



(12)

PATENTCHRIFT

(21) Anmeldenummer: A 267/2002
(22) Anmeldetag: 21.02.2002
(42) Beginn der Patentdauer: 15.01.2004
(45) Ausgabetag: 26.08.2004

(51) Int. Cl.⁷: **G01B 11/14**
G01S 17/10

(30) Priorität:
16.03.2001 DE 10112833 beansprucht.
(56) Entgegenhaltungen:
DE 19704340A1 DE 3540157A1
EP 0076232A2 US 3652161A

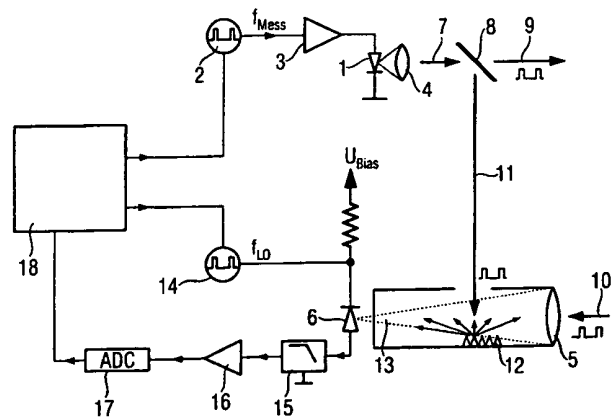
(73) Patentinhaber:
HILTI AKTIENGESELLSCHAFT
FL-9494 SCHAAN (LI).
JENOPTIK LASER, OPTIK, SYSTEME GMBH
D-07745 JENA (DE).

(54) VERFAHREN UND EINRICHTUNG ZUR ELEKTROOPTISCHEN DISTANZMESSUNG

AT 412 023 B

(57) Das Verfahren und die dieses anwendende Einrichtung zur elektrooptischen Distanzmessung nutzt die Vorteile eines Phasenlaufzeitverfahrens in Verbindung mit den Vorteilen eines Impulslaufzeitverfahrens, wobei bei letzterem hohe Spitzenlichtleistungen, also ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis im Vordergrund des Interesses stehen, insbesondere aus Kostengründen und um Sicherheitsanforderungen hinsichtlich der Augen eines Gerätnutzers einhalten zu können. Für die elektrooptische Entfernungsmessung ist vorgesehen, einerseits den Laserstrahl einer Emitterdiode (1) als intensitätsmodulierte Folge von Sendelichtimpulsen auf ein zielmarkenfreies Messobjekt zu richten und die dort reflektierten Messlichtimpulse (10) durch einen Lichtdetektor (6) zu erfassen, von dem ein erster Fotostromanteil generiert wird. Andererseits wird von der intensitätsmodulierten Sendelichtimpulsfolge (9) ein kleiner Anteil als Referenzlichtimpulsfolge (11) abgezweigt und nach Durchlaufen einer bekannten Referenzstrecke ebenfalls auf den Lichtdetektor (6) geleitet, wodurch ein zweiter Fotostromanteil erzeugt wird. Der Lichtdetektor (6) ist vorzugsweise eine Avalanche-Fotodiode, in der die überlagerten Messlichtimpulse direkt mit einer durch einen Lokaloszillator erzeugten Mischer-Impulsfolge (14) in einen vergleichsweise niedrigen Zwischenfrequenzbereich umgesetzt werden, aus dem sich nach entsprechender Umwandlung die Messdistanz bestimmen lässt.

Fig. 1



Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur elektrooptischen Distanzmessung, bei dem ein Laserstrahl auf ein Messobjekt gerichtet und der von dort reflektierte Messlichtstrahl durch einen Lichtdetektor erfasst und aus einer Lichtlaufzeitmessung die Distanzbestimmung erfolgt, wobei einerseits der Laserstrahl als intensitätsmodulierte Folge von Sendelichtimpulsen auf das Messobjekt gerichtet und der von dort reflektierte bzw. gestreute Anteil als Messlichtimpulsfolge durch den Lichtdetektor erfasst und von diesem ein erster Fotostromanteil generiert wird, andererseits ein kleiner Anteil der intensitätsmodulierten Sendelichtimpulsfolge als Referenzlichtimpulsfolge abgezweigt und nach Durchlaufen einer bekannten Referenzstrecke ebenfalls durch einen Lichtdetektor erfasst und von diesem daraus ein zweiter Fotostromanteil erzeugt wird, und wobei aus der Laufzeitdifferenz der über die Referenzstrecke gelaufenen Referenzlichtimpulsfolge einerseits und der über die doppelte Messdistanz gelaufenen Messlichtimpulsfolge andererseits die Messdistanz d_0 bestimmt wird.

Die Erfindung betrifft auch eine Einrichtung zur elektrooptischen Distanzmessung, mit der ein von einem Lichtemitter erzeugter gepulster Laserstrahl auf ein entferntes Messobjekt zielbar ist und ein von letzterem reflektierter Messlichtstrahl über eine Empfangsoptik eingefangen, auf einen Lichtdetektor gelangt, dessen Empfangssignal voraufbereitet und nach A/D-Wandlung in einer Steuereinheit zur Bestimmung einer Messdistanz aus der Lichtlaufzeit zwischen Lichtemitter und Lichtdetektor verarbeitet wird, bei der eine Strahlteilereinrichtung vorhanden ist zur Abzweigung eines Teils der emittierten, gepulsten Sendeimpulsfolge als Referenzimpulsfolge über eine bekannte Referenzstrecke auf eine Lichtempfängereinheit und die eine Signalaufbereitungs- und Auswerteeinheit aufweist, welche die Laufzeitdifferenz zwischen den Referenzimpulsen und den zugeordneten Messimpulsen bestimmt und daraus die Messdistanz errechnet.

Die Messung von Distanzen bis zu mehreren 100 m mit Genauigkeiten von wenigen Millimetern ist für zahlreiche Anwendungen insbesondere in der Bauindustrie und im Anlagenbau von großer Bedeutung. Die Dynamik derartiger Distanzmesssysteme sollte möglichst hoch sein, um sowohl extrem schwache als auch starke Signale verarbeiten zu können. Hierdurch wird der Einsatz definierter Zielmarken überflüssig. Gerade die Möglichkeit der Distanzmessung an technischen Oberflächen, d. h. ohne den Einsatz von Zielmarken, führt in oben genannten Branchen zu reduzierten Fertigungszeiten und somit zu Kostenreduktionen bei gleichzeitiger Verringerung der Fertigungstoleranzen.

Aus der Literatur sind Einrichtungen und Verfahren zur elektrooptischen Messung großer Distanzen an technischen Oberflächen bekannt. In den meisten Fällen wird dabei ein gebündelter Messstrahl, vorzugsweise der sichtbare Strahl einer Laserdiode auf die Oberfläche eines Messobjektes gerichtet. Die von dem auf dem Messobjekt positionierten Fleck des Messstrahls zurückgestreute oder reflektierte Strahlung wird von einem geeigneten Detektor, vorzugsweise einer Fotodiode detektiert. Da bei großen Messdistanzen und bei technischen Messobjektsoberflächen mit sehr schwachen Signalen zu rechnen ist, werden meist Avalanche-Fotodioden (APD) als Detektoren eingesetzt.

Im Vergleich zu anderen Fotodioden wird bei Avalanche-Fotodioden ein Verstärkungseffekt des durch die einfallende Lichtleistung generierten Fotostroms als Vorteil genutzt. Diese Verstärkung resultiert aus einer Ladungsträgervielfachung in der Lawinenzone der APD, in der eine hohe elektrische Feldstärke existiert. Durch diese Feldstärke werden die durch den Lichteinfall generierten Ladungsträger stark beschleunigt, so dass sie aufgrund ihres hohen Energiezustandes weitere Ladungsträger aus dem Halbleitermaterial der APD herauslösen. Diese zusätzlichen Ladungsträger führen zu der gewünschten Fotostromverstärkung. Zur Erzeugung der hohen elektrischen Feldstärken in der Lawinenzone wird eine hohe Spannung in Sperrrichtung benötigt. Sie liegt je nach APD-Typ im Bereich von 40 V bis 500 V. Typische Verstärkungsfaktoren der Fotostrome liegen zwischen 10 und 200. Sie hängen stark vom Halbleitermaterial (z.B. Si, InGaAs), dem Aufbau der Fotodiode, der Sperrspannung und der Temperatur ab. Die Verstärkungsfaktoren von Avalanche-Fotodioden sind zudem starken Exemplarstreuungen unterworfen.

Zur Messung großer Absolutdistanzen wird der Messstrahl der Laserdiode in der Regel in seiner Intensität moduliert, d. h. dem Strahl wird ein Messsignal überlagert. Dieses Messsignal ist in den meisten Fällen ein impulsförmiges, sinusförmiges oder quasistochastisches Signal. Aus dem vom Lichtsender emittierten Signal und dem vom Messobjekt zurückgestreuten bzw. reflektierten und vom Detektor empfangenen Signal wird die Signallaufzeit vom Sender über das Messobjekt zum Detektor je nach Verfahren direkt oder indirekt bestimmt. Bei der direkten Bestimmung werden

Laufzeiten von Lichtimpulsen ausgewertet. Dieses Verfahren wird Lichtimpulslaufzeitverfahren genannt. Bei der indirekten Messung ergibt sich die Laufzeit aus einer Phasenverschiebung oder aus einer Korrelation bezüglich des emittierten und detektierten Signals. Aus der bekannten Lichtgeschwindigkeit lässt sich aus der Laufzeit die Distanz ermitteln. Diese Verfahren werden entsprechend der Methode der Signalauswertung mit Phasenlaufzeit- oder Korrelationsverfahren bezeichnet. Verfahren dieser Art, bei denen das Messobjekt während der Messung ständig mit optischer Leistung beaufschlagt ist, werden Dauerstrich- oder CW-Verfahren genannt. Korrelationsverfahren, die mit Pseudoranschmodulation arbeiten, sowie das Phasenvergleichsverfahren gehören zur den Dauerstrichverfahren.

Ein Hauptproblem der hochgenauen Distanzmessung ist die Eliminierung von temperatur-, exemplar- und alterungsabhängigen parasitären Laufzeitänderungen im Lichtemitter und/oder im Lichtdetektor. Zur Reduzierung dieser Fehler wird die Messung mit einer genau bekannten Referenzdistanz kalibriert. Hierzu sind verschiedene Methoden bekannt.

Eine Möglichkeit ist der Einsatz einer mechanisch umschaltbaren Referenzstrecke (EP 0 701 702 B1, US 3 992 615). Dabei wird der modulierte Laserstrahl bei einer ersten Messung zunächst auf das Messobjekt und bei einer zweiten Referenzmessung beispielsweise über einen verkipptbaren Spiegel oder einen verstellbaren Lichtleiter direkt auf den Fotoempfänger geleitet. Durch Subtraktion der gemessenen Distanzen werden alle Temperatur- und Alterungseinflüsse der Bauteile sowie Exemplarstreuungen eliminiert. Ein wesentlicher Nachteil dieses Konzeptes ist jedoch der Einsatz beweglicher mechanischer Komponenten, wodurch die Zuverlässigkeit und die Lebensdauer des Gesamtsystems vermindert wird.

Bei anderen Messvorrichtungen dieser Art wird mit einem Referenzlichtdetektor und einem Hauptlichtdetektor gearbeitet (DE 196 43 287 A1, DE 43 28 553 A1, EP 0 610 918 B1, DE 41 09 844 C1). Dabei wird ein Teil des modulierten Laserlichts auf das Messobjekt und von dort auf den Hauptlichtdetektor und ein anderer kleiner Teil direkt auf den Referenzlichtdetektor geführt. Da der Referenzlichtdetektor ständig beleuchtet ist, wird kein beweglicher mechanischer Umschalter benötigt. Bei diesem Konzept werden zwar parasitäre temperatur-, alterungs- und exemplarabhängige Laufzeitfehler des Lichtemitter vollständig eliminiert, nicht jedoch Laufzeitfehler der Empfangskomponenten, welche für den Mess- und Referenzweig im Allgemeinen verschieden sind. Zur Reduzierung von Laufzeitfehlern, die durch die Empfangselemente hervorgerufen werden, kommen in der Regel gepaarte Fotodioden und/oder Korrekturtabellen zum Einsatz.

Der Einsatz von zwei Lichtemittern und zwei Lichtdetektoren ist eine weitere Methode zur Eliminierung von Laufzeitfehlern (US 4 403 857, DE 100 06 493). Hierbei wird ein Teil der modulierten Leistung eines Hauptlichtemitters auf das Messobjekt gerichtet, von wo aus es in Form von Streulicht auf einen Hauptlichtdetektor gelangt. Ein weiterer Teil dieser Leistung wird direkt auf einen Referenzlichtdetektor geführt. Außerdem wird ein Teil der modulierten Leistung eines Referenzlichtemitters direkt auf den Hauptlichtdetektor und ein anderer Teil direkt auf den Referenzlichtdetektor geleitet. Dieses Konzept erfordert keinen mechanischen Umschalter. Zudem werden sämtliche Laufzeitfehler sowohl in der Sende- als auch in der Empfangseinheit eliminiert. Die Verwendung von zwei Lichtdetektoren und/oder zwei Lichtemittern ist aber mit einem erhöhten Kosten- und Systemaufwand verbunden.

Bei einigen Distanzmessgeräten, wie sie beispielsweise in der Geodäsie eingesetzt werden, sind nur Messungen relativ großer Distanzen (z.B. > 10 m) von Interesse. Hier kann über Zeitfenster zwischen Mess- und Referenzsignal unterschieden werden (DE 32 16 313 C2, DE 33 22 145 A1, EP 0 427 969 A2). Bei einer Referenzstrecke von beispielsweise 5 cm wird das Referenzsignal bereits 0,17 ns nach dessen Aussendung detektiert. Bei einer Messdistanz von 10 m liegt das Messsignal hingegen erst 67 ns nach der Signalausendung am Detektor an. Die beiden Signale können aufgrund ihrer unterschiedlichen Ankunftszeiten separiert werden. Diese Art von Kalibrierung wird in der Regel in Verbindung mit Lichtimpulslaufzeitverfahren angewandt. Bei kleinen Messdistanzen ist sie aber sehr problematisch, da sich die Ankunftszeiten nur um wenige 100 ps unterscheiden. Die Elektronik zur Signalverarbeitung muss diese kurzen Zeitunterschiede auf direktem Wege auflösen können.

Bei indirekten Phasenlaufzeitverfahren wird mit sinusförmig intensitätsmodulierter Laserstrahlung gearbeitet. Die Distanz ergibt sich dabei durch Messung der Phasendifferenz bezüglich der emittierten und der detektierten sinusförmigen Signale. Zur Kalibrierung werden entweder eine

Referenzstrecke, ein Lichtemitter und zwei Lichtdetektoren (EP 0 701 702 B1, US 3 992 615) oder zwei Referenzstrecken, zwei Lichtemitter und zwei Lichtdetektoren (US 44 03 857, DE 100 06 493) verwendet. Zur Realisierung einer hohen Messgenauigkeit wird mit einer hohen Modulationsfrequenz (100 MHz bis 1 GHz) gearbeitet. Aufgrund der hohen Modulationsfrequenz (z.B. 1 GHz) können nur sehr kleine Distanzen (z.B. 15 cm) eindeutig gemessen werden. Zur eindeutigen Distanzbestimmung muss beispielsweise gemäß DE 100 06 493 die Messung bei mindestens zwei Modulationsfrequenzen erfolgen. Die hochfrequenten Empfangssignale werden in der Regel durch nichtlineare Signalmischvorgänge in niedrigere Frequenzbereiche (1 kHz bis 100 kHz) konvertiert, um eine handhabbare, kostengünstige und störungsarme Signalauswertung zu gewährleisten.

Eine vorgeschlagene Methode der Signalkonversion ist die Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden (DE 196 43 287 A1, DE 100 37 209.0). Hierbei wird der hohen APD-Sperrspannung das sinusförmige Signal eines Lokaloszillators mit der Frequenz f_{LO} und einer Amplitude von größer als 1 V überlagert, so dass mit der Sperrspannung auch der Verstärkungsfaktor M der Fotodiode, d. h. ihre innere Stromquelle, moduliert wird. Für den APD-Ausgangsstrom gilt in erster Näherung $i_{APD}(t) = M(t) \cdot i_{Foto,0}(t)$, wobei $M(t)$ die von der Zeit t abhängige modulierte APD-Verstärkung und $i_{Foto,0}(t)$ den inneren, durch den Lichteinfall generierten Fotostrom beschreiben. Durch den nichtlinearen Zusammenhang zwischen APD-Verstärkung und dem inneren Fotostrom entsteht ein Zwischenfrequenzsignal, das mit der Frequenzdifferenz zwischen der Frequenz des Lokaloszillators f_{LO} und der Frequenz der modulierten detektierten Lichtleistung f_{Mess} oszilliert. Die Frequenzkonversion findet demnach in der inneren Stromquelle der APD statt. Durch Tiefpassfilterung werden höherfrequente Anteile eliminiert. Das Ausgangssignal der APD, d. h. das Zwischenfrequenzsignal, ist vergleichsweise niederfrequent und lässt sich somit bequem weiterverarbeiten. Da der Mischprozess sich innerhalb des Chips der APD abspielt, sind die Strukturgrößen der Anordnung typischerweise um drei bis vier Größenordnungen kleiner als die verwendete Modulationswellenlänge. Hierdurch werden Einstreuungen externer elektromagnetischer Störfelder und elektrisches Übersprechen weitgehend vernachlässigbar. Auch die Rauscheigenschaften werden verbessert, da eine verringerte eingestreuete Störleistung zu reduziertem Rauschen führt. Zudem ist das aus der Direktmischung hervorgehende Zwischenfrequenzsignal im Vergleich zur Modulationsfrequenz der detektierten Lichtleistung niederfrequent (1 kHz bis 100 kHz), so dass hier keine Störeinstreuungen zu erwarten sind. Auch parasitäre Eigenschaften von elektronischen Bauelementen sind vernachlässigbar. Da das Ausgangssignal der APD im Zwischenfrequenzbereich liegt, werden im Empfangsteil außer dem Lokaloszillator keine weiteren Hochfrequenzbauteile benötigt. Die Kosten und der Stromverbrauch der Anordnung werden somit drastisch reduziert. Aufgrund der schwachen Messsignale darf das System nur sehr geringes störendes elektronisches Rauschen und nur sehr schwaches elektrisches Übersprechen (z.B. < 110 dB) vom Laserdiodensender zum Fotodiodenempfänger aufweisen, so dass das Verfahren der Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden aus oben beschriebenen Gründen große Vorteile bietet.

Da das Lokaloszillatorsignal und das Messsignal verschiedenen Frequenzen besitzen, wird bei der beschriebenen Direktmischung von einem heterodynen Verfahren gesprochen. Das Zwischenfrequenzsignal ist hier also ein Wechselsignal. Bei den homodynen Verfahren besitzen Lokaloszillatorsignal und Messsignal dieselbe Frequenz. Somit ist in diesem Fall das Zwischenfrequenzsignal ein Gleichsignal. Zur hochgenauen Distanzmessung werden hauptsächlich heterodyne Verfahren angewandt, da Zwischenfrequenzsignale in Form von Wechselsignalen wesentlich vorteilhafter verstärkt und weiterverarbeitet werden können als Gleichsignale. Letztere sind mit einem DC-Offset beaufschlagt, der wesentlich größer sein kann als das eigentliche Messsignal und zudem nicht konstant ist. Offset- bzw. Arbeitspunktschwankungen sowie Funkelrauschen von Verstärkern spielen hier ebenfalls eine große Rolle. Das Funkelrauschen oder $1/f$ -Rauschen steigt mit fallender Frequenz an und ist in der Regel bei niedrigen Frequenzen dominierend. Oberhalb von Frequenzen von 1 kHz ist es jedoch meist vernachlässigbar. Zur dreidimensionalen Vermessung von Objekten ist ein homodynes Verfahren in DE 44 39 298 A1 beschrieben. Die homodyne Signalmischung erfolgt hier mit einem zweidimensionalen Intensitätsmodulator. Bei dieser Messung sind nur Relativdistanzen vom Interesse. Mehrdeutigkeiten treten daher nicht auf.

Bei dem indirekten Korrelationsverfahren wird der Lichtemitter mit einem Pseudoräuschsignal (DE 42 17 423 A1) oder einer zeitlich nicht äquidistanten Impulsfolge (EP 0 786 097 B1) intensitätsmoduliert. Das emittierte und das detektierte Signal sind aufgrund der Messdistanz zeitlich

verschoben. Durch Korrelation beider Signale ergibt sich diejenige Zeitverschiebung, die zu einer maximalen Ähnlichkeit führt. Sie entspricht der Signallaufzeit. Zeitlich äquidistante bzw. periodische Impulse können aufgrund von Mehrdeutigkeiten nicht verwendet werden. Im Vergleich zur erforderlichen zeitlichen Auflösung (z.B. 10 ps für 1,5 mm Distanzauflösung) sind die Zeiten der Messsignaländerungen relativ groß (z.B. 10 ns). Die geforderte höhere Genauigkeit ergibt sich durch den Prozess der Signalkorrelation. Durch Bildung des Korrelationsintegrals wird die Messbandbreite eingeschränkt.

Bei den bekannten direkten Lichtimpulslaufzeitverfahren wird der Messstrahl des Lichtemitters impulsförmig in seiner Intensität moduliert. Der vom Messobjekt zurückgestreute oder reflektierte Lichtimpuls mit einer Breite von beispielsweise 1 ns wird vom Lichtdetektor detektiert. Die Zeit zwischen dem Eintreffen des Referenzimpulses, der eine kurze optische oder elektrische Referenzstrecke durchläuft, und dem Eintreffen des Messimpulses wird beispielsweise mit einem Zähler ermittelt. Anschließend wird ein nächster Lichtimpuls erzeugt, und der beschriebene Vorgang wird wiederholt. Meist wird über zahlreiche derartige Ereignisse gemittelt. Bei einer Entfernung von beispielsweise 200 m muss aus Gründen der Eindeutigkeit die Repetitionsfrequenz der Lichtimpulse kleiner sein als 750 kHz. Wie bei den Korrelationsverfahren erfordert auch dieses Messverfahren nicht direkt die hohe zeitliche Auflösung von zum Beispiel 10 ps, die für eine Einzelmessung mit einer Genauigkeit von zum Beispiel 1,5 mm erforderlich wäre. Durch den vorhandenen statistischen Jitter der Laserimpulse und der Aktivierungszeitpunkte des Zählers wird die grobe Zeitauflösung einer Einzelmessung durch Mittelung zahlreicher Ereignisse sukzessive verbessert.

Bei dem in DE 33 22 145 beschriebenen Impulsverfahren werden die Impulslaufzeiten zunächst mit einem Zähler grob gemessen, da der Zähler bei einer Taktfrequenz von beispielsweise 1 GHz nur eine Zeitauflösung von 1 ns besitzt. Dies entspricht einer Distanzauflösung von 15 cm. Zur Messung der Restzeit wird bei jedem Zählimpuls eine lineare Spannungsrampe neu gestartet, die beim Eintreffen des Messimpulses gestoppt wird. Die Höhe der Spannungsrampe ist ein Maß für die Restzeit.

Die EP 076 232 A2 offenbart ein direktes Impulslaufzeitverfahren mit Zählen von Taktimpulsen zwischen zwei Torsignalen zur Entfernungsbestimmung, wobei die Oszillationsfrequenz so gewählt ist, dass ein Zählimpuls 1 m Messdistanz entspricht. Die DE 197 04 340 A1 beschreibt ebenfalls ein direktes Impulslaufzeit-Messverfahren, wobei allerdings hierin das Hauptaugenmerk auf eine kleine kompakte Baueinheit gerichtet ist.

In der DE 35 40 157 A1 ist ein Entfernungsmesssystem offenbart, bei dem zwei Anteile des Messsignals über unterschiedliche Referenzstrecken geschickt werden. Die Laufzeitdifferenz über diese Referenzstrecken dient als Eichmaß für eine Zielentfernung, wobei die tatsächliche Zielentfernung aus dem Verhältnis der beiden Zeitintervalle gebildet wird. Die US 3 652 161 A beschreibt wiederum ein optisches Messverfahren, bei dem eine Eindeutigkeitsbestimmung durch Korrelation einer Grob- mit einer Feinmessung erfolgt.

Bei dem in DE 36 20 226 A1 dargestellten Verfahren werden Impulssignale mit einer Repetitionsfrequenz von 10 kHz bis 150 kHz, die zu einer eindeutigen Messung führt, nach der Detektion und Verstärkung mit einem schnellen Analog-Digital-Wandler abgetastet und anschließend mit einem Paralleladdierer fortlaufend und zeitrichtig addiert. Durch die fortlaufende Addition wird das Signal-Rausch-Verhältnis und durch den Impulsjitter die Zeitauflösung sukzessive verbessert.

In EP 0 427 969 A2 wird eine Ausgestaltung des Verfahrens nach DE 36 20 226 A1 beschrieben. Hierbei wird bei starken Signalen, die meist bei kurzen Distanzen auftreten, durch Aktivierung eines Differenzierglieds ein Überlauf des Analog/Digital-Wandlers verhindert und somit die Messgenauigkeit erhöht. Das Messsystem wird also zu kurzen Distanzen hin erweitert.

Die Patentschrift DE 32 16 313 C2 befasst sich mit der Leistungsregelung von Lichtimpulsen, wobei motorisch ein optisches Abschwächungsfilter in einen Strahlengang bewegt wird. Als Beispiel wird das bekannte und oben beschriebene Lichtimpulslaufzeitverfahren behandelt.

Bei EP 0 610 918 B1 wird zur Distanzmessung eine kurze Impulsfolge verwendet, die nach Detektion einen auf die Impulsfolgefrequenz abgestimmten elektronischen Resonator anregt. Das überhöhte Signal des Resonators initiiert einen Laser, eine neue Impulsfolge auszusenden. Dieser Vorgang wird ständig wiederholt, so dass Impulsläufe mit einer bestimmten Umlauffrequenz entstehen. Aus dieser Umlauffrequenz resultiert die Messdistanz.

Auch in DE 41 09 844 C1 wird das bekannte und oben beschriebene Lichtimpulslaufzeitverfahren

ren behandelt. Erfindungsgemäß wird hier ein Lichtleitfaserring verwendet, in dem ein Referenzlichtimpuls umläuft. Bei jedem Umlauf wird ein kleiner Impulsanteil ausgekoppelt und einem Detektor zugeführt, der das Taktsignal eines Zählers erzeugt. Mit diesem Zähler wird die Laufzeit des Messlichtimpulses ermittelt. Diese Patentschrift befasst sich also lediglich mit der Referenztakterzeugung.

In DE 44 39 298 A1 wird ein Verfahren zur dreidimensionalen Vermessung von Objekten beschrieben, das auf dem bereits erwähnten Phasenvergleichsverfahren mit homodyner Signalmischung beruht. Neben dem Phasenvergleichsverfahren wird hier zusätzlich das Impulslaufzeitverfahren behandelt, wobei das Messobjekt mit einem Lichtimpuls beleuchtet wird. Die von jedem Punkt des Messobjekts zurückgestreuten Lichtimpulsanteile werden mit einer Empfangsoptik auf ein zweidimensionales Detektorarray (z.B. CCD-Array) abgebildet. Jeder Detektorzelle kann somit ein bestimmter Messobjektpunkt zugeordnet werden. Vor dem Detektorarray befindet sich ein zweidimensionaler optischer Mischer, der auch als räumlicher Lichtmodulator bezeichnet wird. Dieser Lichtmodulator, beispielsweise eine Pockelszelle, besitzt hier die Funktion eines optischen Schalters. Dieser Schalter wird nur eine kurze Zeit optisch transparent und lässt somit nur diejenigen Lichtimpulsanteile durch, deren Laufzeiten mit dem Zeitfenster des Schalters korrelieren. Die transmittierten Lichtimpulse werden von bestimmten Zellen des Detektorarrays, die entsprechenden Objektpunkten zugeordnet sind, integriert. Das Zeitfenster des Schalters wird nun sukzessive verschoben, so dass entsprechend dieser Verschiebung Lichtimpulsanteile anderer Objektpunkte integriert werden. Das Messobjekt kann also mit dem verschobenen Zeitfenster scheinbar abgetastet werden. Die Verschiebung des Zeitfensters entspricht einer zweidimensionalen Korrelation bzw. Faltung des Empfangssignals mit dem Zeitfenster. Die Repetitionsfrequenzen der Messimpulse und der Impulse, die das Zeitfenster erzeugen, sind identisch. Es handelt sich hier also um einen homodynen Signalmischprozess. Die veröffentlichten Patentanmeldungen DE 197 04 496 A1 und DE 198 21 974 A1 beschreiben vorteilhafte Ausgestaltungen des Messverfahrens nach DE 44 39 298 A1, wobei bestimmte Komponenten zur zweidimensionalen homodynen Signalmischung vorgestellt werden.

In der Veröffentlichung von K. Seta und T. Ohishi, "Distance Measurement Using a Pulse Train Emitted from a Laser Diode", Japanese J. of Appl. Physics, vol. 26, no. 10, pp. L1690-L1692, Oct. 1987 wird ein Distanzmessverfahren beschrieben, bei dem der Messstrahl einer Laserdiode mit einer Folge sehr kurzer Lichtimpulse mit einem geringen Tastverhältnis moduliert wird. Die Impulsfolge besteht aus einer Grundfrequenz von 272 MHz sowie aus zahlreichen Oberwellen. Die vom Messobjekt zurückgestreute Impulsfolge wird mit einer Avalanche-Fotodiode detektiert. Durch heterodyne Direktmischung mit einem sinusförmigen Lokaloszillatorsignal wird lediglich die erste Harmonische der detektierten Impulsfolge mit einer Frequenz von 544 MHz in einen Zwischenfrequenzbereich um 20 kHz konvertiert. Das Lokaloszillatorsignal besitzt also eine Frequenz von 544,02 MHz. Die Distanzmessung erfolgt mit der ersten Harmonischen auf Basis des Phasenvergleichsverfahrens. Der Vorteil bei der Verwendung der ersten Harmonischen als Messfrequenz ist das eliminierte Übersprechen bei der Grundfrequenz 272 MHz sowie die erhöhte Messfrequenz, die sich durch die Eigenschaften der Laserdiode im sogenannten Spiking-Betrieb automatisch ergibt.

Der Vorteil beim Phasenlaufzeitverfahren mit sinusförmig intensitätsmoduliertem Lichtstrahl liegt darin, dass durch Anwendung der Signalmischung die Messsignale niederfrequent sind und somit sehr kostengünstig, bequem, störungs- und rauscharm verarbeitet werden können. Es werden somit hohe Genauigkeiten erzielt. Zudem kann sehr vorteilhaft die Methode der Direktmischung angewandt werden. Es lassen sich überdies kostengünstige Komponenten aus der Telekommunikationstechnik nutzen, da hier dieselben Verfahren zur Signalerzeugung und ähnliche Frequenzbereiche verwendet werden. Nachteilig ist jedoch, dass bei diesem Dauerstrichverfahren aufgrund der Augensicherheit nur mit niedrigen Amplituden der modulierten Lichtintensität bzw. Lichtleistung gearbeitet werden kann. Die modulierte Leistung des Laserlichtes ist hinsichtlich Amplitude auf maximal 1 mW begrenzt. Die Messgenauigkeit hängt im Wesentlichen von der Messzeit T_{Mess} , der Amplitude der modulierten Lichtintensität und der Messfrequenz ab. Für die Standardabweichung der Distanz gilt

$$\Delta d_{\text{Phase}} = \text{Konst} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot c \cdot \frac{1}{P_{\text{LASER,CW}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Mess}}} = \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Mess}}}, \quad (1)$$

wobei ein Direktmischbetrieb mit idealem Mischwirkungsgrad angenommen wird. Die Standardabweichung ist demnach umgekehrt proportional zur Messfrequenz f_{Mess} , zur Amplitude der Laserleistung und zur Wurzel der Messzeit T_{Mess} . Bei voller Durchmodulation entspricht diese Amplitude dem Wert der mittleren Strahlleistung $P_{\text{LASER,CW}}$, die wegen der Augensicherheit nicht größer sein darf als 1 mW.

Bei dem Lichtimpulslaufzeitverfahren ist der Hauptvorteil die Möglichkeit, augensicher mit intensiven Lichtimpulsen zu arbeiten. Bei kurzen Lichtimpulsen ($< 18 \mu\text{s}$) ist für die Augensicherheit nur die mittlere Lichtleistung $P_{\text{LASER,CW}}$, die 1 mW nicht überschreiten darf, maßgeblich. Bei einer für einen augensicheren Betrieb maximal mögliche Impulslichtleistung $P_{\text{LASER,IM}}$

$$P_{\text{LASER,IM}} = \frac{P_{\text{LASER,CW}}}{\eta_{\text{Duty}}} = \frac{1\text{mW}}{\eta_{\text{Duty}}} \quad (2a)$$

gilt für den Distanzmessfehler bzw. für die Standardabweichung der Distanz

$$\begin{aligned} \Delta d_{\text{Impuls}} &= \text{Konst} \cdot c \cdot \frac{1}{P_{\text{LASER,IM}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}} \eta_{\text{Duty}}}} \cdot t_{\text{Rise}} = \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot t_{\text{Rise}} \\ &\cong \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi^3}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Gr}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \end{aligned} \quad (2b)$$

Dabei bezeichnen t_{Rise} die Anstiegszeit der detektierten Impulse, $f_{\text{Gr}} = 1/(\pi t_{\text{Rise}})$ die 3-dB-Grenzfrequenz des Systems und η_{Duty} das Tastverhältnis der Impulsfolge. Die Distanzmessgenauigkeit ist hier proportional zur Wurzel des Tastverhältnisses der Impulsfolge und umgekehrt proportional zur Systemgrenzfrequenz. Wie anhand von Gl. (2b) zu sehen ist, resultiert der Vorteil aus dem Sachverhalt, dass eine Erhöhung der Lichtimpulsleistung um den Faktor $1/\eta_{\text{Duty}}$ wirksamer ist als eine Reduzierung der effektiven Messzeit $T_{\text{eff}} = T_{\text{Mess}} \cdot \eta_{\text{Duty}}$ um den Faktor η_{Duty} . Hierdurch wird das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert. Im Vergleich zum Dauerstrichverfahren reduziert sich der Messfehler beim Lichtimpulslaufzeitverfahren um den Faktor

$$\Gamma = \frac{\Delta d_{\text{Impuls}}}{\Delta d_{\text{Phase}}} = \sqrt{\frac{8}{3}} \cdot \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{f_{\text{Mess}}}{f_{\text{Gr}}} \quad (3)$$

Bei einer Impulslänge von beispielsweise $2t_{\text{Rise}} = 1 \text{ ns}$ und einer Repetitionsfrequenz von beispielsweise 750 kHz ergibt sich ein Tastverhältnis von $\eta_{\text{Duty}} = 1/1333$ und eine Systemgrenzfrequenz von $f_{\text{Gr}} = 637 \text{ MHz}$. Für den Fall, dass die Grenzfrequenz f_{Gr} bei der Impulslaufzeitmessung und die Messfrequenz bei der Phasenlaufzeitmessung f_{Mess} identisch sind, reduziert sich idealerweise der Messfehler um den Faktor $\Gamma = 1/55$. Der wesentliche Nachteil des Lichtimpulslaufzeitverfahrens ist jedoch der notwendige Einsatz von Gigahertz-Zählern oder schnellen Abtastschaltungen (z.B. $> 100 \text{ Megasamples/sec}$), die damit verbundenen hohen Kosten und die schlechte Verfügbarkeit dieser speziellen Komponenten. Zudem müssen aufgrund des Tastverhältnisses, das aus Gründen der Eindeutigkeit sehr klein ist, sehr hohe optische Impulsleistung (z.B. mehrere Watt) erzielt werden. Dies ist nur mit speziellen Infrarot-Laserdioden möglich, die teuer und

schlecht verfügbar sind sowie unsichtbare Lichtstrahlen emittieren. Eine Signalmischung in einen niedrigeren Repetitionsfrequenzbereich wäre erwägenswert, würde aber aufgrund der niedrigen Repetitionsfrequenz keine wesentlichen Vorteile bringen.

Bei Korrelationsverfahren, die mit kurzen nicht periodischen Lichtimpulsen betrieben werden, können hinsichtlich Augensicherheit wesentlich größere optische Signalleistungen gewählt werden als beim Phasenlaufzeitverfahren. Hierdurch wird bei gleichem Signal-Rausch-Abstand die Gesamtmesszeit reduziert, obwohl die effektive Messzeit aufgrund des Impulsbetriebs abnimmt. Beim Lichtimpulskorrelationsverfahren gilt für die Distanzmessgenauigkeit

$$\Delta d_{Korr} = Konst \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{P_{LASER,CW}} \cdot \frac{T_{Eff}}{T_{Mess}} \cdot \frac{t_{Rise}}{\sqrt{T_{Eff}}} \approx \frac{Konst}{1mW} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi^3}} \cdot \frac{1}{f_{Gr}} \cdot \frac{\sqrt{T_{Eff}}}{T_{Mess}} \quad (4)$$

Die Lasersignallichteistung PLASER,CW. T_{Mess}/T_{Eff} bestimmt also umgekehrt proportional und die effektive Messzeit T_{Eff} mit der reziproken Wurzel die Distanzmessgenauigkeit. Die maximal zulässige Lasersignallichteistung hängt wiederum umgekehrt proportional mit der effektiven Messzeit zusammen. Die effektive Messzeit ist die Gesamtdauer der in der Gesamtmesszeit T_{Mess} detektierten Messimpulse. Das Signal-Rausch-Verhältnis des Lichtimpulskorrelationsverfahren liegt zwischen dem Signal-Rausch-Verhältnis des Phasenlaufzeitverfahrens und dem Signal-Rausch-Verhältnis des Lichtimpulslaufzeitverfahrens. Korrelationsverfahren, die mit Pseudoräuschmodulation arbeiten, besitzen als Dauerstrichverfahren den Vorteil eines verbesserten Signal-Rausch-Verhältnisses jedoch nicht. Wie bei den Lichtimpulslaufzeitverfahren ist der Nachteil der Korrelationsverfahren der notwendige Einsatz relativ schneller Abtastschaltungen (z.B. > 100 Megasamples/sec), die damit verbundenen hohen Kosten und der erhebliche Rechenaufwand für die Signalerzeugung und Signalverarbeitung. Eine Signalmischung in einen niedrigeren Frequenzbereich wurde bisher nicht durchgeführt und würde auch keine Vorteile bringen, da es sich hier um nichtperiodische Signale handelt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Einrichtung zur elektrooptischen Messung von vergleichsweise großen Distanzen zu und von auch schwach zurückstreuenden Objekten ohne den Einsatz kooperierender Zielmarken zu schaffen, die bei hoher Zuverlässigkeit und guter Messgenauigkeit einerseits preiswert realisierbar sind und andererseits eine ausreichend hohe Sicherheit gegen Schädigungen des menschlichen Auges durch einen elektrooptischen Strahl, insbesondere Laserstrahl gewährleisten.

Die Lösung besteht bei einem Verfahren zur elektrooptischen Distanzmessung der eingangs genannten Art erfindungsgemäß darin, dass

- einerseits die vom Messobjekt reflektierte bzw. gestreute Messlichtimpulsfolge mit der Repetitionsfrequenz $f_{Mess,1}$ durch Impulsmischung mit einer Mischimpulsfolge mit einer geringfügig anderen Repetitionsfrequenz f_{LO} , ein erster Impulsfolgenartiger Messsignalstromanteil mit niedriger Repetitionsfrequenz $f_{ZF,1} = |f_{Mess,1} - f_{LO}|$ und einem durch die Mischung gedehnten Zeitmassstab generiert wird,
- andererseits die von der Primärlichtimpulsfolge abgezeichnete Referenzlichtimpulsfolge mit der Repetitionsfrequenz $f_{Mess,1}$ durch Impulsmischung mit einer Mischimpulsfolge mit der geringfügig anderen Repetitionsfrequenz $f_{LO,1}$ ein zweiter impulsfolgenartiger Referenzsignalstromanteil mit niedriger Repetitionsfrequenz $f_{ZF,1} = |f_{Mess,1} - f_{LO,1}|$ und einem durch die Mischung gedehnten Zeitmassstab generiert wird,
- zur eindeutigen Bestimmung der Messdistanz mindestens zwei Zeitdifferenzen ($t_{ZF,1}$, $t_{ZF,2}$) zwischen den Messsignalstromimpulsen mit niedriger Repetitionsfrequenz und den Referenzsignalstromimpulsen mit niedriger Repetitionsfrequenz bei mindestens zwei zeitsequentiellen Teilmessungen mit jeweils verschiedenen Repetitionsfrequenzen ($f_{Mess,1}$, $f_{Mess,2}$) der Messlichtimpulsfolge gemessen werden und dass aus diesen Zeitdifferenzen ($t_{ZF,1}$, $t_{ZF,2}$) die Lichtlaufzeitdifferenz t_0

der über die Referenzstrecke gelaufenen Referenzlichtimpulsfolge einerseits und der über die doppelte Messdistanz gelaufenen Messlichtimpulsfolge andererseits ermittelt und aus dieser Lichtlaufzeitdifferenz t_0 die Messdistanz d_0 bestimmt wird.

Aus Gründen der zuverlässigen elektronischen Verarbeitung, aber auch aus Kostengründen ist es vorteilhaft nur einen Lichtdetektor einzusetzen, der als Detektionslichtimpulsfolge die der Messlichtimpulsfolge überlagerte Referenzlichtimpulsfolge erfasst, jedoch ist auch die Verwendung von getrennten Lichtdetektoren für die Referenzlichtimpulsfolge einerseits und die Messlichtimpulsfolge andererseits möglich, worauf in Einzelheiten noch eingegangen wird.

Die Erfindung geht von dem Gedanken aus, die oben beschriebenen Vorteile des Phasenlaufzeitverfahrens, insbesondere niedrige Kosten, niedrige Zwischenfrequenz, Direktmischung, geringes Rauschen und geringes Übersprechen mit den Vorteilen des Impulslaufzeitverfahrens zu verbinden, wobei bei letzterem vor allem vergleichsweise hohe Spitzenlichtleistungen und ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis im Vordergrund des Interesses stehen. Die Erfindung eignet sich besonders gut für augensichere Laserentfernungsmesssysteme zur Distanzmessung von oder zur Vermessung bzw. Abstandsmessung von vergleichsweise weit entfernten und/oder schwach zurückstreuenden Objekten, und zwar ohne Einsatz kooperierender Zielmarken.

Die vom Lichtdetektor erfasste Detektionslichtimpulsfolge bzw. bei getrennten Lichtdetektoren, die Referenzlichtimpulsfolge einerseits und die Messlichtimpulsfolge andererseits werden vorzugsweise im jeweiligen Lichtdetektor unmittelbar einer Direktmischung mit anschließender Tiefpassfilterung unterworfen, wobei die Direktmischung unter Steuerung durch eine am Messort lokal, d. h. durch einen Lokaloszillator erzeugte Mischimpulsfolge, im Folgenden auch als LO-Impulsfolge bezeichnet, erfolgt, deren Tastverhältnis gleich oder annähernd gleich dem Tastverhältnis der Messlichtimpulsfolge und deren Repetitionsfrequenzen geringfügig verschieden gewählt sind.

Besonders vorteilhaft ist es, wenn die Direktmischung in einer oder den als Lichtdetektore(n) eingesetzten Avalanche-Fotodiode(n) erfolgt, deren Verstärkungsfaktor durch Überlagerung der Fotodioden-Sperrspannung mit der LO-Impulsfolge moduliert wird.

Die Repetitionsfrequenz f_{Mess} der Messimpulsfolge kann im Bereich von 10 bis 400 MHz, insbesondere im Bereich von 50 bis 300 MHz liegen und ist vorzugsweise zu etwa 200 MHz gewählt. Grundsätzlich gilt: Je höher die Repetitionsfrequenz ist, desto höher ist die Genauigkeit. Die Repetitionsfrequenz ist jedoch so zu wählen, dass ein Kompromiss zwischen Kosten und Nutzen gegeben ist. Dieser Kompromiss wird sich jedoch im Laufe der technischen Entwicklung in Richtung zu höheren Repetitionsfrequenzen verschieben. Der angegebene Vorzugswert für die Repetitionsfrequenz von 200 MHz entspricht also dem derzeitigen Stand der Technik und ist insoweit nur als bevorzugtes, allerdings mit vorteilhaftem Ergebnis erprobtes Ausführungsbeispiel für die Erfindung zu verstehen.

Für die Differenz der Repetitionsfrequenzen der Messlichtimpulsfolge einerseits und der LO-Impulsfolge andererseits gelten derzeit Werte von 0,5 bis 10 kHz, vorzugsweise von 0,8 bis 2,0 kHz, insbesondere von 1 kHz.

Wie weiter unten näher erläutert, wird die Leistungsfähigkeit verbessert, wenn kleine Tastverhältnisse für die Messlicht- und die LO-Impulsfolge angewendet werden, die vorzugsweise im Bereich von 1% bis 10% bzw. von 3% bis 6% und insbesondere zu 5% und jeweils gleich gewählt werden. Auch hier gilt prinzipiell: Je kleiner das Tastverhältnis ist, desto höher ist die Genauigkeit. Das Tastverhältnis ist so zu wählen, dass ein Kompromiss zwischen Kosten und Nutzen erzielt wird. Auch dieser Kompromiss dürfte sich in Zukunft in Richtung zu kleineren Tastverhältnissen verschieben. Der angegebene Vorzugswert von einem Tastverhältnis von ca. 5% entspricht dem derzeitigen Stand der Technik und wurde in einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung als zufriedenstellend ausgewählt.

Vorteilhafte weitere Ausgestaltungsmöglichkeiten des erfindungsgemäßen Distanzmessverfahrens sind im Einzelnen in den abhängigen Verfahrensansprüchen 2 bis 19 definiert und werden nachfolgend noch in Einzelheiten erläutert.

Die Distanzmessung mit nicht den Eindeutigkeitsbedingungen genügenden hochrepetitionsfrequenten Laserlichtimpulsfolgen, deren Repetitionsfrequenz bei mindestens zwei sequentiellen Messungen verändert wird und die einer preisgünstigen handelsüblichen Laserdiode im Spikingbetrieb entstammen können, in Verbindung mit der Fotodiodendirektmischung der Detektionsimpulsfolge mit einer Mischimpulsfolge zu einer niederfrequenten Zwischenimpulsfolge gemäß der Erfindung ist ein neues erfindarisches Verfahren, das sich vor allem mit vergleichsweise sehr geringem Kostenaufwand realisieren lässt. Dabei spielen vor allem folgende Vorteile der Erfindung eine entscheidende Rolle:

Handelsübliche Laserdioden, die im Spikingbetrieb erregt werden, ermöglichen die Erzeugung von Picosekundenimpulsfolgen ohne die Verwendung extrem schneller und teurer Ansteuerelektronik; Fotodioden im Direktmischbetrieb ermöglichen eine Konversion von Picosekundenimpulsfolgen zu niederfrequenten ZF-Impulsfolgen ohne die Verwendung extrem schneller und teurer Empfänger; die Verstärkung und Abtastung der niederfrequenten ZF-Impulsfolgen erfolgt mit kostengünstiger „langsamer“ Elektronik;

der Einsatz nur eines Empfängers ist möglich.

Weitere Vorteile der Erfindung sind:

der Distanzmessfehler ist abhängig von der Impulsbreite, jedoch unabhängig von der Repetitionsfrequenz;

die Messsicherheit bei der Periodenzahl vergrößert sich mit kleiner werdender Repetitionsfrequenz;

der Distanzmessfehler ist abhängig von der Impulsbreite, jedoch unabhängig von der Repetitionsfrequenz;

die Messsicherheit bei der Periodenzahl vergrößert sich mit kleiner werdender Repetitionsfrequenz;

der Einsatz niedriger Repetitionsfrequenzen (z.B. 80 GHz) ist möglich und bringt folgende weitere Vorteile:

großer Frequenzabstufungsfaktor;

hohe Sicherheit bei der Periodenzahlbestimmung;

großer Eindeutigkeitsbereich (ca. 2.000 mm);

Unempfindlichkeit gegenüber Distanzänderungen während der Messung;

wenige und niedrige Messfrequenzen (z.B. 80 MHz und 79 MHz) und kleine Frequenzbereiche sind möglich;

eine kostengünstige Digitalelektronik (Gate-Array) kann eingesetzt werden.

Weiterhin ergibt sich erfindungsgemäß, dass

kein Referenzkanal notwendig ist mit der Folge einer völligen Eliminierung parasitärer Laufzeiten bei zusätzlicher Kostenreduktion;

das Messergebnis unbeeinflusst bleibt von Übersprechen (Ausblendung im Zeitbereich);

ein möglicher Fremdlichteinfluss stark reduziert ist, d.h. die Rauschreduktion erfolgt entsprechend dem (sehr kleinen) Tastverhältnis.

Eine erfindungsgemäße Einrichtung zur elektrooptischen Distanzmessung ist erfindungsgemäß gekennzeichnet durch - eine Modulationseinrichtung zur Impulsmodulation des vom Lichtemitter abgegebenen Laserstrahls derart, dass die Dauer eines einzelnen emittierten Impulses klein ist im Vergleich zu einer Modulationsperiode, so dass der Laserstrahl mit kleinem Tastverhältnis gepulst als Sendeimpulsfolge gegen das Messobjekt emittierbar ist, und

- eine Signalmischeinrichtung zur Umsetzung der über die Referenzstrecke gelaufenen Referenzimpulsfolge einerseits und die Messimpulsfolge andererseits in einen gemeinsamen Zwischenfrequenzbereich, in der sowohl die Messeimpulsfolge als auch die Referenzimpulsfolge im (in den) Lichtdetektoren in situ mit einer durch einen Lokaloszillator gelieferten Mischimpulsfolge gemischt werden, deren Repetitionsfrequenz nur wenig von der der Sendelichtimpulse abweicht, wobei das daraus entstehende ZF-Signal nach einer A/D-Wandlung der Signalaufbereitungs- und Auswerteeinheit zugeführt wird.

Vorzugsweise ist ein gemeinsamer Lichtdetektor als Lichtempfängereinrichtung vorgesehen, auf dem sowohl die Referenzlichtimpulsfolge, als auch die Messlichtimpulsfolge als überlagerte Detektionsimpulsfolge auftreten, wobei das Lichtdetektorsignal in situ mit einer durch einen Lokaloszillator gelieferten Impulsfolge gemischt wird, deren Repetitionsfrequenz um einen im Vergleich zu dieser Repetitionsfrequenz kleinen Frequenzbetrag von derjenigen der Sendeimpulsfolge verschieden ist und deren Tastverhältnis etwa demjenigen der Sendeimpulsfolge entspricht. Als Lichtdetektor(n) ist es vorteilhaft (eine) Avalanche-Fotodiode(n) (APD) vorzusehen, deren Sperrvorspannung durch die vom Lokaloszillator gelieferte LO-Impulsfolge überlagert wird und so gewählt ist, dass der Verstärkungsfaktor der APD(s) in den Austastlücken der LO-Impulsfolge wesentlich niedriger ist als während der Anwesenheit der LO-Impulse.

Weitere vorteilhafte Ergänzungen und Ausgestaltungen, insbesondere auch von Schaltungen zur Erzeugung kurzer Spannungs- bzw. Stromimpulse für das Lokaloszillatorsignal einerseits und

das Modulationssignal andererseits sind in den abhängigen, die erfindungsgemäße Einrichtung im Einzelnen weiter definierenden Patentansprüchen 22 bis 39 angegeben und werden nachfolgend in Einzelheiten erläutert.

Ein grundsätzliches Ausführungsbeispiel für die Erfindung und eine Reihe von vorteilhaften Abwandlungsmöglichkeiten werden nachfolgend unter Bezug auf die Zeichnungen jeweils in be-
5 spielsweiser Ausführungsform näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 den grundsätzlichen Systemaufbau einer Einrichtung zur elektrooptischen Dis-
tanzmessung gemäß der Erfindung bei der ein nachfolgend erläutertes Impulsrückmischverfahren
erfindungsgemäß zum Einsatz kommt;

10 Fig. 2 den Verlauf einer Detektionsimpulsfolge am Ort eines Lichtdetektors bei der An-
ordnung nach Fig. 1 als Funktion der Zeit für eine Repetitionsfrequenz von 200 MHz, Bandbreite 4
GHz, bezogen auf 20 Oberwellen und bei einem Tastverhältnis von 5%;

Fig. 3 ein Beispiel für eine Lokaloszillatorimpulsfolge im System der Fig. 1 als Funktion
der Zeit, ebenfalls für eine Repetitionsfrequenz von 200 MHz, Bandbreite 4 GHz, bei 20 Oberwel-
15 len und einem Tastverhältnis von 5%;

Fig. 4 ein Signalbeispiel für eine konvertierte Zwischenfrequenzimpulsfolge am Ausgang
des Tiefpasses bei der Systemanordnung nach Fig. 1 als Funktion der Zeit mit einer Repetitions-
frequenz von 1 kHz, einer Bandbreite von 20 kHz und bezogen auf 20 Oberwellen als Parameter;

20 Fig. 5 Signalbeispiele einer konvertierten Zwischenfrequenzimpulsfolge als Funktion der
Zeit in einem Übersichtsdiagramm A (oben) und in einem zeitgedehnten Diagramm B (unten) für
einen einzelnen Messimpuls bei folgenden Parametern: Repetitionsfrequenz 1 kHz, Bandbreite
100 kHz, 100 Oberwellen;

Fig. 6 die Diagrammdarstellung des Verhältnisses von Distanzmessfehlern (Standardab-
weichung) bei einem Dauerstrichverfahren zu dem erfindungsgemäßen Impulsrückmischverfahren;

25 Fig. 7 ein Schaltungsbeispiel zur Impulserzeugung mit hohen Impulsspannungen aus ein-
em Lokaloszillatorsignal zur Modulation der Verstärkung einer Avalanche-Fotodiode;

Fig. 8 ein Schaltungsbeispiel zur Erzeugung von Impulsspannungen von wenigen Volt
und mit Avalanche-Fotodioden bei geringem Tastverhältnis aus einem Lokaloszillatorsignal;

30 Fig. 9 ein Schaltungsbeispiel zur Generierung von Impulsspannungen geringer Dauer
aus einem Lokaloszillatorsignal zur Steuerung von MSM-Fotodioden;

Fig. 10 ein Schaltungsbeispiel für Impulsspannungen von wenigen Volt und kleinem Tast-
verhältnis zur Steuerung von MSM-Fotodioden aus einem Lokaloszillatorsignal;

Fig. 11 ein Schaltungsbeispiel zur Modulationsimpulserzeugung für den senderseitigen
Lichtemitter, insbesondere eine Laserdiode;

35 Fig. 12 die Diagrammdarstellung eines typischen Einschwingverhaltens einer Laserdiode
nach einem schnellen Stromanstieg mit einer Anstiegszeit von 1 ns;

Fig. 13 das Schaltungsbeispiel einer Anordnung zur Signalmischung unter Verwendung
eines optisch steuerbaren optischen Schalters; und

40 Fig. 14 eine gegenüber der Systemanordnung nach Fig. 1 abgewandelte Anordnung zur
Realisierung des erfindungsgemäßen Impulsrückmischverfahrens unter Verwendung von zwei
Lichtdetektoren.

Eine erste prinzipielle Schaltungs- und Systemanordnung zur Realisierung des erfindungsge-
mäßigen Verfahrens zur Distanzmessung ist in Fig. 1 dargestellt. Es wird **Impulsrückmischverfah-**
ren oder **IRM-Verfahren** genannt.

45 Der Strahl einer Laserdiode 1 wird mit einer periodischen Folge von Lichtimpulsen 2 (Modulati-
onsimpulsfolge) in seiner Intensität bzw. Leistung moduliert. Diese Impulsfolge wird mit einem
Signalimpulsgenerator (nicht dargestellt) erzeugt und über einen Laserdiodentreiber 3 der Laserdi-
ode 1 zugeführt. Im Unterschied zu dem bekannten Lichtimpulslaufzeitverfahren wird hier mit einer
hohen Repetitionsfrequenz f_{Mess} von beispielsweise 200 MHz bzw. mit einer kleinen Periodendauer
50 von 5 ns gearbeitet. Das Tastverhältnis liegt zum Beispiel bei 5%, so dass nach Gl. (2a) bei einem
augensicheren Betrieb eine Impulslichtleistung von 50 mW verwendet werden kann. Die mittlere
Lichtleistung beträgt also 1 mW und die Dauer eines Einzelimpulses 100 ps. Aufgrund der hohen
Lichtimpulsleistung ist gemäß Gl. (2b) mit einem verbesserten Signal-Rausch-Verhältnis und
infolgedessen mit einem reduzierten Distanzmessfehler zu rechnen.

55 Das divergente impulsförmig modulierte Licht der Laserdiode 1 wird mit einer Kollimationsoptik

4 zu einem gering divergenten Strahl einer Primäripulsfolge 7 gebündelt. Dieser Strahl durchläuft einen Strahlteiler 8 und wird als Sendeimpulsfolge 9 auf die Oberfläche eines entfernten Messobjektes (nicht gezeigt) gerichtet und erzeugt dort einen Leuchtfleck. Bei der vorteilhaften Verwendung einer Laserdiode 1 mit sichtbarer emittierter Strahlung (z.B. 635 nm) ist bei genügend hoher mittlerer Lichtleistung (z.B. 1 mW) der Leuchtfleck sichtbar, so dass eine genaue Positionierung des Flecks möglich ist. Das von der Position des Leuchtflecks zurückgestreute oder reflektierte impulsförmig modulierte Licht, das im Folgenden als Messlichtimpulsfolge oder Messimpulsfolge 10 bezeichnet ist, wird mit einer Empfangsoptik 5 auf die aktive Fläche einer Fotodiode 6 fokussiert. Die Fotodiode 6 generiert gemäß dieser Messlichtimpulsfolge 10 einen ersten Fotostromanteil.

Ein kleiner Teil der impulsförmig modulierten Leistung aus der Primäripulsfolge 7 des Laserstrahls, im Folgenden Referenzlichtimpulsfolge oder kurz Referenzimpulsfolge 11 genannt, wird mit dem Strahlteiler 8 oder einem Lichtleiter abgezweigt und nach Durchlaufen einer bekannten Referenzstrecke direkt oder indirekt über einen Streukörper (Diffuser) 12 auf die aktive Fläche der Fotodiode 6 geführt. Auch aus dieser Referenzlichtimpulsfolge wird ein zweiter Fotostromanteil durch die Fotodiode 6 generiert.

Das Ziel der Messung ist, die Längendifferenz zwischen Mess- und Referenzstrecke zu ermitteln. Die Länge der Messstrecke ist dabei durch die Distanz vom Ort der Laserdiode 1 über die Position des Leuchtflecks auf der Messobjektoberfläche zum Ort der Fotodiode 6 gegeben. Durch diese Differenzbildung werden bei bekannter Referenzstrecke parasitäre Laufzeiten der Sende- und Empfangskomponenten vollständig eliminiert. Damit zwischen den Referenz- und Messlichtimpulsen 11 bzw. 10 eindeutig unterschieden werden kann, dürfen sie sich zeitlich nicht überlappen. Hierzu muss ein zuerst eintreffende Referenzlichtimpuls 11 abgeklungen sein, bevor der zugeordnete die größere Strecke durchlaufende Messlichtimpuls 10 die Fotodiode 6 erreicht. Aus einer Referenzdistanz und einer minimalen Messdistanz von beispielsweise jeweils 5 cm resultiert seine Distanzdifferenz von ebenfalls 5 cm, wobei die Messdistanz wegen des Hin- und Rückwegs doppelt zu zählen ist. Hieraus ergibt sich eine Laufzeitdifferenz von 167 ps. Die Lichtimpulse müssen also kürzer sein als diese Laufzeitdifferenz, damit keine Überlappung stattfindet.

Der von der Fotodiode 6 generierte Fotostrom besteht also aus zwei Anteilen. Der erste Anteil wird durch die vom Messobjekt zurückgestreute Messlichtimpulsfolge 10 und der zweite Anteil durch die Referenzlichtimpulsfolge 11 hervorgerufen, wobei das Summensignal im Folgenden mit Detektionslichtimpulsfolge 13 bezeichnet wird. Aufgrund der hohen Dämpfung des Messsignals bei großen Distanzen und/oder bei schwach streuenden Messobjektflächen, d. h. bei Flächen mit kleinem Albedo, ist der erste Anteil in der Regel wesentlich kleiner als der zweite Anteil. Mit der Annahme einer rechteckförmigen periodischen Impulsfolge kann der detektierte Fotostrom in eine Fourierreihe gemäß

$$i_{Det} = \underbrace{I_M \eta_{Duty} + \frac{2I_M}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{Mess}t - n\omega_{Mess}t_0)}_{\text{Messlichtimpulsfolge}} + \underbrace{I_R \eta_{Duty} + \frac{2I_R}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{Mess}t)}_{\text{Referenzlichtimpulsfolge}} \quad (5)$$

entwickelt werden, mit der Kreisfrequenz

$$\omega_{Mess} = 2\pi \cdot f_{Mess} \quad (6)$$

f_{Mess} bezeichnet die Repetitionsfrequenz, d. h. die Grundfrequenz der Impulsfolge, t_0 die durch die Messdistanz verursachte Verzögerungszeit und N die Anzahl der detektierten Oberwellen. Die Bandbreite des Systems ist demnach durch

$$B_{Mess} = N \cdot f_{Mess} \quad (7)$$

gegeben. Weiterhin bezeichnen t die Zeit, I_M die Höhe der Messimpulse, I_R die Höhe der Referenzimpulse und η_{Duty} das Tastverhältnis (Duty Cycle) der beiden Impulsfolgen. Die Fotostromimpulshöhen

$$I_M = R \cdot P_{M,impuls} \quad (8a)$$

und

$$I_R = R \cdot P_{R,impuls} \quad (8b)$$

sind über den Konversionsfaktor R der Fotodiode proportional zur Leistung der detektierten Lichtimpulse $P_{M,impuls}$ und $P_{R,impuls}$ der Mess- und Referenzstrecke.

In Fig. 2 ist die Detektionsimpulsfolge i_{Det} aus Gl. (5) über die Zeit t aufgetragen. Es wird von einem Tastverhältnis von 5% ausgegangen, d. h. die Impulsdauer besitzt einen Anteil von 5% von der Periodendauer der Impulsfolge, die in diesem Beispiel bei 5 ns liegt. Dies entspricht einer Repetitionsfrequenz f_{Mess} von 200 MHz. Es wird von einer Systembandbreite von 4 GHz ausgegangen, so dass $N = 20$ Oberwellen detektiert werden können. Durch die begrenzte Bandbreite werden die Impulsflanken verflacht. Es sind zwei Anteile zu sehen, die aus der Messlichtimpulsfolge 10 der Messstrecke und der Referenzlichtimpulsfolge 11 der Referenzstrecke resultieren. Der Anteil der Referenzlichtimpulsfolge 11 besitzt die höhere Amplitude.

Die direkte Detektion von Impulsen mit einer Bandbreite von beispielsweise 4 GHz ist ein schaltungsaufwendiges, stör anfälliges und kostenintensives Verfahren. Im Unterschied zu den bekannten Lichtimpulslaufzeitverfahren wird erfindungsgemäß die Methode der Direktmischung mit all ihren Vorteilen angewandt. Hierzu wird nach Fig. 1 der Sperrspannung U_{Bias} einer als Lichtdetektor 6 eingesetzten Avalanche-Fotodiode (APD) eine periodische Impulsfolge mit einem kleinen Tastverhältnis η_{Duty} von beispielsweise 5% überlagert, so dass der Verstärkungsfaktor M der APD entsprechend dieser Impulsfolge moduliert wird. Die Impulsfolge 14 mit der Repetitionsfrequenz f_{LO} wird von einem Lokaloszillator (nicht in Einzelheiten gezeigt), im Folgenden als LO-Impuls generator bezeichnet, erzeugt. Das Tastverhältnis dieser LO-Impulsfolge 14 entspricht in dem Beispiel dem Tastverhältnis der Modulationsimpulsfolge, also dem Tastverhältnis der Mess- bzw. Referenzlichtimpulsfolge 2. Die Repetitionsfrequenzen f_{LO} und f_{Mess} beider Impulsfolgen 2, 14 sind jedoch geringfügig verschieden. Die Sperrspannung U_{Bias} wird vorzugsweise so gewählt, dass ohne die Anwesenheit eines LO-Impulses ein relativ niedriger Verstärkungsfaktor M und damit ein niedriger Konversionsfaktor $R = M \cdot \kappa$ der APD vorliegt (z.B. $M = 10$, $R = 5$ A/W). κ beschreibt die Empfindlichkeit, die bei Silizium-APDs und bei einer Lichtwellenlänge von 635 nm typischerweise 0,5 A/W beträgt. Während der Zeitdauer eines LO-Impulses steigen M und R hingegen drastisch, beispielsweise auf $M = 200$ und $R = 100$ A/W, an. Entsprechend der LO-Impulsfolge 14 wird demnach die Avalanche-Fotodiode 6 periodisch aktiviert. Diese starke periodische Erhöhung des Konversionsfaktors wirkt auf die innere Fotostromquelle der APD 6 wie ein Schaltsignal, das mit der Annahme einer rechteckförmigen periodischen Impulsfolge mit der Fourierreihe

$$y_{LO} = \eta_{Duty} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{LO}t) \quad (9)$$

dargestellt werden kann. Dabei bezeichnet

$$\omega_{LO} = 2\pi \cdot f_{LO} \quad (10)$$

die Kreisfrequenz der Impulsfolge des LO-Impuls generators. Die Bandbreite des Systems

$$B_{LO} = N \cdot f_{LO} \tag{11}$$

5 ergibt sich wieder aus der Anzahl N der berücksichtigten Oberwellen. Die LO-Impulsfolge, also der Ausdruck aus Gl. (9), ist in Fig. 3 über die Zeit t aufgetragen. Das Tastverhältnis η_{Duty} beträgt 5%, die Repetitionsfrequenz 200,001 MHz und die Systembandbreite 4 GHz, d. h., es werden N = 20 Oberwellen berücksichtigt.

10 Durch den beschriebenen periodischen Schaltprozess wird das Signal aus Gl. (5) mit dem Schaltsignal aus Gl. (9) multipliziert, so dass nach einer Filterung in einem Tiefpass 15 ein Zwischenfrequenzsignal entsteht. Aus der Multiplikation der beiden Fourierreihen aus Gl. (5) und Gl. (9) und der Anwendung des Additionstheorems

$$15 \quad \cos(x)\cos(y) = \frac{\cos(x-y) + \cos(x+y)}{2}$$

folgt der Ausdruck

$$20 \quad i_{ZF}(t) = \text{Tiefpassfilterung}(i_{Det} \cdot y_{LO})$$

$$25 \quad = \underbrace{I_M \eta_{Duty}^2 + \frac{2I_M}{\pi^2} \sum_{n=1}^N \frac{\sin^2(n\pi\eta_{Duty})}{n^2} \cos(n\omega_{ZF}t - n\omega_{Mess}t_0)}_{\text{Messlichtimpuls}} + \underbrace{I_R \eta_{Duty}^2 + \frac{2I_R}{\pi^2} \sum_{n=1}^N \frac{\sin^2(n\pi\eta_{Duty})}{n^2} \cos(n\omega_{ZF}t)}_{\text{Referenzlichtimpuls}}$$

$$(12)$$

mit der Zwischenkreisfrequenz (ZF)

$$30 \quad \omega_{ZF} = |\omega_{Mess} - \omega_{LO}| = 2\pi \cdot f_{ZF} = 2\pi \cdot |f_{Mess} - f_{LO}| \tag{13}$$

35 und der Bandbreite

$$B_{ZF} = N \cdot f_{ZF} \tag{14}$$

40 Dieser Ausdruck wird im Folgenden Zwischenfrequenzimpulsfolge genannt. Durch den Reihenmultiplikationsprozess entstehen neben Anteilen, die frequenzmäßig bei ganzzahligen Vielfachen von f_{ZF} liegen, auch Anteile bei den Frequenzen

$$|nf_{Mess} - mf_{LO}| \text{ mit } (n,m) = 1,2,\dots,N \text{ und } n \neq m \tag{15a}$$

45 sowie

$$|nf_{Mess} + mf_{LO}| \text{ mit } (n,m) = 1,2,\dots,N \tag{15b}$$

50 Diese Anteile liegen aber bei Frequenzen um 200 MHz oder höher und werden durch die Tiefpassfilterung (siehe Fig. 1) eliminiert. Die Fourierreihe nach Gl. (12) beschreibt eine periodische Folge aus Dreiecksimpulsen, falls die Tastverhältnisse der Impulsfolgen 2, 14 des Signal- und LO-Impulsgenerators identisch sind. Das integrale Verhalten des Tiefpasses 15 entspricht einer Faltung der beiden rechteckförmigen periodischen Eingangssignale i_{Det} und y_{LO} . In Fig. 4 ist das ZF-

55

Signal aus Gl. (12) über die Zeit t aufgetragen. Die Repetitionsfrequenz f_{ZF} des ZF-Signals entspricht der Differenz der Repetitionsfrequenzen f_{Mess} und f_{LO} der Detektions- und LO-Impulsfolge. Sie liegt bei 1 kHz, und es werden 20 Oberwellen berücksichtigt. Die Zwischenfrequenzbandbreite liegt also bei 20 kHz. Das ZF-Signal i_{ZF} besteht wie das Detektionssignal i_{Det} aus zwei Anteilen, welche aus der Messlichtimpulsfolge 10 der Messstrecke und der Referenzlichtimpulsfolge 11 der Referenzstrecke hervorgehen. Der dreiecksförmige Verlauf wird erst bei einer großen Oberwellenzahl deutlich. In Fig. 5(A) ist das ZF-Signal bei einer ZF-Bandbreite von 100 kHz bzw. bei einer Oberwellenzahl von 100 dargestellt. Die Fig. 5(B) zeigt einen Ausschnitt um $t = 1,2$ ms herum. Die Amplitude der Dreiecksimpulse wird im Vergleich zur Amplitude entsprechender Impulse des Detektionssignals i_{Det} um den Faktor $\eta_{Duty} = 0,05$ reduziert, da die zahlreichen Frequenzanteile nach den Gln. (15a) und (15b) durch die Filterung eliminiert werden. Die Breite der Dreiecksimpulse entspricht dem doppelten Tastverhältnis η_{Duty} , also 10% der Periode des Zwischenfrequenzsignals von 1 ms.

Die Zwischenfrequenzimpulsfolge wird gemäß Fig. 1 zunächst in einem Verstärker 16 verstärkt und dann mit einem Analog-Digital-Wandler 17 abgetastet, der die Daten einer Steuereinheit 18 (Microcontroller, Signalprozessor, PC) übermittelt. Da die Repetitionsfrequenzen der Detektionsimpulsfolge 13 und der LO-Impulsfolge 14 sich geringfügig unterscheiden ist das erfindungsgemäße IRM-Verfahren ein heterodynes Verfahren. Das Zwischenfrequenzsignal kann somit als niederfrequentes Wechselsignal sehr vorteilhaft verstärkt und weiterverarbeitet werden. Offset- bzw. Arbeitspunktschwankungen und Funkelrauschen wirken sich hier nicht aus.

Aufgrund der niedrigen Zwischenfrequenz werden an den Analog-Digital-Wandler 17 keine großen Anforderungen gestellt. Es können demnach solche Wandler verwendet werden, die ohnehin in den meisten Microcontrollern vorhanden sind, wodurch Kosten eingespart und der Schaltungsaufwand reduziert wird.

Aus den Abtastwerten einer ersten Messung wird die Zeitdifferenz $t_{ZF,1}$ zwischen den Maxima des Referenz- und des Messimpulses im ZF-Signal gemäß Fig. 5 ermittelt. Zur Verbesserung des Signal-Rausch-Abstands können zahlreiche Perioden der ZF-Impulsfolge überlagert werden, wobei der genügend starke Referenzimpuls als Triggersignal verwendet werden kann. Der Zeitmaßstab der Detektionsimpulsfolge wird durch den Direktmischprozess im Verhältnis $f_{ZF} : f_{Mess,1}$ untersetzt, wobei die Repetitionsfrequenz der Messlichtimpulsfolge bei der ersten Messung mit $f_{Mess,1}$ bezeichnet wird. Die Zeitdifferenz t_1 zwischen Referenz- und Messimpuls im Detektionssignal gemäß Fig. 2 beträgt demnach

$$t_1 = t_{ZF,1} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,1}} \quad (16)$$

Durch die Differenzbildung der Zeitpunkte des Mess- und Referenzimpulses werden alle parasitären Laufzeiten der Sende- und Empfangskomponenten eliminiert. Aufgrund der hohen Repetitionsfrequenz $f_{Mess,1}$ liefert eine Einzelmessung keine eindeutige Messdistanz. Bei einer Repetitionsfrequenz von 200 MHz liegt die Periodendauer der Impulsfolge bei 5 ns und der Eindeutigkeitsbereich $c/(2 \cdot f_{Mess,1})$ bei 75 cm, wobei c die Lichtgeschwindigkeit in Luft bezeichnet. Größere Distanzen als 75 cm können also nicht eindeutig gemessen werden. Für die Messdistanz gilt demnach

$$d = t_1 \frac{c}{2} + n_1 \frac{c}{2} \frac{1}{f_{Mess,1}} = t_{ZF,1} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,1}} \frac{c}{2} + n_1 \frac{c}{2} \frac{1}{f_{Mess,1}} \quad (17)$$

n_1 ist dabei die Zahl von Perioden, die zur nicht eindeutigen Distanz $t_1 \cdot c/2$ addiert werden müssen, um die wahre Distanz d zu erhalten. Mit d und n_1 existieren also zwei unbekannte Größen, so dass zur eindeutigen Distanzbestimmung bei über dem Eindeutigkeitsbereich zu messenden Distanzen mindestens noch eine zweite Messung mit einer anderen Repetitionsfrequenz $f_{Mess,2}$ durchzuführen ist. Dabei wird, um eine konstante Zwischenfrequenz f_{ZF} erhalten, die Repetitionsfrequenz der LO-Impulsfolge 14 entsprechend der Repetitionsfrequenz der Messlicht- bzw. die Modulationsimpulsfolge 2 verändert. Für die zweite Messung gilt

$$d = t_{ZF,2} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,2}} \cdot \frac{c}{2} + n_2 \cdot \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{f_{Mess,2}} \quad (18)$$

5 mit der entsprechenden Zeitdifferenz f_{ZF2} . Die Änderung der Repetitionsfrequenz sollte hierbei so gering sein, dass bei beiden Messungen dieselbe absolute Periodenzahl ($n_2 = n_1$) vorliegt. Demnach folgt aus den Gl. (17) und (18) für die Repetitionsfrequenzänderung die Bedingung

$$10 \quad f_{Mess,2} - f_{Mess,1} < \frac{1}{2} \frac{c}{d_{max}}, \quad (19)$$

wobei d_{max} die maximale Messdistanz beschreibt. Bei einer maximalen Messdistanz von beispielsweise 300 m ergibt sich eine maximale Repetitionsfrequenzänderung von 500 kHz. Mit
15 $n_2 = n_1$ folgt aus den Gl. (17) und (18) die eindeutige Distanz

$$d_0 = \frac{c}{2} \cdot f_{ZF} \cdot \frac{t_{ZF,1} - t_{ZF,2}}{f_{Mess,2} - f_{Mess,1}} \quad (20)$$

20 Aufgrund des Rauschens sind die gemessenen Zeiten jedoch fehlerbehaftet. Da sich im Nenner von Gl. (20) die geringe Differenz der Repetitionsfrequenzen befindet, entsteht unter Umständen ein größerer Distanzmessfehler. Zur Fehlerreduzierung wird daher mit der ungenauen Distanz d_0 und Gl. (17) oder (18) die im Idealfall ganzzahlige Periodenzahl

$$25 \quad n_1 = n_2 = \text{round} \left\{ \frac{2}{c} d_0 f_{Mess,2} - t_{ZF,2} f_{ZF} \right\}, \quad (21)$$

berechnet. Im realen Fall ist sie aufgrund des Rauschens nicht ganzzahlig und wird deshalb gerundet, wodurch eine verbesserte Genauigkeit erzielt wird. Durch Einsetzen von n_1 aus Gl. (21) in Gl. (17) oder (18) kann nun die Distanz genauer ermittelt werden. Durch die stark fehlerbehaftete Distanz d_0 und durch die große Repetitionsfrequenz $f_{Mess,2}$ wird die absolute Periodenzahl mit Gl. (21) nur unsicher bestimmt. Zur Erhöhung der Sicherheit bei der Periodenzahlbestimmung kann die Messung bei weiteren Repetitionsfrequenzen durchgeführt werden, wobei der Frequenzabstand sukzessive erhöht wird. Es wird nicht unmittelbar die absolute Periodenzahl bestimmt, sondern es werden Zwischenschritte eingeführt, bei denen bezüglich der zusätzlichen Frequenzdifferenzen zunächst relative Periodenzahlen also Periodenzahldifferenzen ermittelt werden. Diese vergleichsweise geringen Periodenzahldifferenzen sind weit weniger fehleranfällig als die absolute Periodenzahl. Die Frequenz- und Periodenzahldifferenz und damit die Genauigkeit wird sukzessive
40 erhöht bis die absolute Periodenzahl sicher bestimmt werden kann, mit der letztendlich die genaue Distanz berechnet wird.

Aufgrund der Periodizität der Impulssignale kann bei bestimmten Distanzen der Fall eintreten, dass ein Messimpuls sich mit einem Referenzimpuls einer vorherigen Periode überlagert. Die beiden Impulse können dann nicht separiert werden. Die Repetitionsfrequenzen müssen in diesem Fall an die jeweiligen Gegebenheiten angepasst werden, so dass eine Separation und damit eine
45 Zeitdifferenzmessung im ZF-Bereich möglich wird.

Nach Gl. (2a) können beim erfindungsgemäßen IRM-Verfahren die Messlichtimpulse um den Faktor $1/\eta_{Duty}$ höher gewählt werden als die Amplitude der modulierten Lichtleistung beim bekannten Phasenvergleichsverfahren. Durch die Eliminierung der hochfrequenten Anteile mit dem Tiefpass 15 in Fig. 1 wird beim IRM-Verfahren jedoch die Amplitude der Signale im ZF-Bereich um den Faktor η_{Duty} reduziert. Somit herrschen im ZF-Bereich hinsichtlich Signalamplitude beim Phasenvergleichsverfahren und beim IRM-Verfahren vergleichbare Verhältnisse.

Ein wesentlicher Vorteil des IRM-Verfahrens im Vergleich zu anderen Verfahren ist jedoch die starke Rauschreduzierung, die bei der Verwendung von Avalanche-Fotodioden besonders vorteilhaft in Erscheinung tritt. Hierbei dominiert in der Regel das Schrotrauschen, das durch das Hinter-
55

grundlich hervorgerufen wird. Es ist beispielsweise bei Messungen mit Sonnenlicht je nach Verstärkungsfaktor M um bis zu drei Größenordnungen stärker als alle anderen Rauschquellen. Falls die APD nur während der LO-Impulsdauer aktiv ist, reduzieren sich im ZF-Bereich die mittleren Rauschströme der Fotodiode entsprechend dem Tastverhältnis, so dass bei gleicher Signalamplitude sich das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert. Dieser Vorteil kann vor allem bei der Verwendung von Avalanche-Fotodioden, die mit einem genügend grossen Verstärkungsfaktor betrieben werden, voll ausgenutzt werden. Die Verwendung grosser Verstärkungsfaktoren bzw. hoher Sperrspannungen führt zu einem sehr empfindlichem Temperaturverhalten hinsichtlich Signallaufzeit. Da jedoch bei dem IRM-Verfahren die Referenzimpulsfolge und die Messimpulsfolge dieselben Komponenten im Empfänger und im Sender durchlaufen, werden Laufzeitfehler auch bei sehr grossen Verstärkungsfaktoren vollständig eliminiert. Beim IRM-Verfahren können demnach Avalanche-Fotodioden sehr empfindlich betrieben werden, ohne dass dies zu starken negativen Auswirkungen hinsichtlich parasitärer Laufzeitfehler und Rauschen führt. Zudem ist die Verwendung von Kompensationstabellen zur Fehlerreduzierung und eine initiale Kalibrierung des Messgerätes nicht notwendig. Die Schrotrauschströme der Fotodiode werden zusammen mit dem Signalstrom ebenfalls mit dem Schaltsignal Y_{LO} aus Gl. (9) zerhackt und auf diese Weise in den Zwischenfrequenzbereich konvertiert. Dabei ist zu beachten, dass durch die Oberwellenanteile der Fourierreihe aus Gl. (9) auch sehr hochfrequente Rauschanteile in den ZF-Bereich überführt werden. Aus den Signal- und Rauschströmen im ZF-Bereich kann das Signal-Rausch-Verhältnis und daraus der Distanzmessfehler ermittelt werden. Demnach gilt beim IRM-Verfahren für die Standardabweichung der gemessenen Distanz die Beziehung

$$\Delta d_{IRM} = \frac{Konst}{1mW} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{c}{f_{Mess,IRM}} \cdot \sqrt{\eta_{Duty} \cdot \left[\pi^2 \eta_{Duty}^2 + 2 \sum_{n=1}^N \sin^2(n\pi\eta_{Duty}) / n^2 \right]} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{Mess}}} \quad (22)$$

Damit die kurzen Impulse aufgelöst werden können, muss für die Anzahl der Oberwellen bzw. für die Bandbreiten B_{ZF} , B_{Mess} und B_{LO} mindestens

$$N = \frac{B_{ZF}}{f_{ZF}} = \frac{B_{Mess}}{f_{Mess}} = \frac{B_{LO}}{f_{LO}} = \frac{1}{\eta_{Duty}} \quad (23)$$

gelten.

Im Vergleich zum Phasenvergleichsverfahren reduziert sich der Messfehler beim IRM-Verfahren um den Faktor

$$\Gamma = \frac{\Delta d_{Phase}}{\Delta d_{IRM}} = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{f_{Mess,IRM}}{f_{Mess,Phase}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta_{Duty} \cdot \left[\pi^2 \eta_{Duty}^2 + 2 \sum_{n=1}^N \sin^2(n\pi\eta_{Duty}) / n^2 \right]}}, \quad (24)$$

wobei angenommen wird, dass bei beiden Verfahren die mittlere Lichtleistung 1 mW beträgt. Der Faktor Γ ist in Fig. 6 über das Tastverhältnis η_{Duty} aufgetragen. Dabei wird angenommen, dass die Messfrequenz beim Phasenlaufzeitverfahren $f_{Mess,Phase}$ und die Repetitionsfrequenz beim IRM-Verfahren $f_{Mess,IRM}$ identisch sind. Bei einem Tastverhältnis von 5% verbessert sich die Messgenauigkeit um den Faktor 4. Diese Verbesserung resultiert im Wesentlichen aus dem reduzierten Rauschen der Fotodiode und nicht aus einer vergrösserten Signalamplitude, wie es beim Lichtimpulslaufzeitverfahren der Fall ist. Aufgrund des geringen Informationsgehalts im ZF-Bereich ist auch hier im Vergleich zum Dauerstrichverfahren mit einer geringeren effektiven Messzeit zu rechnen. Die reduzierten Rauschströme wirken sich jedoch proportional und die reduzierte effektive Messzeit mit der Quadratwurzel auf die Distanzmessgenauigkeit aus. Die Rauschströme besitzen also wie die Signalströme eine stärkere Gewichtung.

In Fig. 7 ist ein Ausführungsbeispiel zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer Span-

nungsimpulse für das Lokaloszillatorsignal zur Direktmischung dargestellt. Die Impulsspannung dieser LO-Impulsfolge 74 sollte dabei möglichst hoch sein, damit während der Impulsdauer die Avalanche-Fotodiode (APD) 6 einen hohen Verstärkungsfaktor M (200 bis 1000) erhält. Im Ruhezustand, d. h. ohne das Anliegen eines Impulses, ist die APD 6 in Sperrichtung über einen nahezu stromlosen Kathodenwiderstand R_{Rathode} mit einer Gleichspannung U_{Bias} vorgespannt. Diese Vorspannung U_{Bias} ist so zu wählen, dass der Verstärkungsfaktor im Ruhezustand der APD 6 vergleichsweise klein ist (z.B. $M < 10$), so dass ein gutes Schaltverhalten realisiert wird. Ein schneller Transistor 71 (FET oder bipolar) wird von dem Signal 72 eines Rechtecksignalgenerators (nicht gezeigt) mit einer Frequenz von beispielsweise 200,001 MHz angesteuert. Bei einer positiven Spannung dieses schaltenden Signals 72 an der Basis bzw. am Gate ist der Transistor 71 geöffnet, so dass eine zwischen einer Versorgungsspannung U_{Supply} und dem Kollektor (oder Drain) des Transistors 71 liegende Induktivität L von einem Strom durchflossen wird. Bei der fallenden Flanke dieses Schaltsignals 72 sperrt der Transistor 71, und aufgrund der Stetigkeit des Stromes durch L fällt an einen im Vergleich zum Transistor 71 großen parallel zu letzterem liegenden Widerstand R_{Match} ein hoher Spannungsimpuls ab. Dieser Impuls läuft über die Leitung 73 und wird an deren offenem Ende mit einem Reflexionsfaktor von -1 reflektiert. Der reflektierte Impuls und der noch nicht abgeklungene in die Leitung hineinlaufende Impuls löschen sich gegenseitig aus. Die Dauer des der Vorspannung überlagerten Impulses an der APD 6 wird also durch die Leitungslänge bestimmt. Mit dem Widerstand R_{Match} wird die Leitung 73 eingangsseitig angepasst, so dass Mehrfachreflexionen vermieden werden. Kondensatoren C_K dienen der Entkopplung verschiedener Gleichspannungen. Sie sind für die kurzen Impulse durchlässig. Durch den aus der LO-Impulsfolge hervorgehenden Schaltprozess wird der detektierte periodische impulsförmige Fotostrom, d. h. die Detektionsimpulsfolge, die eine geringfügig andere Repetitionsfrequenz besitzt als die LO-Impulsfolge 14, zerkleinert. Hieraus resultiert ein niederfrequenter periodischer impulsförmiger Zwischenfrequenzstrom. Mit dem Tiefpass 15 bestehend aus der Parallelschaltung eines Kondensators C_{TP} und eines Widerstands R_{TP} werden alle hochfrequenten Stromanteile kurzgeschlossen. Für die niederfrequenten ZF-Impulsströme besitzt der Kondensator C_{TP} eine sehr große Reaktanz. Der impulsfolgenförmige ZF-Strom fließt daher fast ausschließlich durch den Widerstand R_{TP} und erzeugt dort einen Spannungsabfall, der gegebenenfalls nach Verstärkung in dem Analog-Digital-Wandler 17 (Fig. 1) abgetastet und anschließend in oben beschriebener Weise verarbeitet werden kann. Der Vorteil der Verwendung von Avalanche-Fotodioden ist die hohe Empfindlichkeit bzw. der große Konversionsfaktor. Wie oben beschrieben, wird beim erfindungsgemäßen IRM-Verfahren der Signal-Rausch-Abstand nur erhöht, wenn durch die kurze Aktivierung der Fotodiode 6 die dominierenden mittleren Rauschströme mit dem Tastverhältnis der LO-Impulsfolge 74 reduziert werden. Dies ist bei der Verwendung von Avalanche-Fotodioden aufgrund des hohen Konversionsfaktors der Fall, da hier das Gesamttrauschen fast ausschließlich durch das Rauschen der Fotodiode 6 bestimmt wird. Beim IRM-Verfahren kann demnach eine erhebliche Verbesserung hinsichtlich Messzeit oder Genauigkeit erzielt werden. Der mögliche inhärente Nachteil von Avalanche-Fotodioden ist die relativ geringe Grenzfrequenz die typischerweise bei üblichen Silizium-APDs um 2 GHz liegt. Durch Reduzierung des Durchmessers der aktiven Fläche von zum Beispiel 200 μm auf 50 μm kann die Grenzfrequenz jedoch auf über 4 GHz erhöht werden. Auch werden vergleichsweise hohe Spannungen für die LO-Impulse 74 und für die Vorspannung U_{Bias} benötigt mit der damit verbundenen relativ geringeren Zuverlässigkeit. Auch ist die Herstellung einer solchen Impulserzeugungsschaltung relativ teuer.

In Fig. 8 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer Spannungsimpulse für das Lokaloszillatorsignal zur Direktmischung beim Impulsrückmischverfahren gemäß der Erfindung zu sehen. Hierbei wird eine periodische LO-Impulsfolge 81 digital erzeugt. Das Signal 80 eines Rechtecksignalgenerators (nicht gezeigt) mit einer Frequenz von zum Beispiel 200,001 MHz wird einerseits direkt auf ein EXODER-Gatter 82 und andererseits über ein Verzögerungsglied 83 mit der Signallaufzeit τ auf das EXODER-Gatter 82 geführt. Besitzt das Eingangssignal eine gewisse Zeit lang einen 0- oder einen 1-Pegel, so liegt an beiden Gattereingängen 84, 85 ebenfalls ein 0- oder ein 1-Pegel an, und der Ausgang 86 des Gatters 82 ist "0". Bei der steigenden Flanke des Eingangssignals 80 nimmt der obere Gattereingang 84 sofort den 1-Pegel an. Wegen der Signallaufzeit τ durch das Verzögerungsglied 83 ist an dem unteren Gattereingang 85 zunächst noch ein 0-Pegel vorzufinden, so dass der Ausgang 86

einen 1-Pegel annimmt. Erst nach der Verzögerungszeit τ d. h. wenn beide Gattereingänge 84, 85 wieder identische Zustände besitzen, geht der Ausgang des Gatters 82 auf "0". Ein entsprechender Prozess ist bei der negativen Flanke des Eingangssignals 80 zu beobachten. Die Impulsdauer am Gatterausgang 86 wird also durch die Signallaufzeit τ des Verzögerungsglieds 83 bestimmt. Da bei jeder Flanke des Eingangssignals 80 ein positiver kurzer Impuls entsteht, besitzt das Ausgangssignal 81 im Vergleich zum Eingangssignal 80 die doppelte Frequenz. Ein Kondensator C_K dient wieder der Entkopplung verschiedener Gleichspannungen und ist für die kurzen Impulse der LO-Impulsfolge 81 durchlässig. Die ZF-Stromimpulsfolge, die aus der Direktmischung des detektierten periodischen impulsförmigen Fotostroms (Detektionsimpulsfolge 13 in Fig. 1) mit der periodischen LO-Impulsfolge 81 hervorgeht, erzeugt an dem Widerstand R_{TP} des Tiefpasses 15 einen dem ZF-Strom entsprechenden Spannungsabfall, der mit dem Analog-Digital-Wandler 17 gemessen und anschließend weiterverarbeitet werden kann. Die hochfrequenten Stromanteile werden mit der Kapazität C_{TP} kurzgeschlossen.

Es sind noch weitere digitale Schaltungsvarianten auch mit anderen logischen Elementen vorstellbar. Mit einem UND-Gatter anstelle des EXODER-Gatters 82 und einem Inverter anstelle des Verzögerungsglieds 83 lassen sich ähnliche Effekte erzielen. Als Verzögerungsglieder lassen sich beispielsweise einfache Leitungen verwenden. Die Signallaufzeit wird dabei durch die Leitungslänge bestimmt. Mit Gattern auf Basis einer ECL-Logik lassen sich Anstiegszeiten von einigen 100 ps erreichen. Noch schnellere Gatter sind mit diskreten Transistorschaltungen realisierbar. Mit GaAs-Transistoren sind Anstiegszeiten von einigen 10 ps möglich. Zur weiteren Verkürzung der LO-Impulse an der APD-Kathode kann zusätzlich die leerlaufende Leitung 73 nach Fig. 7 verwendet werden, wobei der Impuls an der APD 6 durch den am Leitungsende reflektierten Impuls ausgelöscht wird. Der Leitungseingang muss dabei mit dem Wellenwiderstand der Leitung abgeschlossen sein, um Mehrfachreflexionen zu vermeiden.

Die Fig. 9 zeigt ein Ausführungsbeispiel für eine Schaltung zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer Spannungsimpulse für das Lokaloszillatorsignal zur Direktmischung, das dem in Fig. 7 angewendeten Verfahren entspricht. Die LO-Spannungsimpulse 95 werden hierbei, wie oben beschrieben, mit einer geschalteten Induktivität L erzeugt. Als Schalter wird wieder ein schneller Transistor 91 verwendet, der von dem Signal 92 eines (nicht gezeigten) Rechtecksignalgenerators (z.B. $f_{LO} = 200,001$ MHz) angesteuert wird. Eine Kapazität C_K dient wieder der Entkopplung verschiedener Gleichspannungen. Die Verkürzung der Impulsdauer wird auch hier mit einer leerlaufenden, mit dem Widerstand R_{Match} eingangsseitig angepassten Leitung 93 vorgenommen. Dabei wird der Eingangsimpuls an der Leitung 93 durch den an ihrem Ende reflektierten Impuls ausgelöscht. Im Unterschied zu dem Verfahren in Fig. 7 wird hier anstelle einer Avalanche-Fotodiode eine MSM-Fotodiode 94 mit Mittelkontakt als Mischdiode eingesetzt. Ohne das Anliegen eines Impulses an ihrer Kathode werden beide Schottky-Übergänge von einer negativen Spannungsquelle U_{Supply} aus über den Widerstand R_{Match} und den Widerstand R_{TP} des Tiefpasses 15 in Durchlassrichtung betrieben, so dass ihre inneren Stromquellen (Fotostrom und Schrotrauschstrom) kurzgeschlossen werden. Bei Anliegen eines positiven Spannungsimpulses an der Kathode werden hingegen die beiden Schottky-Kontakte der MSM-Fotodiode 94 während der Impulsdauer der LO-Impulsfolge 95 gesperrt. In diesem Fall sind beide Übergänge fotoaktiv. Die Fotoströme, die in den Sperrschichten beider Übergänge durch Lichteinfall generiert werden, fließen über den Tiefpass 15 bestehend aus dem Kondensator C_{TP} und dem Widerstand R_{TP} sowie über die negative Spannungsquelle $-U_{Supply}$ und den Widerstand R_{Match} . Der generierte Fotostrom, der beim erfindungsgemäßen IRM-Verfahren aus der periodischen Detektionsimpulsfolge 13 besteht, wird also entsprechend der periodischen Impulsfolge des LO-Signals 95 ein- und ausgeschaltet bzw. zerhackt. Da beide Impulsfolgen geringfügig verschiedene Repetitionsfrequenzen besitzen, entsteht durch diesen periodischen Schaltprozess ein impulsförmiger Zwischenfrequenzstrom mit einer Repetitionsfrequenz, die der Differenz der beiden Frequenzen der LO- und Detektionsimpulsfolge 95, 13 entspricht. Dieser Zwischenfrequenzstrom erzeugt an dem Widerstand R_{TP} des Tiefpasses einen Spannungsabfall, der mit Analog-Digital-Wandlern gemessen werden kann. Die hochfrequenten Stromanteile werden mit der Kapazität C_{TP} kurzgeschlossen. Für die Zwischenfrequenzströme ist die Kapazität C_{TP} ein Leerlauf. Der Vorteil von MSM-Fotodioden ist die hohe Schaltgeschwindigkeit mit Anstiegszeiten von beispielsweise 10 ps, die geringe Aktivierungsspannung von beispielsweise 1 V, die hohe Zuverlässigkeit sowie die einfache Herstellung und die damit verbundenen geringen

Kosten. Ein möglicher Nachteil ist die geringere Empfindlichkeit, so dass nicht das Schrotrauschen der aktiven Fotodioden sondern Rauschquellen im ZF-Schaltungsteil dominieren können. Wie oben beschrieben, kann beim IRM-Verfahren eine Verbesserung hinsichtlich Signal-Rausch-Abstand nur erzielt werden, wenn sich durch die kurze Aktivierung der Fotodiode die dominierenden Rauschströme mit dem Tastverhältnis der LO-Impulsfolge reduzieren lassen. Dies ist bei der Verwendung von Avalanche-Fotodioden der Fall, da hier das Gesamtrauschen fast ausschließlich durch das Rauschen der Fotodiode bestimmt wird. Bei der Verwendung von MSM-Fotodioden dominieren hingegen andere Rauschquellen, die jedoch durch einen Signalkurzschluss am Eingang des ZF-Verstärkers 15 reduziert werden. Dieser Signalkurzschluss wird durch die nicht aktiven, in Durchlassrichtung betriebenen Schottky-Kontakte der MSM-Fotodiode 94 hervorgerufen, wenn kein LO-Impuls kathodenseitig anliegt. Die Verwendung eines möglichst großen Konversionswiderstands R_{TP} in Verbindung mit einem Hochimpedanzverstärker ist in diesem Zusammenhang von Vorteil, da bei genügend großem Konversionswiderstand seine thermische Rauschspannung dominiert. Diese Rauschspannung wird aber durch den beschriebenen Schaltprozess mit dem Faktor des Tastverhältnisses reduziert. Gleichzeitig ist aber mit einem relativ großen Spannungsabfall am Tiefpasswiderstand R_{TP} , also mit hohen ZF-Signalimpulsen, zu rechnen. Der Stromfluss über die durchgeschalteten Schottky-Kontakte der MSM-Fotodiode 94, der aufgrund des erforderlichen schnellen Schaltverhaltens möglichst groß sein sollte (z.B. einige 100 pA), erzeugt an dem Widerstand R_{TP} einen Gleichspannungsanteil. Dieser Anteil sollte insbesondere bei großem Konversionswiderstand beispielsweise mit einer geregelten Kompensationsstromquelle eliminiert werden.

In Fig. 10 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltung zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer LO-Spannungsimpulse 101 für das Lokaloszillatorsignal zu sehen, wobei entsprechend Fig. 9 zur Direktmischung eine MSM-Fotodiode 104 eingesetzt wird. Wie bei der Methode nach Fig. 8 wird die Impulsfolge mit digitalen Gatterelementen erzeugt. Es wird auch hier ein EXODER-Gatter 102 verwendet, wobei das Rechtecksignal 100 eines (nicht gezeigten) Signalgenerators dem einen Eingang 104 direkt und dem anderen Eingang 105 über ein Verzögerungsglied 103 zugeführt wird. Sowohl bei der positiven als auch bei der negativen Flanke des Eingangssignals 100 entstehen am Gatterausgang 106 LO-Impulse 101 (z.B. $f_{LO} = 200,001$ MHz) mit positiver Spannung, deren Dauer durch die Signallaufzeit τ des Verzögerungsglieds 103 bestimmt wird. Schnelle EXODER-Gatter können als ECL-Logik oder als diskrete Transistorschaltungen ausgeführt werden. Bei der Verwendung von EGL-Gattern werden Anstiegszeiten von einigen 100 ps erreicht. Mit schnellen GaAs-Transistoren sind Anstiegszeiten von einigen 10 ps möglich. Das Verzögerungsglied 103 kann mit einer Leitung realisiert werden. Zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer LO-Impulse 101 aus einem Rechtecksignal 100 sind auch andere Gatterkombinationen vorstellbar als die in Fig. 10 dargestellte Beschaltung. Mit der Kapazität C_K werden die unterschiedlichen Gleichspannungen entkoppelt. Für die kurzen LO-Impulse 101 ist sie durchlässig. Die MSM-Fotodiode 104 wird im Ruhezustand mit einer negativen Spannungsquelle $-U_{Supply}$ und den Widerständen R_{Match} und R_{TP} in Durchlassrichtung betrieben, so dass ihre beiden Schottky-Kontakte inaktiv sind. Beim Anliegen eines LO-Impulses 101 sind beide Schottky-Kontakte gesperrt und somit fotoaktiv. Die detektierte Fotostromimpulsfolge (Detektionsimpulsfolge 13) wird also gemäß der LO-Impulsfolge 101 zerhackt. Hierdurch entsteht ein impulsförmiger Zwischenfrequenzstrom mit niedriger Repetitionsfrequenz, der am Tiefpass 15 bestehend aus C_{TP} und R_{TP} einen Spannungsabfall erzeugt. Dieser Spannungsabfall kann mit einem Analog-Digital-Wandler erfasst werden. Die hochfrequenten Stromanteile, die ebenfalls durch den Mischprozess entstehen, werden mit der Kapazität C_{TP} kurzgeschlossen.

Prinzipiell lassen sich auch PIN-Fotodioden zur Signalmischung nutzen, wobei allerdings relativ hohe LO-Spannungsimpulse benötigt werden. Zudem lassen sich nicht so geringe Schaltzeiten realisieren wie mit MSM-Fotodioden, und durch den komplizierteren Herstellungsprozess sind sie relativ teurer.

Die Fig. 11 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Schaltung zur Erzeugung einer periodischen Folge kurzer Stromimpulse für das Modulationssignal der Laserdiode 1. Ein schneller Transistorschalter 110, der beispielsweise in GaAs-Technologie aufgebaut ist und eine Anstiegszeit von einigen z.B. 100 ps besitzt, wird mit dem Signal 112 eines (nicht gezeigten) Rechtecksignalgenerators angesteuert. Die Frequenz des Rechtecksignals 112 beträgt beispielsweise 200 MHz und die Anstiegszeit 1 ns. Entsprechend der positiven Halbwelle des Rechtecksignals 112 schaltet der

Transistor 110 durch. Ober einen Entladekondensator C_L erhält die Laserdiode 1 einen starken Stromimpuls mit einer Stromstärke von z.B. einigen Ampere. Bei der negativen Halbwelle des Rechtecksignals 112 ist der Transistor 110 gesperrt, und der Kondensator C_L wird mit der Spannungsquelle U_{Supply} über einen Widerstand R aufgeladen. Aufgrund des anhand der Fig. 12 erläuterten Spiking-Effekts wird der emittierte Lichtimpuls bzw. das Tastverhältnis der Primärimpulsfolge 7 in Fig. 1 der Laserdiode 1 im Vergleich zum Stromimpuls aus dem Transistor 110 erheblich verkürzt.

In Fig. 12 ist das typische Einschwingverhalten einer Laserdiode nach dem Einschalten des Diodenstroms dargestellt. Durch die Strominjektion baut sich zunächst im aktiven Lasermedium eine Besetzungsinversion auf, die wesentlich stärker ist als die Besetzungsinversion im eingeschwungenen Zustand, der sich nach etwa 6 ns einstellt. Diese starke Besetzungsinversion führt zeitverzögert zu einer schnellen und massiven Entladung des oberen Laserniveaus, so dass ein kurzer intensiver Lichtimpuls emittiert wird. Das obere Laserniveau wird hierdurch bis unterhalb der Laserschwelle entladen, und es dauert eine gewisse Zeit bis der Diodenstrom erneut eine nun nicht mehr so starke Besetzungsinversion produziert, die sich anschließend in einem weniger starken Lichtpuls erneut entlädt. Dieser Vorgang setzt sich bis zum Erreichen des eingeschwungenen Zustands fort. Die hier auftretende Oszillation wird Relaxationsoszillation genannt. Ihre Periodendauer, die typischerweise 1 ns beträgt, hängt von der Resonatorgeometrie der Laserdiode ab und reduziert sich mit steigendem Diodenstrom. Wird der Diodenstrom nun nach der ersten Laserentladung abgeschaltet, so wird nur der erste intensive Lichtimpuls emittiert. Bei üblichen Kantenemittern ist dieser Impuls mit wenigen 100 ps wesentlich kürzer als der Injektionsstromimpuls, dessen Dauer in dem Beispiel 2,5 ns beträgt. Mit vertikal emittierenden Laserdioden (VCSEL) lassen sich noch kürzere Impulse realisieren. Mit ansteigender Injektionsstromstärke steigt auch die emittierte Strahlungsleistung an, und die Verzögerungszeit nimmt ab. Durch dieses Einschwingverhalten - auch "Spiking" genannt - der Laserdiode wird aus dem Rechtecksignal 112 des Signalgenerators eine Folge sehr kurzer intensiver Lichtimpulse 7 generiert.

Zur Direktmischung der Detektionsimpulsfolge 13 mit der LO-Impulsfolge gemäß der Erfindung muss nicht unbedingt eine Fotodiode verwendet werden. Es sind auch andere Möglichkeiten denkbar. Beispielsweise kann - wie in Fig. 13 gezeigt - zum Zerhacken der Detektionslichtimpulsfolge 13 (Fig. 1) unmittelbar vor der Fotodiode 6 ein optischer, elektrisch oder optisch steuerbarer Schalter 130 angebracht werden, den das zu detektierende Licht passiert und der von der LO-Impulsfolge 14 (Fig. 1) aktiviert wird. Als derartige Schalter eignen sich zum Beispiel Pockelszellen, die von elektrischen Signalen angesteuert werden. Auch optische Halbleiterverstärker, wie beispielsweise entspiegelte Laserdioden, können eingesetzt werden. Dabei wird die das verstärkende Medium passierende Detektionsimpulsfolge 13 nur beim Anliegen eines elektrischen LO-Impulses 14 verstärkt, so dass ein Mischeffekt der Detektionsimpulsfolge 13 mit der LO-Impulsfolge 14 entsteht. Bezogen auf die Ausführungsbeispiele in Fig. 7 und Fig. 8 wird hierzu ein unmittelbar vor der Fotodiode 6 positionierter elektrisch steuerbarer optischer Schalter bzw. Verstärker von der LO-Impulsfolge 14 angesteuert. Die Fotodiode 6 ist dabei von dem LO-Impulsgenerator isoliert. Durch den optischen Schalt- bzw. Verstärkungsprozess entsteht ein Zwischenfrequenzsignal, das am Tiefpassfilter 15 bestehend aus C_{TP} und R_{TP} abgegriffen werden kann. Auch Kerr-Zellen oder sättigbare Absorber können verwendet werden. Diese Komponenten werden mit intensiven Lichtimpulsen aktiviert und sind demnach optisch steuerbare optische Schalter. In Fig. 13 ist hierzu ein Ausführungsbeispiel zu sehen. Die LO-(Licht-)Impulsfolge 132 wird z.B. mit einer zweiten Laserdiode 131 unter Nutzung des erläuterten Spiking-Effekts generiert. Die Schaltung zur Impulserzeugung entspricht der nach Fig. 11 und ist oben ausführlich beschrieben. Die von der zweiten Laserdiode 131 emittierte periodische LO-Lichtimpulsfolge 132 wird auf den optisch steuerbaren optischen Schalter 130 geführt. Nur während der Zeitdauer der LO-Impulse ist der optische Schalter 130 transparent, so dass die Detektionslichtimpulsfolge 13 die aktive Fläche der Fotodiode 6 erreicht. Durch diesen periodischen Schaltprozess entsteht nach der Detektion in der Fotodiode 6 ein impulsfolgenmäßiger Zwischenfrequenzstrom, der am Tiefpass 15 bestehend aus C_{TP} und R_{TP} einen dementsprechenden Spannungsabfall erzeugt. Dieser Spannungsabfall wird z.B. mit dem Analog-Digital-Wandler 17 (Fig. 1) gemessen und steht zur Weiterverarbeitung durch den Prozessor 18 zur Verfügung.

Mit optisch steuerbaren optischen Schaltern lassen sich sehr kurze Einschaltzeiten von weni-

ger als 10 ps realisieren. Es sind sehr kleine Tastverhältnisse und demnach sehr hohe augensichere Impulslichtleistungen sowie geringe mittlere Schrotaustauschströme möglich, so dass nach Gl. (22) gute Signal-Rausch-Abstände bzw. hohe Distanzmessgenauigkeiten bei kurzen Messzeiten erreicht werden können. Neben optisch steuerbaren optischen Schaltern können auch optisch steuerbare optische Verstärker als Mischer vor die Fotodiode 6 positioniert werden. Zu nennen sind in diesem Zusammenhang beispielsweise Lichtleitfaserverstärker. Farbstoffverstärker oder optisch parametrische Verstärker. Diese Komponenten verstärken die sie passierende Detektionssimpulsfolge 13 in Abhängigkeit von der Intensität des eingestrahlichten Pumplichts. Bei vorhandenem LO-Pumplichtpuls, der beispielsweise mit Laserdioden im Spiking-Betrieb erzeugt wird, werden optische Verstärkungen von bis zu 10^6 erzielt, wobei ohne Pumplicht eine Dämpfung von 10^{-2} bis 10^{-1} zu verzeichnen ist. Durch diese große Verstärkungsänderung im Takt der LO-Pumplichtimpulsfolge wird die Detektionssimpulsfolge mit der LO-Impulsfolge gemischt. In der nachfolgenden Tab. 1 sind die geschalteten und ungeschalteten Transmissionen verschiedener optisch steuerbarer optischer Schalter bzw. Verstärker zusammengestellt.

Tabelle 1: Eigenschaften optisch steuerbarer optischer Schalter bzw. Verstärker

Anordnung	geschaltete Transmission	ungeschaltete Transmission	Öffnungszeit
Kerr-Effekt	10^{-1}	10^{-4}	2 ps
Sättigbarer Adsorber	10^{-1}	10^{-4}	10 ps
Farbstoffverstärker	10^3	10^{-2}	10 ps
optischer parametrischer Verstärker	10^6	10^{-1}	0,1 ps

In Verbindung mit optischen Schaltern bzw. Verstärkern können im Prinzip auch langsame Fotodioden (PIN-, MSM- oder Avalanche-Fotodioden) eingesetzt werden, da sie nur das niederfrequente ZF-Signal detektieren. Bei Verwendung von optischen Schaltern zusammen mit PIN- oder MSM-Fotodioden dominiert nicht das Schrotrauschen der Fotodiode, so dass, wie oben erwähnt, keine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstands erreicht werden kann.

Bei einer prinzipiellen IRM-Schaltungs- und Messsystemanordnung nach Fig. 1 ist ein Lichtdetektor eingesetzt. Dies wirkt sich auf die Zuverlässigkeit und Genauigkeit des Messsystems sehr positiv aus. Aber auch der Einsatz eines separaten Referenzlichtdetektors und eines getrennten Messlichtdetektors ist möglich. Eine solche abgewandelte Anordnung ist in Fig. 14 gezeigt. In wesentlichen Punkten entspricht diese Anordnung der nach Fig. 1, was durch gleiche jedoch mit Strich (') versehene Bezugshinweise verdeutlicht wird. Zur Erläuterung wird insoweit auf die obigen Ausführungen in Fig. 1 verwiesen.

Anders als bei Fig. 1 gelangt nach Fig. 14 die Referenzlichtimpulsfolge 11' über einen zweiten Strahlenteiler oder Reflektor 140, ein streuendes Medium oder einen Lichtwellenleiter auf eine Referenzfotodiode 141, während die Messlichtimpulsfolge 10' über die Empfangsoptik 5' auf die Messfotodiode 6' fokussiert wird. Durch Fotodioden-Direktmischung (PIN-, MSM-, Avalanche-Fotodioden) oder durch Mischung mit optischen Schaltern bzw. Verstärkern wird die detektierte Referenzlichtimpulsfolge 11' und die detektierte Messlichtimpulsfolge 10' mit der auch an der Messfotodiode 6' angelieferten LO-Impulsfolge 14' gemischt. Die über Tiefpassfilter 15' bzw. 144 resultierenden ZF-Impulsfolgen werden im Referenz- und Messkanal separat gefiltert, in 16' bzw. 142 verstärkt und mittels Analog-Digital-Wandlern 17' bzw. 143 abgetastet. Die Abtastwerte werden der Steuereinheit 18' übermittelt, die durch Bestimmung der Zeitdifferenz zwischen Mess- und Referenzimpulsfolge in oben beschriebener Weise die Distanz ermittelt.

Die besonderen Vorteile der Erfindung sind im Folgenden kurz zusammengefasst erläutert:

- (i) Relativ hohe Impulslichtleistungen lassen sich realisieren bei niedrigen mittleren Rauschströmen durch die Wahl kleiner Tastverhältnisse für die Mess- bzw. Modulationsimpulsfolge und dementsprechend für die Lokalimpulsgenerator-Impulsfolge. Daraus resultieren große Signal-Rauschabstände,

- hohe Distanzmessgenauigkeit,
 - hohe Messsicherheit bei der Bestimmung der Periodenzahl n_1 (siehe, Gl. (21)),
 - geringe Messzeiten für sichere Bestimmung der Periodenzahl n_1 , und
 - geringe Messzeiten für hohe Distanzmessgenauigkeit.
- 5 (ii) Prinzipiell ist kein zusätzlicher Referenzempfänger notwendig, so dass die in Fig. 1 veranschaulichte Systemanordnung von besonderem Vorteil ist durch
- Eliminierung sämtlicher parasitärer Laufzeiten der Sende- und Empfangskomponenten,
 - APD-Lichtdetektor mit sehr hoher Verstärkung,
 - hohe Distanzmessgenauigkeit
 - hohe Zuverlässigkeit;
 - initiale gerätespezifische Kalibrierung entbehrlich, und
 - Reduzierung der Bauteil- und Inbetriebnahmekosten.
- 10 (iii) Aufgrund der erfindungsgemäßen Direktmischung ergeben sich Vorteile durch
- niedrige Zwischenfrequenzen und geringe Abtastraten,
 - Wegfall sensibler Hochfrequenzkomponenten im Messsignalpfad,
 - reduzierte Stromaufnahme,
 - reduzierten Bauteilbedarf,
 - vereinfachtes Schaltungsdesign,
 - Reduzierung der Kosten durch Verwendung von NF-Komponenten,
 - geringe oder keine Einkopplung von elektrischen Störsignalen (Übersprecher, elektromagnetische Interferenz (EMI) durch digitale Störsignale oder externe Funkfelder) wegen niedriger Zwischenfrequenz,
 - reduziertes Rauschen wegen geringer EMI und durch Verwendung von NF-Komponenten,
 - verbesserte Distanzmessgenauigkeit.
- 15 (iv) Durch den erfindungsgemäßen Impulsbetrieb des oder der Lichtemitter (Laserdiode) ergibt sich für das erfindungsgemäße Distanzmessgerät
- eine reduzierte Stromaufnahme,
 - eine geringe Betriebstemperatur; keine Kühlung notwendig,
 - ein erweiterter Temperaturbereich,
 - die Verwendung kostengünstiger Laserdioden mit reduziertem Temperaturbereich, und
 - eine Erhöhung der Lebensdauer der Laserdioden.
- 20 (v) Die hohe Repetitionsfrequenz der eingesetzten Lichtimpulse ermöglicht geringere Lichtimpulsleistungen als bei herkömmlichen Lichtimpulslaufzeitverfahren und außerdem sind keine speziellen Impulslaserdioden erforderlich.
- 25 (vi) Eine digitale Signalerzeugung für das Lokaloszillatorsignal und das Modulationssignal ist möglich und unproblematisch.
- 30
- 35

40

PATENTANSPRÜCHE:

1. Verfahren zur elektrooptischen Distanzmessung, bei dem ein Laserstrahl auf ein Messobjekt gerichtet und der von dort reflektierte Messlichtstrahl durch einen Lichtdetektor erfasst und aus einer Lichtlaufzeitmessung die Distanzbestimmung erfolgt, wobei einerseits der Laserstrahl als intensitätsmodulierte Folge von Sendelichtimpulsen auf das Messobjekt gerichtet und der von dort reflektierte bzw. gestreute Anteil als Messlichtimpulsfolge durch den Lichtdetektor erfasst und von diesem ein erster Fotostromanteil generiert wird, andererseits ein kleiner Anteil der intensitätsmodulierten Sendelichtimpulsfolge als Referenzlichtimpulsfolge abgezweigt und nach Durchlaufen einer bekannten Referenzstrecke ebenfalls durch einen Lichtdetektor erfasst und von diesem daraus ein zweiter Fotostromanteil erzeugt wird, und wobei aus der Laufzeitdifferenz der über die Referenzstrecke gelaufenen Referenzlichtimpulsfolge einerseits und der über die doppelte Messdistanz gelaufenen Messlichtimpulsfolge andererseits die Messdistanz d_0 bestimmt wird, **dadurch gekennzeichnet, dass**
- 45
- 50
- 55

- 5 - einerseits die vom Messobjekt reflektierte bzw. gestreute Messlichtimpulsfolge mit der Repetitionsfrequenz $f_{\text{Mess},1}$ durch Impulsmischung mit einer Mischimpulsfolge mit einer geringfügig anderen Repetitionsfrequenz $f_{\text{Lo},1}$ ein erster Impulsfolgenartiger Messsignalstromanteil mit niedriger Repetitionsfrequenz $f_{\text{ZF},1} = |f_{\text{Mess},1} - f_{\text{Lo},1}|$ und einem durch die Mischung gedehnten Zeitmassstab generiert wird,
- 10 - andererseits die von der Primärlichtimpulsfolge abgezeichnete Referenzlichtimpulsfolge mit der Repetitionsfrequenz $f_{\text{Mess},1}$ durch Impulsmischung mit einer Mischimpulsfolge mit der geringfügig anderen Repetitionsfrequenz $f_{\text{Lo},1}$ ein zweiter impulsfolgenartiger Referenzsignalstromanteil mit niedriger Repetitionsfrequenz $f_{\text{ZF},1} = |f_{\text{Mess},1} - f_{\text{Lo},1}|$ und einem durch die Mischung gedehnten Zeitmassstab generiert wird,
- 15 - zur eindeutigen Bestimmung der Messdistanz mindestens zwei Zeitdifferenzen ($t_{\text{ZF},1}$, $t_{\text{ZF},2}$) zwischen den Messsignalstromimpulsen mit niedriger Repetitionsfrequenz und den Referenzsignalstromimpulsen mit niedriger Repetitionsfrequenz bei mindestens zwei zeitsequentiellen Teilmessungen mit jeweils verschiedenen Repetitionsfrequenzen ($f_{\text{Mess},1}$, $f_{\text{Mess},2}$) der Messlichtimpulsfolge gemessen werden
- und dass aus diesen Zeitdifferenzen ($t_{\text{ZF},1}$, $t_{\text{ZF},2}$) die Lichtlaufzeitdifferenz t_0 der über die Referenzstrecke gelaufenen Referenzlichtimpulsfolge einerseits und der über die doppelte Messdistanz gelaufenen Messlichtimpulsfolge andererseits ermittelt und aus dieser Lichtlaufzeitdifferenz t_0 die Messdistanz d_0 bestimmt wird.
- 20 2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die intensitätsmodulierte Folge von Primärlichtimpulsen durch eine im Spikingmode betriebene Laserdiode erzeugt wird (Fig. 11, 12).
- 25 3. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass zum Erzielen einer hohen Messgenauigkeit die Repetitionsfrequenzen der Mess- bzw. Referenzlichtimpulsfolgen bzw. der Mischimpulsfolge höher gewählt werden als für eine eindeutige Distanzmessung notwendig.
- 30 4. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Messlichtimpulsfolge und die Referenzlichtimpulsfolge zu einer Detektionslichtimpulsfolge überlagert werden und die Detektionslichtimpulsfolge von einem gemeinsamen Lichtdetektor detektiert und einer Impulsmischung unter Anwendung einer Mischimpulsfolge unterworfen wird, deren Repetitionsfrequenz ($f_{\text{Lo},1}$) geringfügig von der Repetitionsfrequenz ($f_{\text{Mess},1}$) der Mess- und Referenzlichtimpulsfolge abweicht, so dass die Mess- und Referenzlichtimpulsfolge in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmassstäben konvertiert und anschliessend als Zwischenfrequenzimpulsfolge einer gemeinsamen Signalauswertung zugeführt werden.
- 35 5. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Messlichtimpulsfolge einerseits und die Referenzlichtimpulsfolge andererseits durch getrennte Lichtdetektoren detektiert und jeweils einer Impulsmischung unter Anwendung einer Mischimpulsfolge unterworfen werden, deren Repetitionsfrequenz ($f_{\text{Lo},1}$) geringfügig von der Repetitionsfrequenz ($f_{\text{Mess},1}$) der Mess- und Referenzlichtimpulsfolge abweicht, so dass die Mess- und Referenzlichtimpulsfolge in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmassstäben konvertiert und anschliessend als Zwischenfrequenzimpulsfolgen einer gemeinsamen Signalauswertung zugeführt werden.
- 40 6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Impulsmischung die Lichtdetektoren im Direktmischbetrieb arbeiten, wobei die Lichtdetektoren mit der Mischimpulsfolge so beaufschlagt werden, dass die Konversionsfaktoren der Detektoren entsprechend der Mischimpulsfolge moduliert und hierdurch die detektierten Lichtimpulsfolgen im Lichtdetektor durch Impulsmischung mit der Mischimpulsfolge in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmassstäben konvertiert werden.
- 45 7. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Impulsmischung die durch die Lichtdetektoren aus den detektierten Lichtimpulsfolgen generierten Signalstromimpulsfolgen einem elektronischen Mischer oder Schaltern zugeführt werden, der entsprechenden der Mischimpulsfolge aktiviert und deaktiviert wird, so dass die Signalstromimpulsfolgen durch Impulsmischung mit der Mischimpulsfolge in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmassstäben konvertiert werden.
- 50 8. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Impulsmischung
- 55

- 5 die Mess- und Referenzlichtimpulsfolge den Lichtdetektoren einem vorgelagerten steuerbaren optischen Mischer oder Schalter zugeführt werden, der entsprechend der Mischimpulsfolge aktiviert und deaktiviert wird, so dass die Mess- und Referenzlichtimpulsfolge durch Impulsmischung mit der Mischimpulsfolge in einen Zwischenfrequenzbereich mit
- 10 5 gedehnten Zeitmassstäben konvertiert und anschliessend mit Lichtdetektoren detektiert werden.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, **dadurch gekennzeichnet**, dass Avalanche-Fotodioden als Lichtdetektoren verwendet werden.
- 10 10. Verfahren nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur direkten Impulsmischung die Mischimpulsfolge als Spannungsimpulsfolge der Sperrschichtspannung der Avalanche-Fotodioden so überlagert wird, dass der Verstärkungs- bzw. Konversionsfaktor der Avalanche-Fotodioden mit der Mischimpulsfolge moduliert wird.
- 15 11. Verfahren nach Anspruch 10, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Sperrspannung der Avalanche-Fotodioden so eingestellt wird, dass durch die überlagerten Mischimpulse eine jeweils kurzzeitige starke periodische Erhöhung der APD-Verstärkung bzw. des Konversionsfaktors der jeweiligen APD eintritt.
- 20 12. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Differenz der Repetitionsfrequenzen (f_{Lo} , $f_{Mess,1}$) der Messlichtimpulsfolge und der Mischimpulsfolge zu 0,5 bis 10 kHz, vorzugsweise zu 0,8 bis 2,0 kHz, insbesondere zu 1 kHz gewählt wird.
- 25 13. Verfahren nach Anspruch 12, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Repetitionsfrequenz ($f_{(Mess,1)}$) der Messlichtimpulsfolge im Bereich von 10 bis 400 MHz, insbesondere im Bereich von 50 bis 300 MHz, vorzugsweise zu etwa 200 MHz gewählt wird.
- 30 14. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Tastverhältnisse der Referenz- bzw. Messlichtimpulsfolge und der Mischimpulsfolge gleich und im Bereich von 1% bis 10%, insbesondere von 3% bis 6%, vorzugsweise zu 5% gewählt sind.
- 35 15. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die aus der Signal-Direktmischung nach einer Tiefpassfilterung erhaltene Zwischenfrequenzimpulsfolge analog/digital-gewandelt und zur Bestimmung der Messdistanz mittels eines Algorithmus ausgewertet werden.
- 40 16. Verfahren nach Anspruch 15, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei der Signalauswertung eine Mehrzahl von ZF-Impulsfolgen überlagert wird, wobei der jeweilige Referenzimpuls als Triggersignal verwendet wird.
- 45 17. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Bestimmung der wahren Distanz bei Messdistanzen, die einen durch die Betriebsparameter vorgegebenen Eindeutigkeitsbereich einer bestimmten Periodenzahl (n_1) überschreiten, mindestens ein weiterer Messdurchlauf durchgeführt wird, bei dem die Repetitionsfrequenzen der Messlichtimpulsfolge und der Mischimpulsfolge um einen gleichen, geringen Frequenzbetrag so geändert werden, dass bei beiden Messungen innerhalb einer vorgegebenen maximalen Messdistanz (d_{max}) dieselbe absolute Periodenzahl vorliegt, deren absoluter Wert durch einen anschließenden Rundungsprozess bestimmt wird.
- 50 18. Verfahren nach Anspruch 17, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Erhöhung der Genauigkeit und der Sicherheit bei der Periodenzahlbestimmung weitere Meßabläufe bei weiteren Repetitionsfrequenzen mit sukzessiv erhöhtem Frequenzabstand durchgeführt und dabei zunächst bezüglich der weiteren Frequenzdifferenzwerte zur ursprünglichen, ersten Wahl der Repetitionsfrequenzen von Modulation- und LO-Impulsfolge relative Periodenzahlen bzw. Periodenzahldifferenzen ($n_1 - n_x$; $x = 1, 2, 3 \dots$) solange ermittelt werden, bis mittels eines Bewertungsalgorithmus die absolute Periodenzahl und damit die Distanz bestimmbar sind.
- 55 19. Verfahren nach Anspruch 18, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Repetitionsfrequenzen so gewählt werden, dass innerhalb einer vorgegebenen maximalen Messdistanz keine Überlagerung der Referenzimpulse einer vorherigen Periode mit den Messimpulsen einer aktuellen Messsignalperiode eintritt.
20. Einrichtung zur elektrooptischen Distanzmessung, mit der ein von einem Lichtemitter (1 ; $1'$) erzeugter gepulster Laserstrahl auf ein entferntes Messobjekt zielbar ist und ein von letzterem reflektierter Messlichtstrahl über eine Empfangsoptik (5) eingefangen, auf einen

- Lichtdetektor (6, 6') gelangt, dessen Empfangssignal voraufbereitet und nach A/D-Wandlung in einer Steuereinheit (18; 18') zur Bestimmung einer Messdistanz aus der Lichtlaufzeit zwischen Lichtemitter und Lichtdetektor verarbeitet wird, bei der eine Strahlteileranordnung (8; 8') vorhanden ist zur Abzweigung eines Teils der emittierten, gepulsten Sendeimpulsfolge als Referenzimpulsfolge (11; 11') über eine bekannte Referenzstrecke auf eine Lichtempfängereinheit (6; 141) und die eine Signalaufbereitungs- und Auswerteeinheit (15 bis 18; 15' bis 18'; 144, 142, 143) aufweist, welche die Laufzeitdifferenz zwischen den Referenzimpulsen und den zugeordneten Messimpulsen bestimmt und daraus die Messdistanz errechnet, **gekennzeichnet durch**
- eine Modulationseinrichtung zur Impulsmodulation des vom Lichtemitter abgegebenen Laserstrahls derart, dass die Dauer eines einzelnen emittierten Impulses klein ist im Vergleich zu einer Modulationsperiode, so dass der Laserstrahl mit kleinem Tastverhältnis gepulst als Sendeimpulsfolge (9; 9') gegen das Messobjekt emittierbar ist, und
 - eine Signalmischeinrichtung zur Umsetzung der über die Referenzstrecke gelaufene Referenzimpulsfolge einerseits und der Messimpulsfolge andererseits in einen gemeinsamen Zwischenfrequenzbereich, in der sowohl die Messeimpulsfolge als auch die Referenzimpulsfolge im (in den) Lichtdetektoren (6; 6', 141) in situ mit einer durch einen Lokaloszillator (14; 14;) gelieferten Mischimpulsfolge gemischt werden, deren Repetitionsfrequenz nur wenig von der der Sendelichtimpulse abweicht, wobei das daraus entstehende ZF-Signal nach einer A/D-Wandlung der Signalaufbereitungs- und Auswerteeinheit zugeführt wird.
21. Einrichtung nach Anspruch 20, **gekennzeichnet durch** einen gemeinsamen Lichtdetektor (6) als Lichtempfängereinheit, auf den sowohl die Referenzimpulsfolge (11) als auch die Messimpulsfolge (10) als überlagerte Detektionsimpulsfolge (13) auftreffen, wobei das Lichtdetektorsignal in situ mit einer durch einen Lokaloszillator gelieferten Mischimpulsfolge (14) gemischt wird, deren Repetitionsfrequenz (f_{LO}) um einen im Vergleich zu dieser Repetitionsfrequenz kleinen Frequenzbetrag von derjenigen der Sendeimpulsfolge (f_{Mess}) verschieden ist, so dass die Referenz- und die Messlichtimpulsfolge in einen ZF-Bereich mit gedehnten Zeitmaßstäben umgesetzt werden.
 22. Einrichtung nach Anspruch 20, **gekennzeichnet durch** einen Lichtdetektor (6') als Lichtempfängereinheit, auf den die Messimpulsfolge (10') auftrifft, und einen Lichtdetektor (141) als Lichtempfängereinheit, auf den die Referenzimpulsfolge (11') auftrifft, wobei beide Lichtdetektorsignale in situ mit einer durch einen Lokaloszillator gelieferten Mischimpulsfolge (14') gemischt werden, deren Repetitionsfrequenz (f_{LO}) um einen im Vergleich zu dieser Repetitionsfrequenz kleinen Frequenzbetrag von derjenigen der Sendeimpulsfolge (f_{Mess}) verschieden ist.
 23. Einrichtung nach Anspruch 21 oder 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Lichtdetektor (6; 6', 141) eine Avalanche-Fotodiode (APD) ist, deren Sperr-Vorspannung (U_{Bias}) durch die vom Lokaloszillator gelieferte Mischimpulsfolge (14; 14') überlagert wird und so gewählt ist, dass der Verstärkungsfaktor (M) der APD in den Austastlücken der Mischimpulsfolge wesentlich niedriger ist als während der Anwesenheit der Mischimpulse.
 24. Einrichtung nach Anspruch 21 oder 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Modulationsimpulsfolge, von einem Impulssignalgenerator geliefert, eine als Lichtemitter dienende, im sichtbaren Wellenlängenbereich strahlende Laserdiode beaufschlagt, und dass sowohl der Impulssignalgenerator als auch der Mischimpuls-Lokaloszillator von einer Steuereinheit (18; 18') aus synchronisiert gesteuert sind.
 25. Einrichtung nach Anspruch 21 oder 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass das in dem APD-Lichtdetektor gebildete überlagerte Signalgemisch über ein Tiefpassfilter (15; 15', 144) zur Abtrennung eines sowohl Messlichtimpulsanteile als auch Referenzlichtimpulsanteile enthaltenden Zwischenfrequenzsignals geführt wird.
 26. Einrichtung nach Anspruch 21, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Referenzlichtimpulsfolge über einen Lichtdiffuser (12) gemeinsam mit der Messlichtimpulsfolge auf den Lichtdetektor gelangt.
 27. Einrichtung nach Anspruch 20, **dadurch gekennzeichnet**, dass die vom Lokaloszillator gelieferte Mischimpulsfolge (72) durch eine Impulsformerschaltung in eine Spike-Impulsfolge mit sehr kurzer Einzelimpulsdauer bzw. sehr kleinem Tastverhältnis umge-

wandelt wird.

- 5 28. Einrichtung nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Impulsformerschaltung zur Generierung der Spike-Impulsfolge einen vom Lokaloszillator mit dessen Mischimpulsfolge (72) angesteuerten Schalter aufweist, dessen geschaltete Strecke parallel liegt zur APD (6) und über eine Induktivität (L) an eine Spannungsversorgung angeschlossen ist, wobei am Verbindungspunkt zwischen Schalter, Induktivität und APD eine kurze, durch einen Anpasswiderstand (R_{Match}) angepasste, endseitig offene Resonanzleitung (73) angeschlossen ist.
- 10 29. Einrichtung nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Impulsformerschaltung durch ein vom Lokaloszillator mit dessen Impulsfolge (80) angesteuertes EXODER-Gatter gebildet ist, dass an einem Eingang (84) direkt und an einem anderen Eingang (85) über ein Verzögerungsglied (83) mit der Mischimpulsfolge angesteuert ist, wobei die durch das Verzögerungsglied festgelegte Verzögerungszeit (τ) das Tastverhältnis für die der APD-Sperrspannung zu überlagernde Mischimpulsfolge bestimmt.
- 15 30. Einrichtung nach einem der Ansprüche 21 bis 29, **dadurch gekennzeichnet**, dass als Lichtempfängerelement eine kathodenseitig verbundene Serienschaltung zweier Lichtempfangs-Schottky-Dioden (MSM-Anordnung) vorgesehen ist, denen die Mischimpulsfolge kathodenseitig als Schaltimpulsfolge zuführbar ist.
- 20 31. Einrichtung nach Anspruch 30, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Mischimpulsfolge durch eine Impulsformerschaltung in eine Spike-Impulsfolge mit sehr kleinem Tastverhältnis umgewandelt wird.
- 25 32. Einrichtung nach Anspruch 31, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Impulsformerschaltung einen von dem Lokaloszillator angesteuerten Schalter aufweist, dessen Schaltstrecke über eine Induktivität (L) an eine erste Versorgungsspannung (U_{Supply}) angeschlossen ist, wobei am Verbindungspunkt zwischen dem schaltbaren Ausgang des Schalters und der Induktivität die gemeinsame Kathode der MSM-Diodenanordnung (94), eine kurze, durch einen Anpasswiderstand angepasste, endseitig offene Resonanzleitung (93) sowie über den Anpasswiderstand eine zweite zur ersten entgegengesetzte Versorgungsspannung ($-U_{Supply}$) angeschlossen ist.
- 30 33. Einrichtung nach Anspruch 21 oder 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Impulsmodulationseinrichtung für den vom Lichtemitter abgegebenen Laserstrahl eine Impulsformerschaltung aufweist, durch die eine von einem Lokaloszillator erzeugte Impulsfolge in eine Spike-Impulsfolge mit hohen Amplituden und sehr kurzer Impulsdauer umwandelbar ist.
- 35 34. Einrichtung nach Anspruch 33, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Impulsformerschaltung einen von der Modulationsimpulsfolge angesteuerten schnellen Schalter aufweist, dessen geschaltete Strecke in Reihe zu dem Lichtemitter liegt und einen Entladekondensator (C_L) aufweist, der parallel zu dieser Reihenanordnung geschaltet ist.
- 40 35. Einrichtung nach Anspruch 21, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zur Signalmischung der Detektionsimpulsfolge (13) im Lichtdetektor (6) erforderliche Misch-Impulsfolge diesem als Lichtimpulsfolge zuführbar ist.
- 45 36. Einrichtung nach Anspruch 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zur Signalmischung der Referenzlichtimpulsfolge (11') bzw. der Messlichtimpulsfolge (10') in den Lichtdetektoren (6', 141) erforderliche Mischimpulsfolge den Detektoren als Lichtimpulsfolge zuführbar ist.
- 50 37. Einrichtung nach Anspruch 35, **dadurch gekennzeichnet**, dass die vom Lokaloszillator abgeleitete Lichtimpulsfolge (132) einen optisch steuerbaren optischen Schalter oder Verstärker steuert, der durch die Detektionslichtimpulsfolge (13) bzw. durch die Referenzlichtimpulsfolge (11') bzw. durch die Messlichtimpulsfolge (10') beaufschlagt ist, die Impulsfolgen (13, 11' und 14') durch Mischung mit der Lichtimpulsfolge (132) in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmaßstäben konvertiert und die Zwischenfrequenzimpulsfolgen anschließend mit Lichtdetektoren detektiert werden.
- 55 38. Einrichtung nach Anspruch 37, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Schaltimpulsfolge über eine weitere Laserdiode (131) auf den Schalteingang des optischen Schalters (130) gelangt, wobei die weitere Laserdiode über eine Impulsformerschaltung durch die vom Lokaloszillator gelieferte Misch-Impulsfolge erregbar ist.

39. Einrichtung nach Anspruch 21, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Mischimpulsfolge (14, 14', 74, 81) einen elektrisch steuerbaren optischen Schalter oder Verstärker steuert, der durch die Detektionslichtimpulsfolge (13) bzw. durch die Referenzlichtimpulsfolge (11') bzw. durch die Messlichtimpulsfolge (10') beaufschlagt ist, die Impulsfolgen (13, 11' und 14') durch Mischung mit der Mischimpulsfolge (14, 14', 74, 81) in einen Zwischenfrequenzbereich mit gedehnten Zeitmaßstäben konvertiert und die Zwischenfrequenzimpulsfolgen anschließend mit Lichtdetektoren detektiert werden.

5

10

HIEZU 14 BLATT ZEICHNUNGEN

15

20

25

30

35

40

45

50

55

Fig. 1

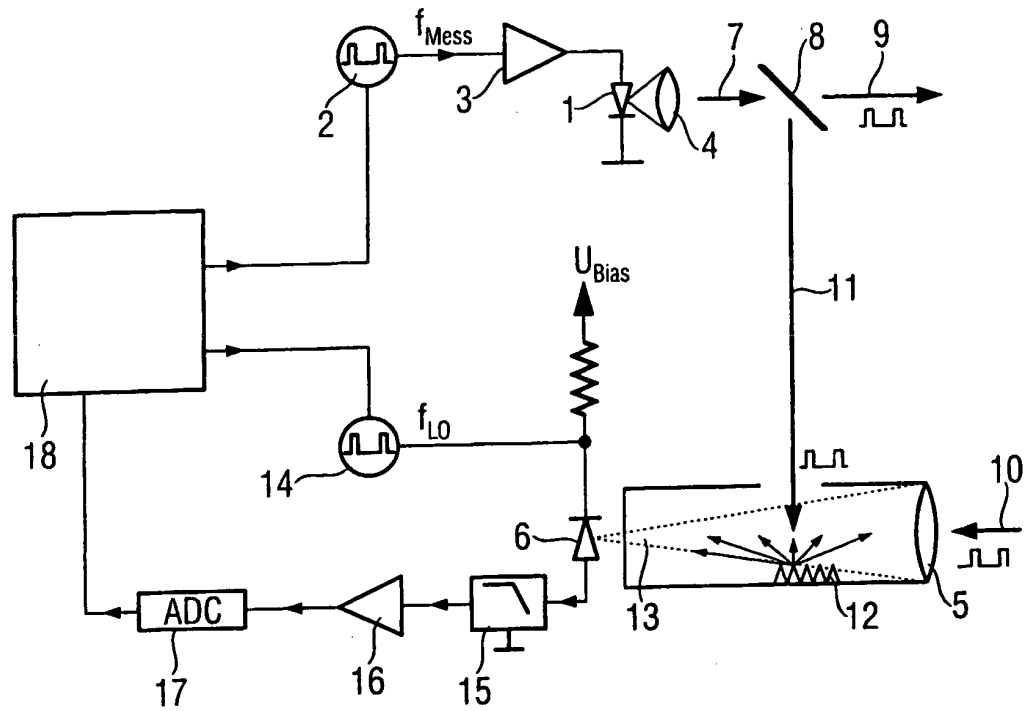


Fig. 2

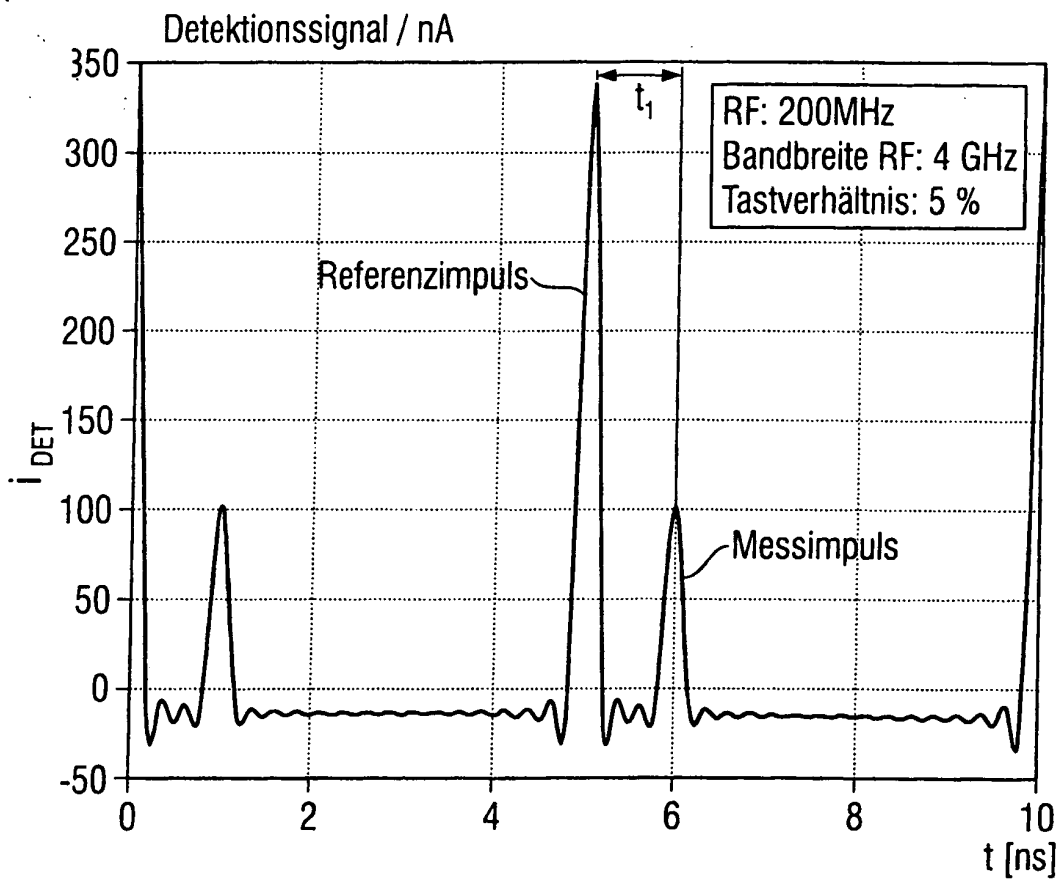


Fig. 3

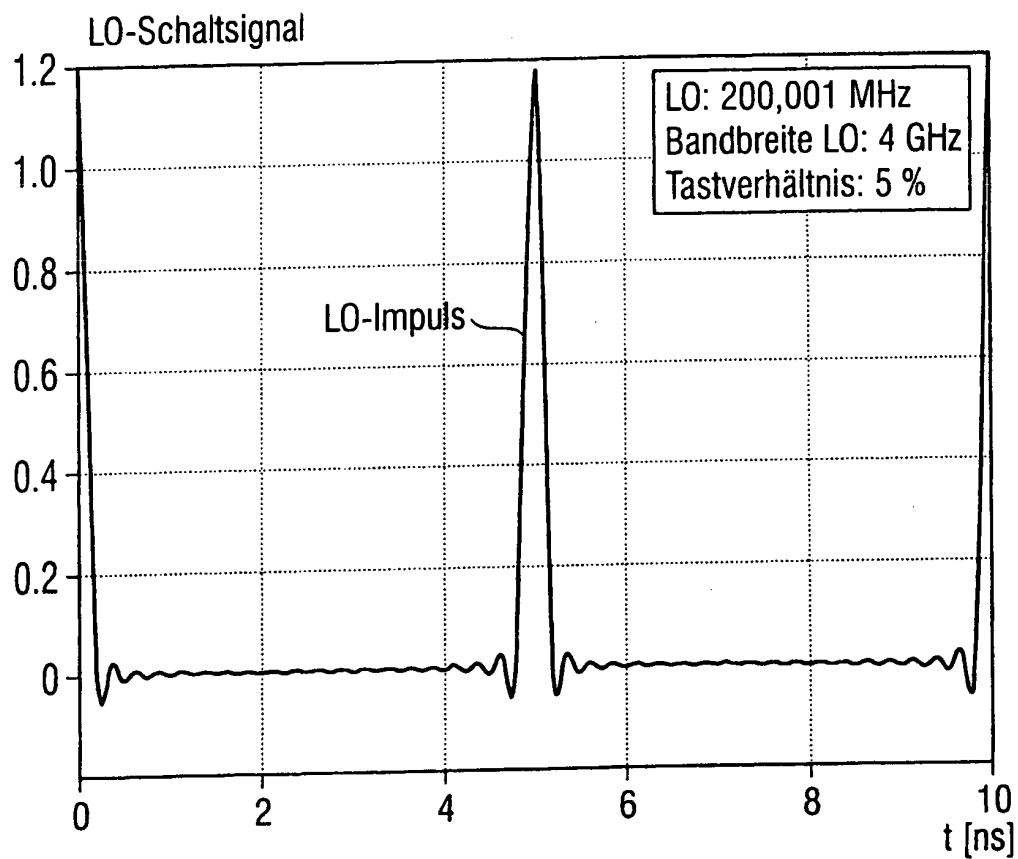


Fig. 4

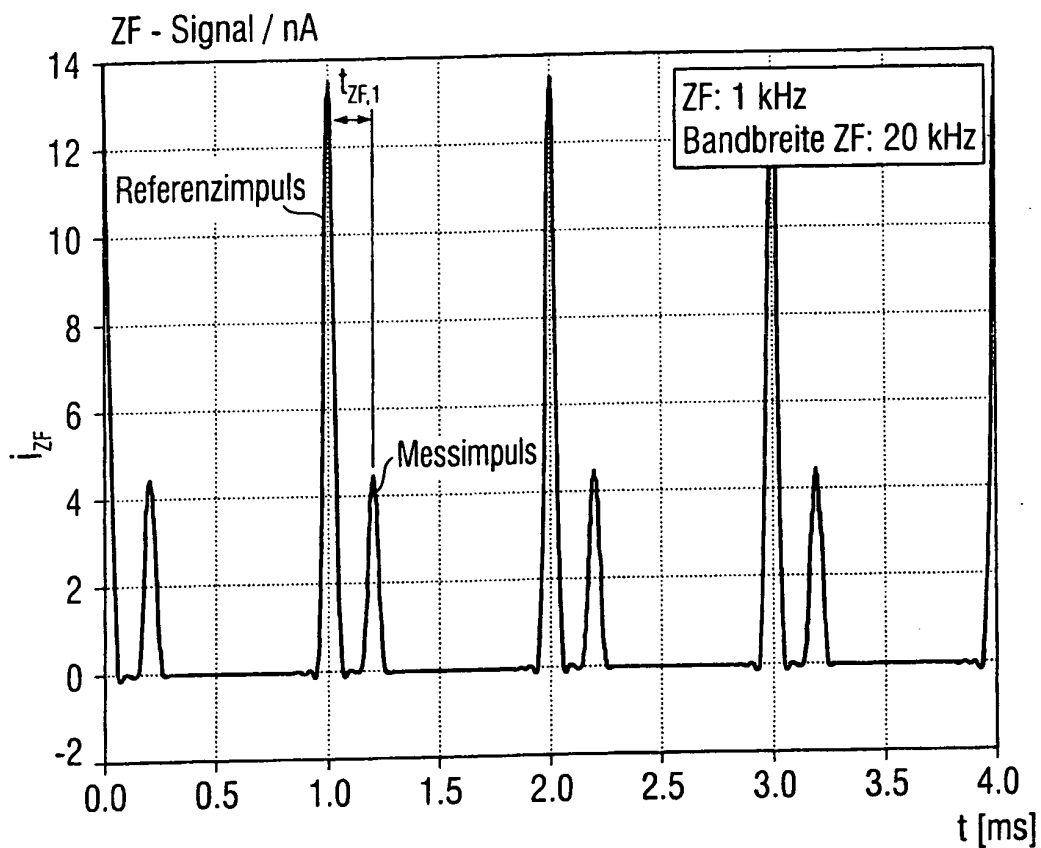


Fig. 5A

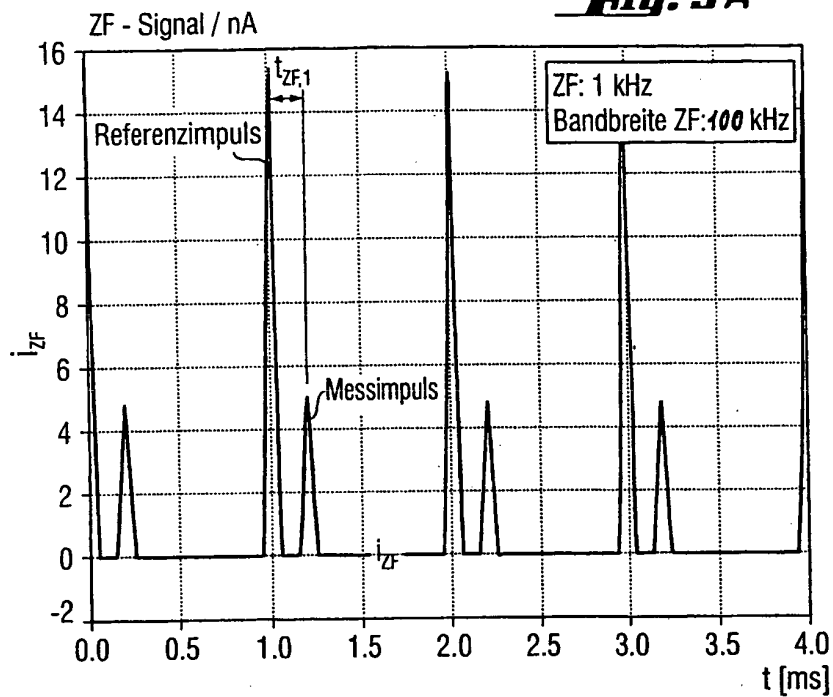


Fig. 5B

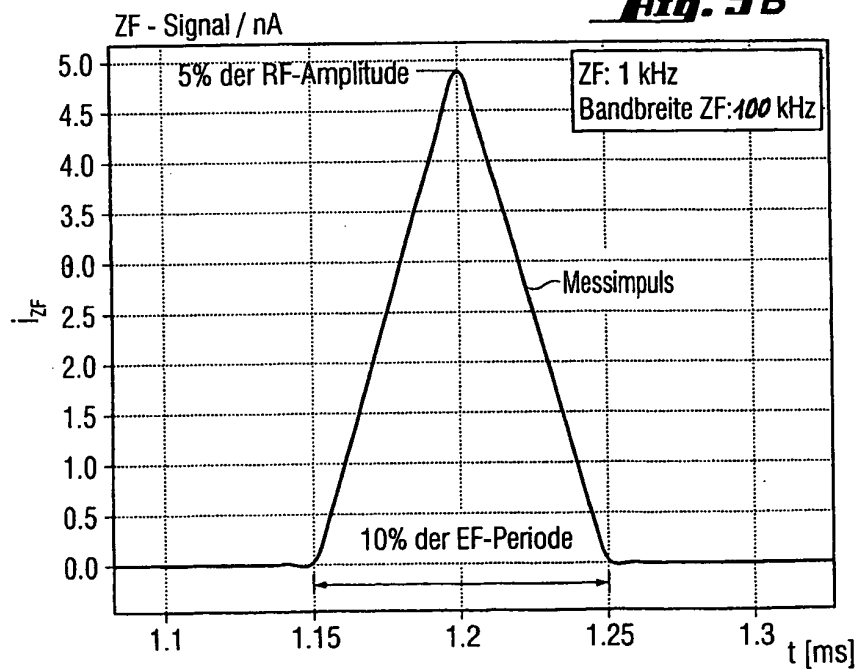


Fig. 6

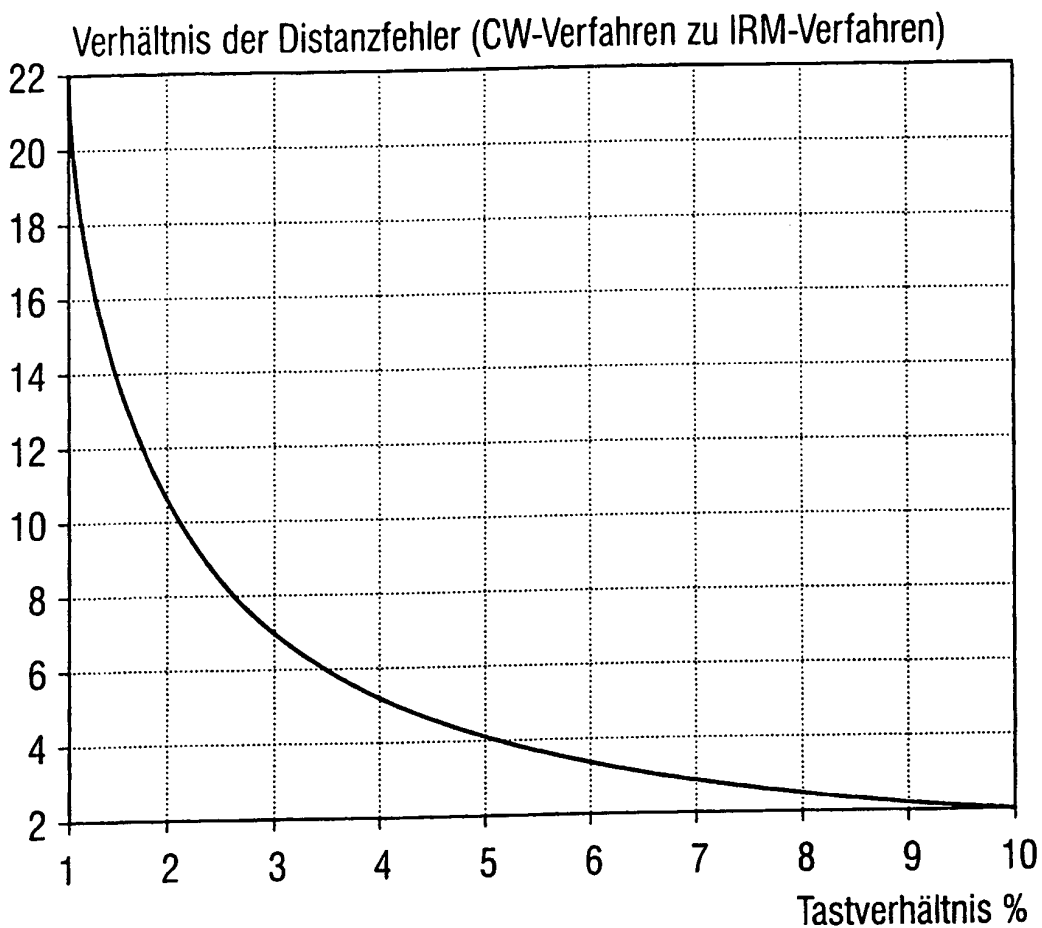
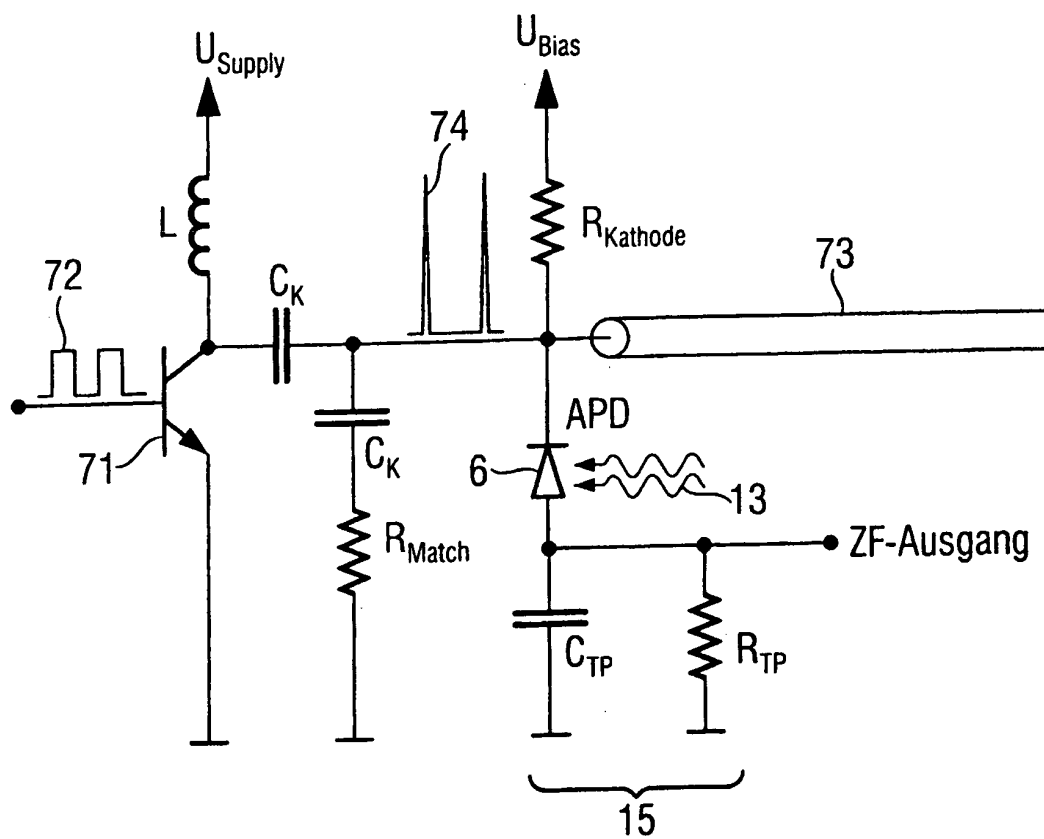


Fig. 1



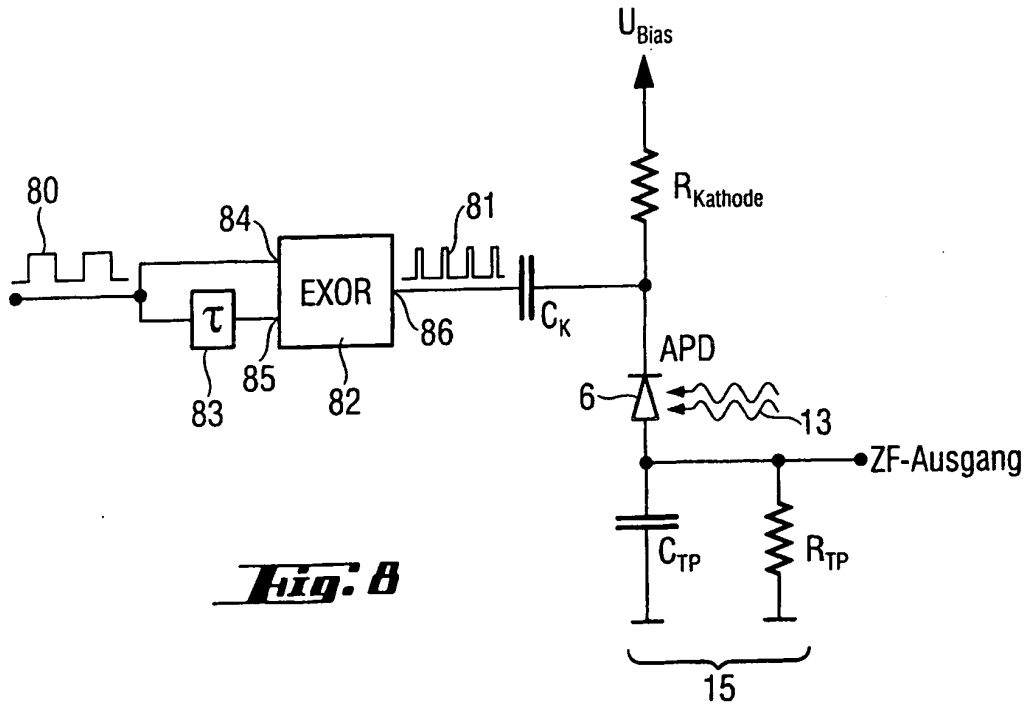


Fig. 9

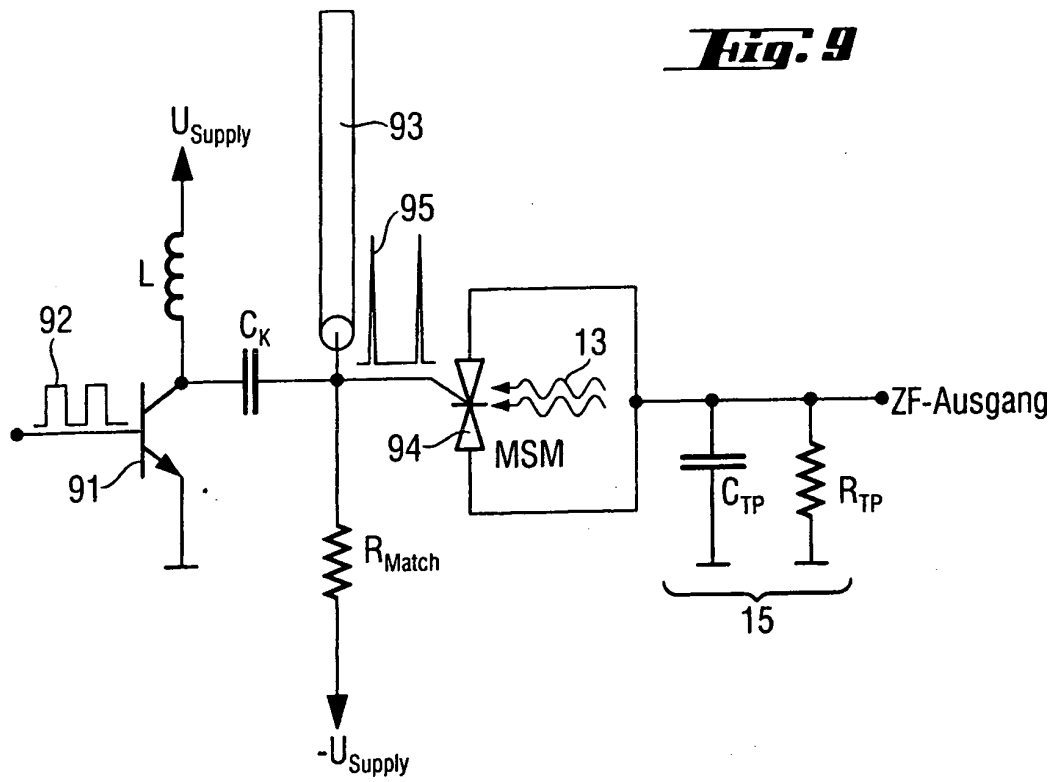
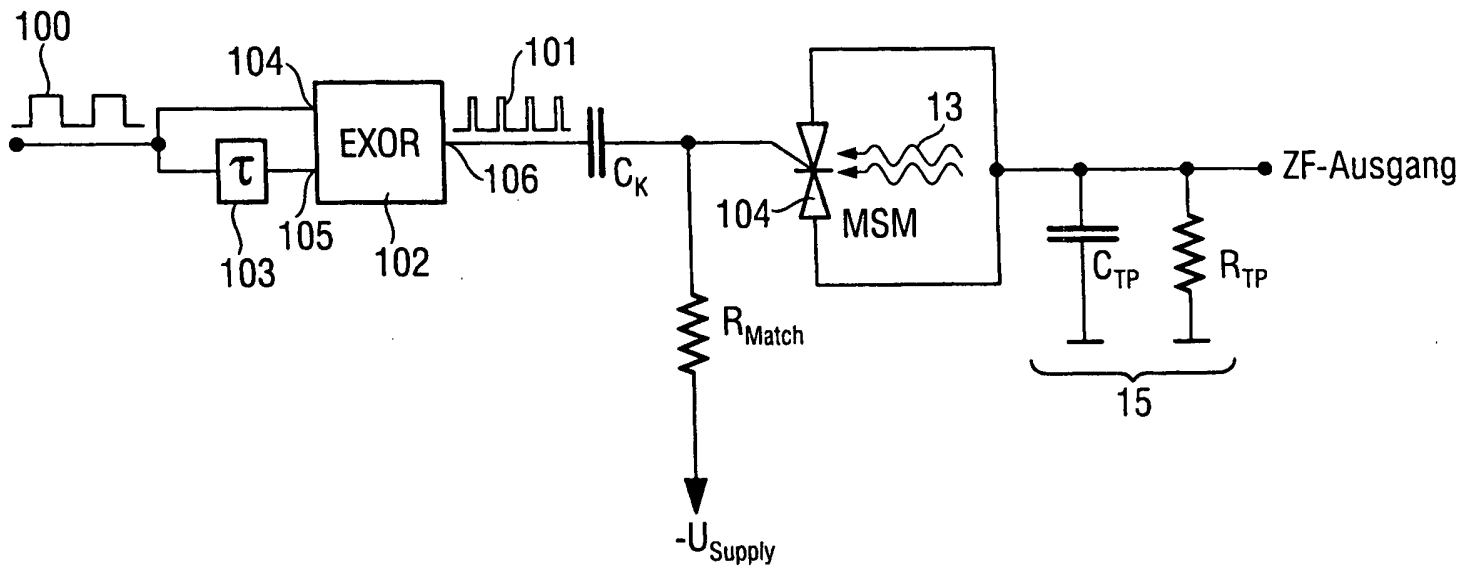


Fig. 10



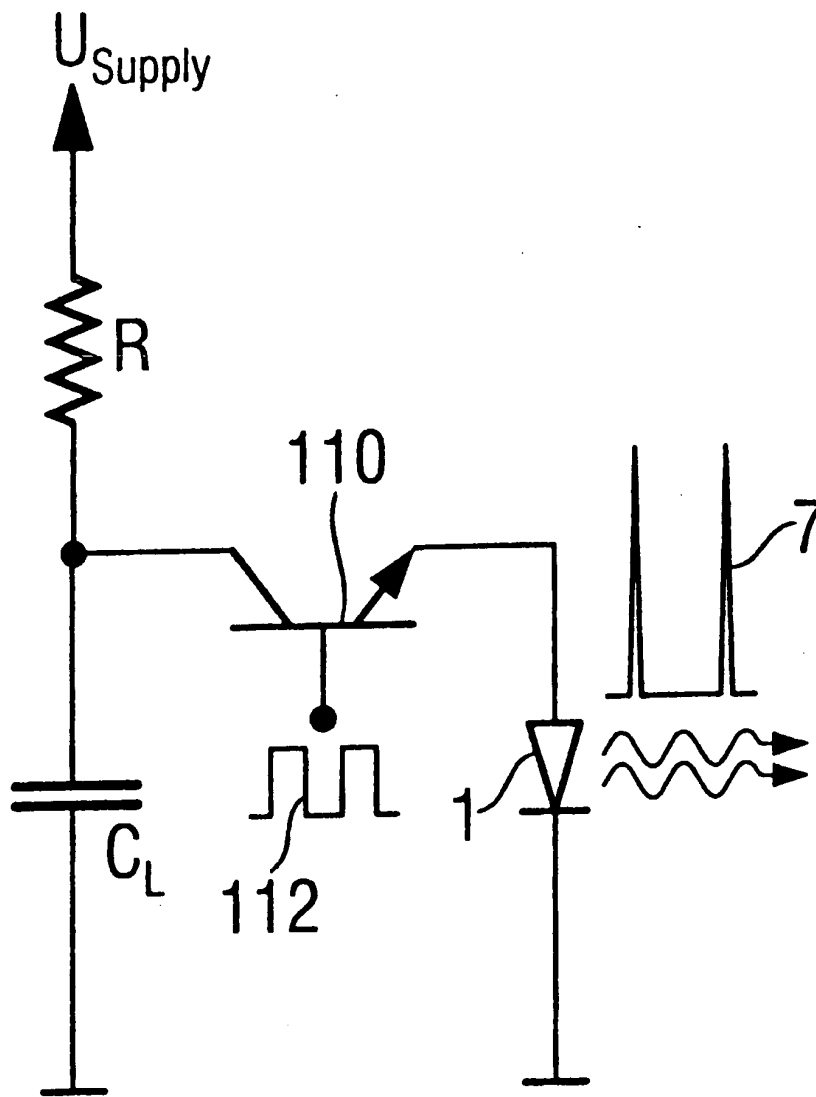


Fig. 11

Fig. 12

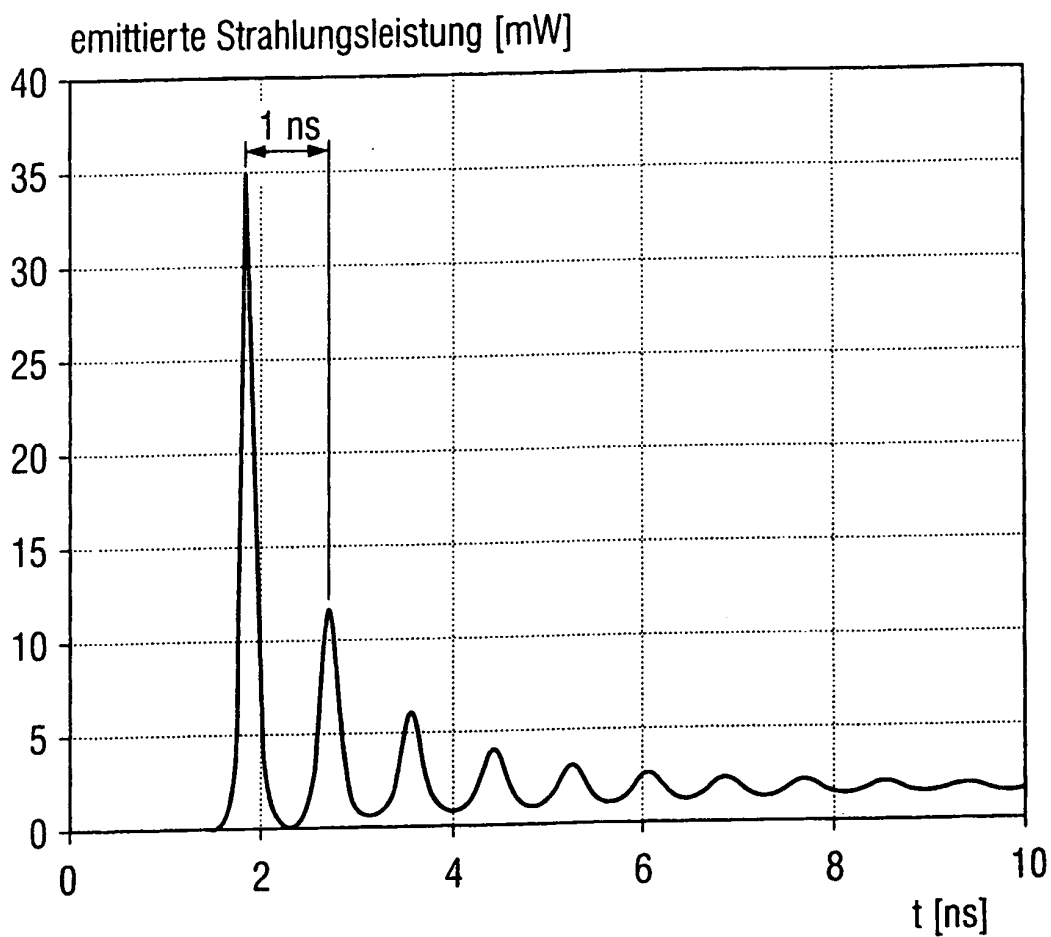


Fig. 13

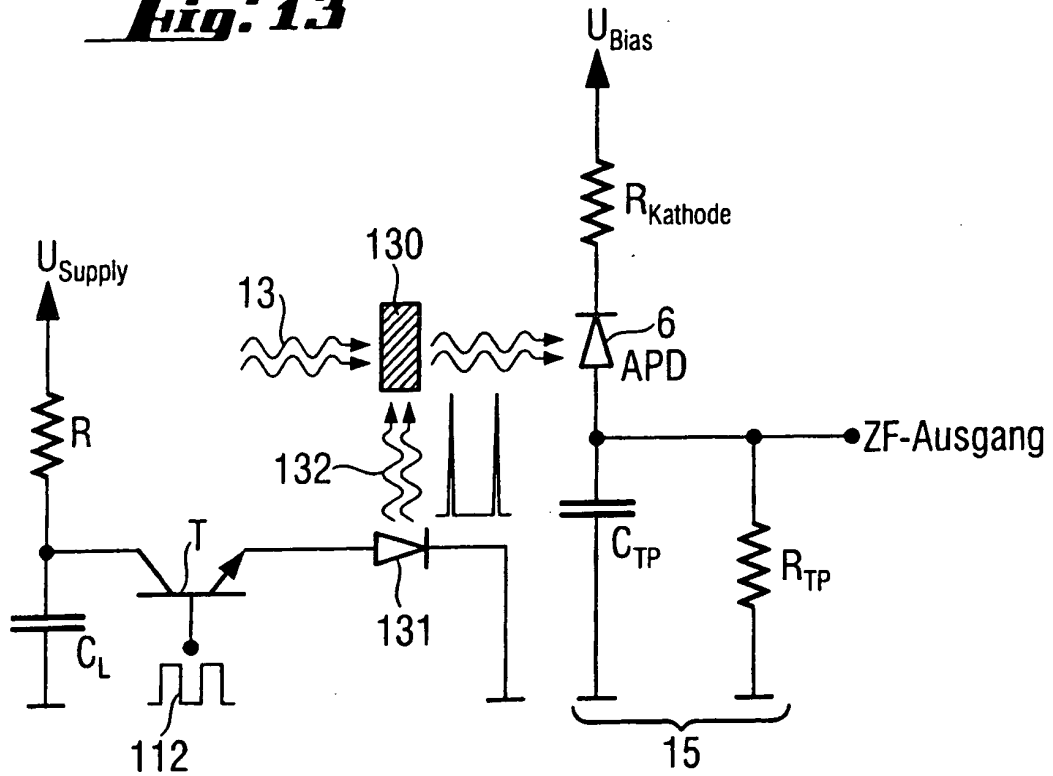


Fig. 14

