhaft, noch ein zweites Frequenzpaar f_3 und f_4 zur Intensitätsmodulation bei einem weiteren Messdurchgang zu verwenden, das sich beispielsweise um 10 MHz von f_1 und f_2 unterscheidet. Mit diesem Frequenzpaar wird die oben genannte Prozedur nochmals durchgeführt, wobei hierbei keine Vertauschung erforderlich ist, da die genaue Distanzmessung mit dem Frequenzpaar f_1 und f_2 durchgeführt wird. Durch den grösseren Frequenzunterschied (z.B. $f_3 - f_1 = 10$ MHz) wird ein möglicher Messfehler weiter reduziert, und die ganzzahlige Periodenzahl n lässt sich nun auch bei sehr grossen Messdistanzen eindeutig bestimmen. Durch diese im Patentanspruch 18 angegebene Massnahme der gleichmässigen, geringen Veränderung der Intensitätsmodulationsfrequenzen lässt sich bei schwachen, verrauschten Messsignalen eine fehlerfreie Distanz- und Periodenzahlbestimmung durch Verwenden eines weiteren Frequenzpaares, z.B. $f_3 - f_1 = 10$ MHz, $f_4 - f_2 = 10$ MHz erreichen. Zudem lassen sich durch Verändern der Messfrequenzen optimale Arbeitspunkte auffinden, die zu optimalen Signal-Rausch-Verhältnissen führen. Aufgrund von Toleranzen von Bandpassfiltern können sich diese optimalen Frequenzen von Gerät zu Gerät geringfügig unterscheiden.

[0050] Das erfindungsgemässe Verfahren und die darauf beruhende Entfernungsmesseinrichtung zeichnen sich vor allem durch folgende Vorteile aus:

- Es werden alle Phasenfehler durch gleichzeitige Messung des Referenz- und des Hauptemittersignals eliminiert. Damit werden alle temperatur-, alterungs- und empfangsleistungsabhängigen Phasenfehler sowohl der Sende- als auch der Empfangseinheit vollständig beseitigt.
- Die Messgenauigkeit wird wesentlich verbessert.
- Die Zuverlässigkeit der Messergebnisse ist deutlich besser.
- Das Messgerät ist weitgehend wartungsfrei, da keine mechanischen Umschalter oder dergleichen benötigt werden.
- Durch die gleichzeitige Messung des Referenz- und des Hauptemittersignals wird die Messzeit reduziert und die Messgenauigkeit erhöht.

Patentansprüche

1. Verfahren zur optoelektronischen Entfernungsmessung, bei dem
 - ein von einem Licht-Hauptemitter (1) abgegebener, intensitätsmodulierter Hauptlichtstrahl einerseits auf ein entferntes Messobjekt, dessen Distanz (D_0) von einem Beobachtungsort gemessen werden soll, gerichtet und das dort gestreute Licht (36) über eine Empfangsoptik (37) auf einen Photo-Hauptempfänger (5) gelangt, und andererseits ein abgezwiggtter Teil (33) des Hauptlichtstrahls gleichzeitig über eine erste bekannte Referenzdistanz (D_1) auf einen Photoreferenzempfänger (4) geleitet wird;
 - ein von einem Referenzlichtemitter (2) abgegebener, ebenfalls intensitätsmodulierter Referenzlichtstrahl einerseits über eine zweite bekannte Referenzdistanz (D_2) auf den Photoreferenzempfänger (4) und andererseits ein Teil (35) des Referenzlichtstrahls über eine dritte Referenzdistanz (D_3) auf den Hauptempfänger (5) gelangt, und bei dem
 - die vom Haupt- und vom Referenzempfänger gelieferten Signale einer vergleichenden Signalauswertung zur Gewinnung eines fehlerkompensierten Messsignals zugeführt werden, dadurch gekennzeichnet, dass
 - die Lichtintensitäten des Haupt- und des Referenzemitters (1, 2) mit unterschiedlichen Frequenzen (f_1 , f_2) gleichzeitig intensitätsmoduliert werden, wobei

- die vom Haupt- und vom Referenzempfänger gelieferten Signalgemische, die jeweils einen Signalanteil mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Hauptemitters als auch einen Signalanteil mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Referenzempfängers enthalten, jeweils in einen Zwischenfrequenzbereich konvertiert werden, der zwei Frequenzanteile enthält, wobei der eine Frequenzanteil mit dem Signal des Referenzemitters und der andere Frequenzanteil mit dem Signal des Hauptemitters gebildet wird, und dass
 - zur vergleichenden Signalauswertung die Separation der in den beiden simultan anfallenden Zwischenfrequenzsignalen enthaltenen Phaseninformation aufgrund der unterschiedlichen Frequenzen im Zwischenfrequenzbereich und der unterschiedlichen Modulationsfrequenzen für die Intensitätsmodulation von Haupt- und Referenzlichtstrahl erfolgt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Erzielung einer eindeutigen Distanzmessung und zur Verbesserung des Messergebnisses zeitsequentiell mehrere Messvorgänge durchgeführt werden, wobei die Modulationsfrequenzen für die Intensitätsmodulation nach einem festgelegten Schema einerseits untereinander vertauscht und andererseits gleichermassen verändert werden.
 3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Anpassung an unterschiedliche Dynamikanforderungen eines jeweiligen Messvorgangs die Abgabeleistung des Haupt- und/oder des Referenzemitters variiert wird/ werden.
 4. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass als Hauptlichtemitter (1) sowie für den Referenzlichtemitter (2) Laser verwendet werden.
 5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Grundwellenlängen (λ_1, λ_2) der beiden Laser (1, 2) unterschiedlich gewählt werden.
 6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass durch optische Filterung ein Übersprechen zwischen dem dem Hauptstrahl bzw. dem Referenzstrahl zugeordneten Lichtsignalwegen reduziert wird.
 7. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass zur vergleichenden Signalauswertung die Phasen der Signalanteile der Signalgemische (42; 43) im Zwischenfrequenzbereich durch digitale Fouriertransformation mit Auswertung der Real- und Imaginärteile der in den Frequenzbereich fouriertransformierten Signalgemische bei den jeweiligen Zwischenfrequenzen (f_{ZF1} und f_{ZF2}) ermittelt werden.
 8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die der digitalen Fouriertransformation zuzuführenden Signalgemische zunächst einer Tiefpassfilterung unterworfen werden.
 9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Zwischenfrequenzen (f_{ZF1} und f_{ZF2}) und die Abtastzeiten einer der Fouriertransformation vorausgehenden Analog-Digital-Wandlung (17, 18), d.h. das Messfenster der jeweiligen digitalen Abtastung, so gewählt werden, dass eine ganzzahlige Anzahl von Perioden sowohl des Signalanteils mit der ersten Zwischenfrequenz (f_{ZF1}) als auch des Signalanteils mit der zweiten Zwischenfrequenz (f_{ZF2}) im Messfenster der digitalen Abtastung liegen.
 10. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der auf den Hauptempfänger (5) gelangende Anteil des Referenzlichtstrahls zunächst diffus reflektiert oder gestreut und nur als Streuteil zusammen mit dem über die Empfangsoptik einfallenden Rückstreuanteil des Hauptlichtstrahls auf den Hauptempfänger (5) geleitet wird.
 11. Verfahren nach Anspruch 1 oder 10, dadurch gekennzeichnet, dass die auf den Referenzempfänger (4) gelangenden Anteile des Referenz- und Hauptlichtstrahls zunächst diffus reflektiert oder gestreut und nur als Streulichtanteile auf den Referenzempfänger (4) geleitet werden.
 12. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 zur optoelektronischen Entfernungsmessung mit
 - zwei Lichtsendern (1, 2), deren jeweiliger Lichtstrahl intensitätsmoduliert ist, wobei der Lichtstrahl des ersten als «Hauptemitter» (1) bezeichneten Lichtsenders einerseits auf ein entferntes Messobjekt, dessen Distanz (D_0) von einem Beobachtungsort gemessen werden soll, ausrichtbar ist, und andererseits ein abgetrennter Strahlanteil über eine erste Referenzdistanz (D_1) auf einen von zwei Photoempfängern (4, 5) gelangt, der als «Referenzempfänger» (4) bezeichnet ist, und wobei der Lichtstrahl des zweiten als «Referenzemitter» (2) bezeichneten Lichtsenders über eine zweite Referenzdistanz (D_2) auf den Referenzempfänger (4) und ein davon abgetrennter Strahlanteil über eine dritte Referenzdistanz (D_3) auf den als «Hauptempfänger» bezeichneten zweiten Photoempfänger (5) gelangt, der ausserdem mit dem vom Messobjekt rückgestreuten Anteil des Lichtstrahls vom Hauptemitter (1) beaufschlagt ist,
 - jeweils einem dem Referenzempfänger (4) bzw. dem Hauptempfänger (5) zugeordneten Signal-Mischer (7, 8), welche die Empfängersignalgemische in einen Zwischenfrequenzbereich umsetzen, sowie mit
 - einer Auswerteeinrichtung (17 bis 19) zur Bestimmung der Messdistanz (D_0) aus den Ausgangssignalen der beiden Mischer (7, 8), gekennzeichnet durch
 - eine Einrichtung, durch welche die vom Haupt- bzw. vom Referenzemitter (1, 2) abgegebenen Lichtstrahlen gleichzeitig mit jeweils unterschiedlichen Frequenzen (f_1, f_2) intensitätsmodulierbar sind.
 13. Vorrichtung nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch jeweils einen zwischen dem Referenzempfänger (4) bzw. dem Hauptempfänger (5) und dem jeweils zugeordneten Mischer angeordneten Transimpedanzverstärker (9, 10) oder impedanzkontrollierten HF-Verstärker.
 14. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass als Hauptempfänger (5) und/oder als Referenzempfänger (4) jeweils eine Avalanche-Photodiode verwendet ist.
 15. Vorrichtung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass die Avalanche-Photodiode des Hauptempfängers (5)

- und/oder die Avalanche-Photodiode des Referenzempfängers (4) als Direktmischer genutzt werden, wobei durch Modulation der Avalanche-Verstärkung über ein von einem Lokaloszillator (20, 12) erzeugtes Lokaloszillatorsignal (f_{10}) das jeweilige Empfangssignalgemisch direkt in den Zwischenfrequenzbereich konvertiert wird.
16. Vorrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass als Lokaloszillator ein LC-Oszillator verwendet wird, dessen schwingungsbestimmende Elemente vor allem durch die Kapazität der Avalanche-Photodiode des Hauptempfängers und/oder durch die Kapazität der Avalanche-Photodiode des Referenzempfängers gebildet werden.
 17. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass als Hauptempfänger (5) und/oder als Referenzempfänger (4) jeweils eine PIN-Photodiode verwendet ist.
 18. Vorrichtung nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch eine in der Intensitätsmodulationseinrichtung (20–22) vorhandene Einrichtung zum gegenseitigen Vertauschen der Frequenzen (f_1, f_2) der auf den jeweiligen Lichtemitter gelangenden Modulationssignale.
 19. Vorrichtung nach Anspruch 18, gekennzeichnet durch eine Einrichtung zum zeitsequentiellen gegenseitigen Vertauschen der Frequenz der auf den jeweiligen Lichtemitter gelangenden Intensitätsmodulationssignale.
 20. Vorrichtung nach Anspruch 18, gekennzeichnet durch eine Einrichtung zum gleichmässigen Verändern der Frequenz der auf den jeweiligen Lichtemitter (1, 2) gelangenden Intensitätsmodulationssignale.
 21. Vorrichtung nach einem der vorstehenden Ansprüche 12 bis 20, gekennzeichnet durch eine im Strahlengang des vom Referenzemitter (2) auf den Hauptempfänger (5) gelangenden Strahlanteils angeordnete Streueinrichtung (11), von der ein gestreuter Lichtanteil des vom Referenzemitter (2) stammenden Strahlanteils auf den Hauptempfänger (5) gelangt.
 22. Vorrichtung nach einem der vorstehenden Ansprüche 12 bis 21, gekennzeichnet durch eine im Strahlengang der vom Referenzemitter (2) und vom Hauptemitter (1) auf den Referenzempfänger (4) gelangenden Strahlanteile angeordnete Streueinrichtung (51), von der gestreute Lichtanteile der vom Referenzemitter (2) und Hauptemitter (1) stammenden Strahlanteile auf den Referenzempfänger (4) gelangen.
 23. Vorrichtung nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch eine Einrichtung zur Variation der Lichtabgabeleistung des Referenzemitters (2) und/oder des Hauptemitters (1).
 24. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die optischen Wellenlängen (λ_1, λ_2) von Referenz- und Hauptemitter unterschiedlich sind.
 25. Vorrichtung nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass im Strahlengang vom Hauptemitter (1) zum Referenzempfänger (4) ein auf die vom Hauptemitter abgegebene Wellenlänge abgestimmtes optisches Filter (52) und/ oder im Strahlengang vom Referenzemitter (2) zum Hauptempfänger (5) ein auf die vom Referenzemitter abgegebene Wellenlänge abgestimmtes optisches Filter (41) angeordnet ist.
 26. Vorrichtung nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass der Hauptemitter (1) bzw. der Referenzemitter (2) eine kantenemittierende Laserdiode, eine VCSEL oder eine Leuchtdiode ist/sind.
 27. Vorrichtung nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch einen gemeinsamen für Sende- und Empfangsteil verwendeten Mutteroszillator (20).
 28. Vorrichtung nach Anspruch 12 oder Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Mischer (7, 8 bzw. 4, 5) vom gleichen Lokaloszillator (20, 12) ansteuerbar sind, dessen Frequenz (f_{10}) so gewählt ist, dass im Zwischenfrequenzbereich jeweils ein Signalgemisch vorliegt, dessen Signalanteile mit beiden Zwischenfrequenzanteilen (f_{ZF1}, f_{ZF2}) die Phasen bei den Modulationsfrequenzen (f_1, f_2) enthält.

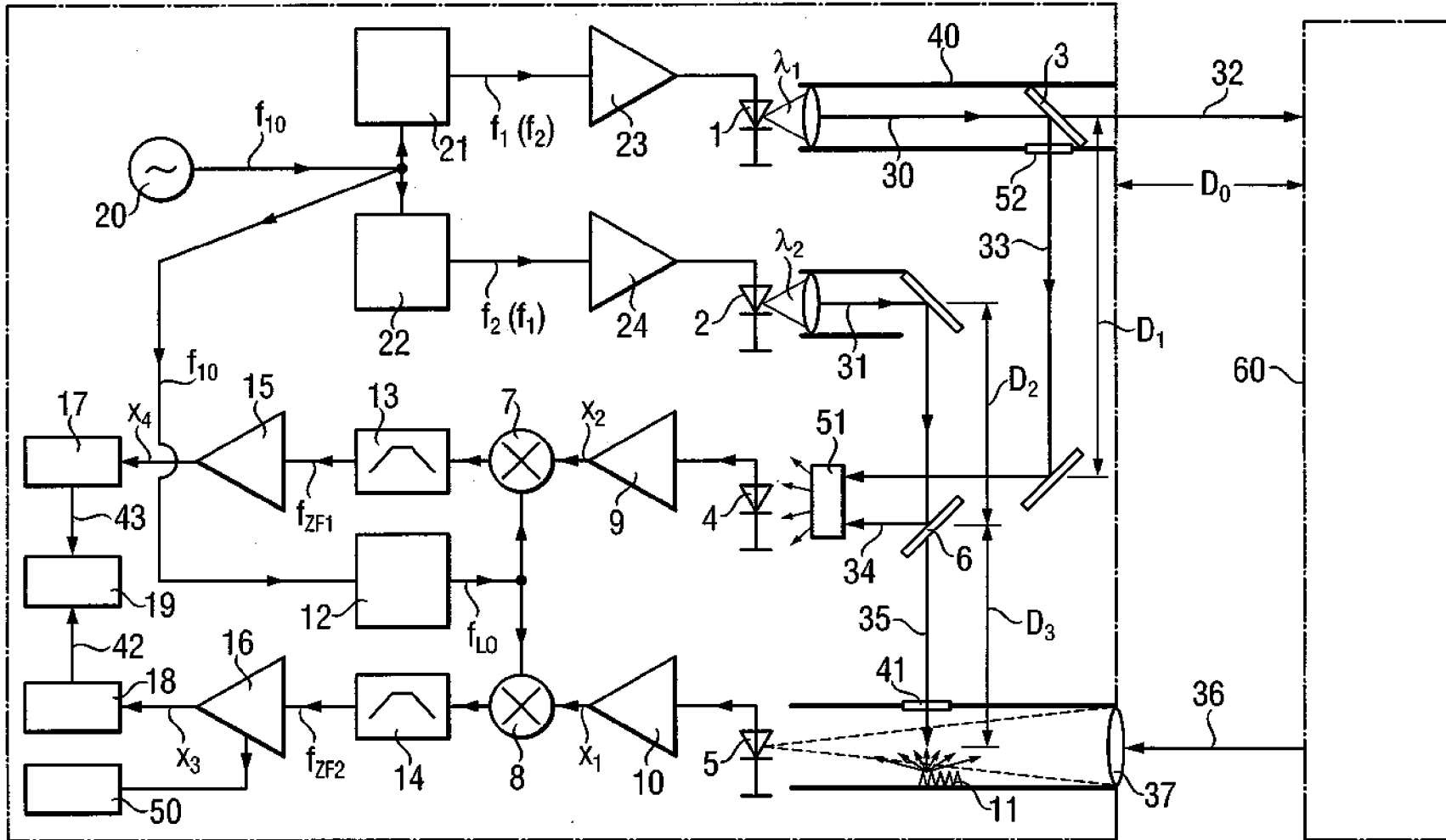
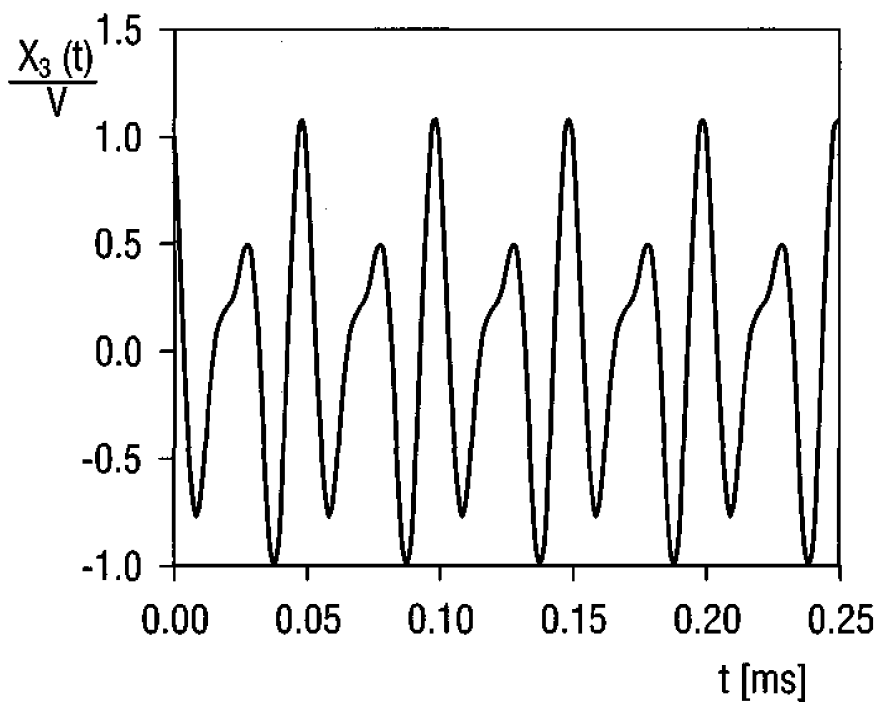


Fig. 1

Fig. 2a**Fig. 2b**